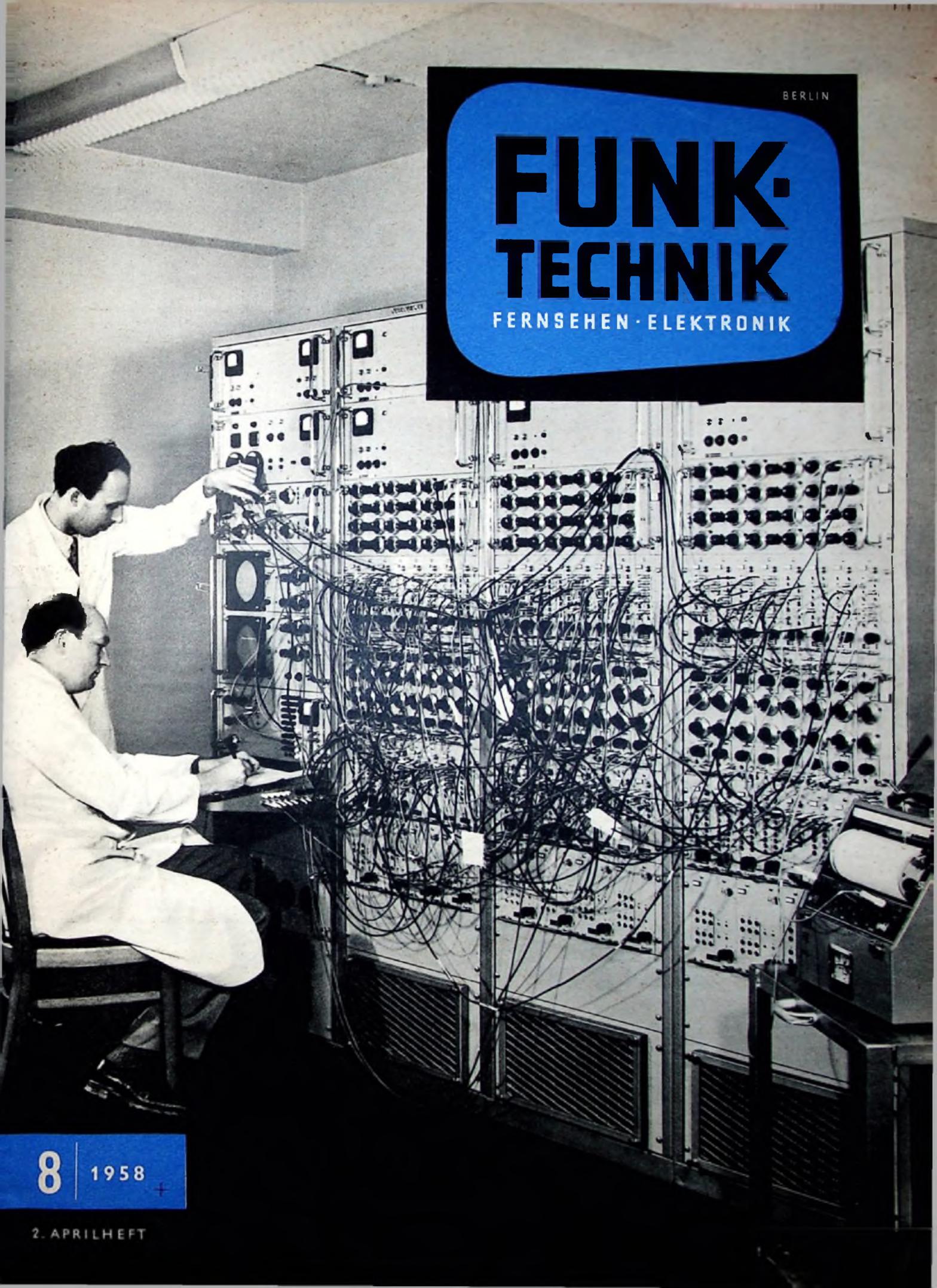


BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



8

1958

2. APRILHEFT



25 Jahre bei Braun

Waldemar Hallerbach, Prokurist der Firma Max Braun, trat vor 25 Jahren in die Frankfurter Firma ein. 1936 erhielt er Handlungsvollmacht und 1953 Gesamtprokura. Seine Verhandlungspartner kennen ihn als den Anwalt, der es verstanden hat, auch das Neue, das Braun mit der Gestaltung seiner Geräte bot, durchzusetzen in der letzten Zeit trat Prokurist Hallerbach auch wiederholt dort in die Debatte ein, wo es um die Preisbindung und die sauberen Vertriebswege ging.

Die Phonogeräte-Industrie im Jahre 1957

Die Produktion von Magnettongeräten hat 1957 wieder einen bedeutenden Sprung vorwärts getan. Mit knapp 400.000 Geräten liegt sie fast 50% höher als 1956. Der Export bei diesen Geräten ist mit etwa 42% sehr beträchtlich. In der Hauptsache handelt es sich dabei um Heim- und Diktiergeräte.

Die Produktion der Schallplatten-Abspielgeräte hat sich mit knapp 2 Millionen Stück etwa auf der Höhe des Vorjahres gehalten. Auch der Export war mit etwa 33% sehr erfreulich. Der Export der Plattenspieler ist daher mit etwas über 1/3 Million Stück beinahe das 4fache des Exportes für Plattenwechsler. Dem deutschen Markt sind dementsprechend etwa 1,2 Millionen Abspielgeräte zur Verfügung gestellt worden, wovon ungefähr 1/3 Plattenwechsler sind.

Drei deutsche FS-Programme in Bändern IV und V

Nach Angaben des Staatssekretärs Prof. Dr. Dr. Gladenbeck vom Bundespostministerium lassen sich im absehbaren Zeit die Frequenzen im Bereich 475 bis 780 MHz trotz Reservierung von Kanälen für das Bundesverteidigungs- und Bundesverkehrsministerium in insgesamt 45 Kanäle von je 7 MHz Bandbreite aufteilen. Damit ist genügend Platz für drei deutsche Fernsehprogramme auch bei restloser Schließung aller Versorgungsflächen für das jetzige Gemeinschaftsprogramm gegeben. Bis zum Jahr 1959 könne die Technik zwar weitere Programm-Möglichkeiten bereitstellen.

BTI führt Netzplanungen in den Bändern IV und V durch

Wie verlautet, hat die Arbeitsgemeinschaft der Öffentlich-Rechtlichen Rundfunkanstalten in der Bundesrepublik Deutschland das Institut für Rundfunk-Technik mit der Durchführung von Netzplanungen in den Bändern IV und V beauftragt. Die Arbeiten sind seit längerer Zeit im Gange, jedoch liegen abschließende Resultate noch nicht vor.

Abschlussbericht Leipziger Frühjahrmesse

Nach Meldungen aus der DDR waren auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrmesse insgesamt 573.000 Besucher aus 73 Ländern anwesend. Davon entfielen auf die sozialistischen Länder 9000, auf das westliche Ausland 8300 auf die Deutsche Bundesrepublik

25.300 und auf die Deutsche Demokratische Republik 530.000. Es stellten 9669 Aussteller aus 43 Ländern auf einer Gesamtausstellungsfäche von 287.225 m<sup>2</sup> in 16 Messehäusern, 22 Messehallen, 17 Pavillons sowie auf einem umfangreichen Freigelände aus 1516 Ausstellern vertreten das Angebot von 41 ausländischen Staaten. 1464 Aussteller aus der Deutschen Bundesrepublik belegten eine Fläche von 36.764 m<sup>2</sup>.

Deutscher Tonjäger-Verband

Der Deutsche Tonjäger-Verband (DTV) e. V., Nürnberg 2, Schleiflach 1027, kündigt die Herausgabe eines Fachblattes für Tonjäger, Hi-Fi- und Tonschmälz-Freunde „Tonbandaufnahmen — unser Hobby“ an. Ferner sollen im Jahre 1958 in 63 Städten in der Bundesrepublik Deutschland Aufklärungs- und Demonstrationsveranstaltungen stattfinden. Ein Amateurwettkampf „Fünfkampf der Amateure“ wurde ausgeschrieben.

Standard Elektrik Lorenz AG

Zum 23. April 1958 haben die beiden Firmen der Standard-Elektrik-Gruppe, die Standard Elektrik AG und die C. Lorenz AG, zu außerordentlichen Hauptversammlungen eingeladen. Den Hauptversammlungen wird vorgeschlagen werden, die Verschmelzung beider Firmen zu beschließen. Das Aktienkapital der Gesamtgesellschaft soll auf 72 Millionen DM erhöht werden. Die neue Firmenbezeichnung wird „Standard Elektrik Lorenz Aktiengesellschaft“ sein. Das zusammengefaßte Unternehmen beschäftigt nach der Verschmelzung rund 21.000 Personen.

Grundig-Fernsehgeräteproduktion

Die Fernsehgeräte-Produktion von Grundig übertraf 1957 das Ergebnis des Vorjahres um 60%. Nach Angaben der Grundig-Werke war dies dadurch möglich, daß die Fertigung — beispielsweise durch Verwendung von gedruckten Schaltungen — sehr rationalisiert und dort, wo notwendig, automatisiert wurde. Trotz gestiegener Kosten bleiben die Preise der Fernsehempfänger stabil. Nach Ansicht von Direktor O. Stewek ist auf Grund der Nachfrage nach Fernsehempfängern zu Beginn dieses Jahres zu erwarten, daß der zweimillionste Fernsehleinnehmer in der Bundesrepublik Deutschland noch 1958 registriert wird.

Druckschriften

Philips Fernseh-Service

Als Nachtrag für den Ordner „Philips-Fernseh-Service“ erschienen die ergänzenden Stufenbeschreibungen für die Luxus- und Spezial-Empfängertypen. Es werden nur die Stufen neu beschrieben, deren elektrischer Aufbau gegenüber den bereits vorhandenen Funktionsbeschreibungen größere Abweichungen aufweist. Mit diesem Nachtrag liegt jetzt eine zusammenhängende Funktionsbeschreibung alles in den letzten drei Jahren auf dem Markt erschienenen Philips-Fernsehempfänger vor.

Remington Rand

Sie und das Elektronengehirn. Diese kleine Broschüre enthält in populärer Darstellung ein „Wörterbuch der elektronischen Rechenanlagen“ sowie als Beilage ein kleines Fachwörterregister mit den deutschen Übersetzungen einiger wichtiger englischer Fachwörter.

Telefunken

Werkstattanleitungen für Rundfunkgeräte

In den letzten Wochen wurden die Werkstattanleitungen für den UKW-Super „Caprice“, die Musiktruhe „Salzburg II“ mit Dynamik-Expander und den Taschen-Super „Partner“ ausgeliefert. Mit der für April angekündigten Herausgabe der Werkstattanleitung für den Kollersuper „Kavalier“ verfügt der Fachhandel somit über die Werkstattanleitungen des gesamten Telefunken-Rundfunk-Geräteprogramms.

Ausland

Eumig nimmt Produktion von Fernsehgeräten auf

Die Wiener Firma Eumig beabsichtigt, in der Saison 1958/59 Fernsehempfänger auf den Markt zu bringen. Da die Rundfunkgeräte dieser Firma in der Regel zu relativ niedrigen Preisen verkauft wurden — auch jetzt stellt Eumig den billigsten österreichischen Rundfunkempfänger mit UKW-Teil her — erwartet man von der Aufnahme der Produktion durch diese Firma einen neuerlichen Druck auf die noch immer verhältnismäßig hohen Preise der österreichischen Fernsehempfänger.

Flughafenradar in Wien

Vom Bundesamt für Zivilluftfahrt der Republik Österreich erhielt Telefunken den Auftrag auf Lieferung einer kompletten Radar-Überwachungs- und Landeanlage für den Flughafen Wien-Schwechat. Die Zwekanal-GCA-Anlage ist nach Bendix-Lizenz gefertigt und umfaßt die Rundschicht-Radaranlage „ASR 3“ und die Präzisions-Anflug-Radaranlage „PAR 2“.

10 Jahre Fernsehen in Holland

Das Fernsehen in Holland geht auf Versuchsendungen der Firma Philips zurück. Vor 10 Jahren, am 18. März 1948, wurde im kleinen Studio des Physikalischen Laboratoriums von Philips in Eindhoven der Grundstein für das holländische Fernsehen gelegt. Drei Jahre lang hat das Philips-Versuchs-Fernsehen Programme zusammengestellt. Im Jahre 1951 übernahm dann die holländische Rundfunkgesellschaft die Programmgestaltung.

Vier Fernsehprogramme in England

In England werden nunmehr Versuche mit den Fernsehfrequenzen der Bänder IV und V unternommen, um jedes der beiden bisherigen Programme noch durch ein Auswahlprogramm ergänzen zu können. Man darf daher in England im Endziel mit insgesamt vier Fernsehprogrammen rechnen von denen je zwei die BBC und die ITA betreiben dürften.

FT-Kurznachrichten 234
Frühjahrmessen als Funkausstellungen 235
Doppler-Navigation an Bord von Flugzeugen 236
75 Jahre AEG 238
Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen — Technische Grundlagen 239
UKW-Fernseh-Prüf- und -Wobbelsender mit Bildmuster-generator 240
Der Pentodenbegrenzer 244
Von Sendern und Frequenzen 246
Beilagen

Schaltungstechnik
Transistor-Schaltungstechnik (2) 247
Der Oszillograf als Meßgerät
Prüfung von Gleichrichtern und Siebgliedern (11) 249
Für den KW-Amateur
Q-Multiplier für KW-Empfänger 251
Gruppenlaufzeit-Meßgerät 252
Für den Anfänger
So arbeitet mein Fernsehempfänger (2) 255
FT-Zeitschriftendienst
Automatische Feinabstimmung für Fernsehempfänger 259
Der Schutz von Meßinstrumenten durch Siliziumdioden 260
Ein einfacher, aber hochwertiger Mischverstärker 262

Unser Titelbild: Telefunken-Analogrechner im Frankfurter Institut für Automatisierung der AEG. Mit dem Analogrechner ist es möglich, schwierigste Differentialgleichungen im gleichen Augenblick zu lösen, in dem die Aufgabe geschaltet wird. Das Ergebnis ist auf dem Schirm eines eingebauten Spezial-Oszillografen abzulesen. Die Lösung kann auf einem angekuppelten elektromechanischen Schreiber mitgeschrieben werden. Die beiden Oszillografenschirme sind links und der Schreiber rechts im Bild sichtbar. Werkaufnahme: AEG

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Kurtus, Rehberg, Schmidka, Schmohl) nach Angaben der Verfasser. Seiten 263 und 264 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH: Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammenschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84 352 fachverlage bin.
Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänick, Berlin-Heselerstr.; Chefredakteur: Werner W. Dieffenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Postfach 229. Telefon: 64 02. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postschickkonto: 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

## Frühjahrmessen als Funkausstellungen

Wenn Neuheiten herausgebracht werden, haben die Fabrikationszweige unserer Branche großes Interesse daran, der Fachwelt und dem Endverbraucher ihre Neuerungen vorzustellen. Man will den Markt abtasten, es werden Aufträge erteilt und Dispositionen für den Anlauf der Produktion und für die aufzulegenden Stückzahlen getroffen. Es liegt auf der Hand, daß vom fachlichen Standpunkt aus betrachtet, eine Neuheitenschau alle Industriezweige vom Bauelemente-Hersteller bis zum Radio- und Fernsehempfänger-Fabrikanten erfassen sollte. In den letzten Jahren wurden viele Erfahrungen gesammelt. Man beteiligte sich an verschiedenen Messen und Ausstellungen, um den einschlägigen Interessentenkreis anzusprechen und im richtigen Zeitpunkt die jeweiligen Neuheiten starten zu können. Als Standardausstellungen bewährten sich in Westdeutschland die Deutsche Industrie-Messe in Hannover, die Funkausstellung, eine regionale Fernsehschau und die Deutsche Industrieausstellung in Berlin. Die Aufwendungen der Aussteller sind erheblich, und es bedarf sorgfältiger Vorbereitungen und Planungen, um Aufwand und Erfolg in ein angemessenes Verhältnis zueinander zu bringen. Die vielen Probleme, die mit dem Ausstellungswesen unserer Branche eng verknüpft sind, gelten auch heute noch nicht als gelöst.

Es fehlt nicht an Vorschlägen, um Neuheitentermin und Saisonstart im Sinne eines geregelten Absatzes der Industrie und des Handels mit Ausstellungen zu kombinieren. Das breite Publikum ist es ferner gewohnt, auf Ausstellungen auch noch mehr oder weniger sensationelle Neuerungen vorzufinden, die allerdings bei unserer fortgeschrittenen Technik immer seltener werden. Um viele Besucher anlocken zu können, müssen technische Schlagere geboten werden. Echte Neuerungen sind heute jedoch nicht mehr so schnell realisierbar wie in den Anfangsjahren der Rundfunktechnik. Die Radio-Fernsehbranche tut deshalb sehr gut daran, Funkausstellungen nur im zweijährigen Turnus zu veranstalten. Und es hat sich eingebürgert, verschiedene Geräte mehrere Jahre nahezu unverändert weiterzufertigen, um hohe Serien und im Zusammenhang damit die vom Publikum gewünschten niedrigen Preise zu garantieren. Dieser Gesichtspunkt ist besonders wichtig, wenn man an die häufigen Lohn- und Materialpreis-Erhöhungen denkt. Als eine Art Funkausstellung kann man auch die in den letzten Jahren veranstalteten regionalen Fernsehshows bezeichnen. Sie sind Meilensteine in der Entwicklung des deutschen Fernsehens. Vergessen bleibt zum Beispiel der große Erfolg der Stuttgarter Fernsehschau. Sie beschränkte sich ausschließlich auf das Fernsehempfänger-Angebot und konnte in gewissem Umfang Fernsehneuheiten zeigen. Von dieser Ausstellung ging ein starker Impuls aus, denn nicht nur im Bereich des Süddeutschen Rundfunks stiegen die Teilnehmerzahlen an. Man konnte die Fernsehschau in gewissem Sinne als eine Ersatzveranstaltung für die Funkausstellung betrachten, denn sie fand in dem Jahr zwischen zwei Funkausstellungen statt.

Das Jahr 1958 macht mit einer neuen Ausstellungstaktik bekannt. Die Industrie verzichtet diesmal aus wohlüberlegten Gründen auf eine regionale Fernsehschau (die Funkausstellung findet im normalen Turnus sowie erst wieder 1959 statt) und legt das Schwergewicht auf die Deutsche Industrie-Messe Hannover. Dementsprechend ist die Rundfunk- und Fernseh-Industrie des Bundesgebietes und West-Berlins in diesem Jahre in Hannover stärker vertreten als bisher. Man darf ruhig von einem geschlossenen Angebot dieses Industriezweiges sprechen, das in der neuerrichteten Halle 11 besonders zur Geltung kommt. Den Rundfunk- und Fernsehgeräte-Herstellern einschließlich ihrer Zulieferfirmen von Bau-

elementen, Röhren, Lautsprechern usw. stehen dieses Mal rund 10500 m<sup>2</sup> Standfläche zur Verfügung. Von der Fachabteilung 14 im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) meldeten 30 Rundfunk- und Fernsehgeräte-Fabrikanten ihre Beteiligung an. Für die Branche gilt daher die Hannover-Messe als das repräsentativste Schaufenster des Jahres, denn für den deutschen Fachhandel und für den ausländischen Einkäufer bietet sich diesmal die einzige Gelegenheit, die Erzeugnisse in einem geschlossenen Angebot kennenzulernen.

Die wachsende Bedeutung dieser Frühjahrmesse in Hannover für die Radio-Fernsehbranche kommt nicht überraschend. Schon in den letzten Jahren wurden hier erstmalig manche neuen Koffer- und Autosuper gezeigt. In diesem Jahr darf man besonders mit einigen Neuheiten rechnen, die erst zur Eröffnung der Messe bekannt werden. Ferner steht Hannover stark in Zusammenhang mit dem zum ersten Male eingeführten Fernseh-Neuheitentermin für die Saison 1958/59. Die meisten Hersteller werden auf dieser Messe den größten Teil ihres Fernseh-Neuheitenangebots zeigen, und die Einkäufer können auch die Qualitäten der neuen Geräte im Betrieb beurteilen. In Ergänzung zum regulären Programm überträgt das Fernsehstudio Hannover des NWRV täglich Filmsendungen in der Zeit von 10 bis 12 und von 14 bis 16 Uhr.

Auf die Bedeutung dieser Deutschen Industrie-Messe für den Export wiesen wir früher schon hin. Im Zeichen des allmählich rückläufigen Inlandsabsatzes auf dem Rundfunkgeräte-Sektor wird das Exportgeschäft an Empfängern noch wichtiger als bisher, also Gründe genug, um dem Apparatehersteller die Hannoverische Messe noch interessanter werden zu lassen. Exportchancen findet hier ebenso die Bauelemente-Industrie. Die Antennen-Hersteller sind mit ihren Ständen im Erdgeschoß der neuen Halle 11 untergebracht. Vor dieser Halle bietet die Gemeinschaftsschau gute Vergleichsmöglichkeiten der verschiedenen Antennenkonstruktionen.

Die Erfahrungen mit der diesjährigen Beteiligung der Radio- und Fernsehbranche an der Messe Hannover werden für alle einschlägigen Wirtschaftskreise sehr aufschlußreich sein. Angesichts des großen Neuheitenangebots darf man mit einem größeren Interesse des Inlandhandels und auch des Großhandels rechnen. Bisher interessierte sich der deutsche Radiofachhandel nur nebenbei für die vorwiegend auf Export abgestellten Stände der Radio- und Fernseh-Industrie. Reise- und Autosuper sowie Fernseh-Neuheiten werden dieses Mal manchen Händler zum ersten Male veranlassen, die Messe Hannover zu besuchen und sie ähnlich zu würdigen wie etwa eine Funkausstellung.

Wer auf der Leipziger Frühjahrmesse die Radio- und Fernsehschau der DDR-Industrie im Städtischen Kaufhaus besichtigt hatte, fand hier eine repräsentative Leistungsschau einschließlich Bauelemente-, Röhren- und Antennen-Industrie. Da es in der DDR keinen Neuheitentermin und keine Funkausstellung im westdeutschen Sinne gibt, kommt dem Gesamtangebot der Frühjahrmesse für die DDR etwa die Bedeutung einer Funkausstellung zu. Diesen Eindruck bestärkte die starke Anteilnahme des „Seh-Publikums“, das ebenso wie auf westdeutschen Funkausstellungen zum Beispiel die Fernsehstände belagerte und sich für einen bestimmten Fernsehempfänger entschied. Übrigens konnte man sich dem Einzelinteressenten mehr widmen, als es sonst auf Messen üblich ist, denn die Radio- und Fernseh-Produktion der DDR-Fabriken gilt für dieses Jahr als ausverkauft.

Werner W. Diefenbach

# Doppler-Navigation an Bord von Flugzeugen

DK 621.396.962.33

Die Doppler-Navigation ermöglicht das bordseitige Messen der Geschwindigkeit über Grund nach Größe und Richtung unter Verzicht auf jede Bodenorganisation. Marconi's Wireless Telegraph Company Ltd. hat für militärische und zivile Anwendung verschiedene Anlagen herausgebracht, die hier kurz beschrieben seien. Auf dem gleichen Entwicklungsgebiet arbeiten auch noch die Firmen Royal Radar Establishment in England und General Precision Laboratory in den USA.

## 1. Grundlagen

Grundlage dieses Navigationsverfahrens ist der Dopplereffekt. Von zwei Bordantennen nach vorn und nach hinten ausgestrahlte elektromagnetische Wellen werden nach Reflexion am Erdboden wieder an Bord des Flugzeuges aufgenommen. In bezug auf die nach hinten ausgestrahlte Welle entfernt sich das Flugzeug vom Ort der Reflexion, während es sich in bezug auf die nach vorn ausgestrahlte Welle diesem Ort nähert. Für beide Echos tritt deshalb ein Dopplereffekt, aber mit entgegengesetzten Vorzeichen, auf. Die Frequenzdifferenz der beiden Echosignale ist damit ein Maß für die Geschwindigkeit des Flugzeuges über Grund. Strahlt der Sender die Frequenz  $f$  (Fortpflanzungsgeschwindigkeit =  $c$ ) aus und ist  $v$  die Geschwindigkeit des Flugzeuges in Richtung auf die Reflexionsfläche, dann tritt die Frequenzänderung

$$\Delta f = \frac{2 \cdot v \cdot f}{c - v} \quad (1)$$

auf, die man annähert, weil  $v \ll c$ , auch schreiben kann

$$\Delta f \approx \frac{2 \cdot v \cdot f}{c} \quad (2)$$

Die Antenne strahlt die Schwingungen unter dem Winkel  $\theta$  in Richtung auf die reflektierende Erdoberfläche (Bild 1). Nimmt man an, daß sich das Flugzeug

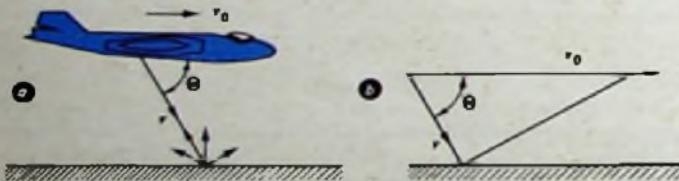


Bild 1. Prinzip der Doppler-Navigation

horizontal fortbewegt und daß seine wahre Geschwindigkeit  $v_0$  sei, dann ist in Gl. (2) als Geschwindigkeit  $v$  die durch den Winkel  $\theta$  bestimmte Geschwindigkeitskomponente einzusetzen, für die gilt

$$v = v_0 \cdot \cos \theta \quad (3)$$

Damit ergibt sich für die gemessene Dopplerfrequenz  $f_D$  aus Gl. (2) und (3)

$$f_D = \frac{2 \cdot f \cdot v_0 \cdot \cos \theta}{c} \quad (4)$$

Mit diesen grundlegenden Gleichungen bestimmt sich die Geschwindigkeit über Grund  $v_0$  aus der Dopplerfrequenz  $f_D$  zu

$$v_0 = \frac{c \cdot f_D}{2 \cdot f \cdot \cos \theta} \quad (5)$$

Die Größenordnung der zu erwartenden Dopplerfrequenz ergibt sich aus folgender

Überlegung. Bei einem Winkel  $\theta$  ( $\cos \theta$  gegen 1) wird nur ein kleiner Teil der ausgestrahlten Energie wieder in die Empfangsrichtung reflektiert. Nähert sich  $\theta$  aber 90°, dann geht  $\cos \theta$  gegen Null, und damit wird  $f_D$  zu klein und ist als kleine Frequenzänderung gegenüber der Sendefrequenz nur schwer mit genügender Genauigkeit zu messen. Nimmt man  $\cos \theta = 0,5$  als brauchbaren Kompromißwert an, dann ergibt sich beispielsweise für  $v_0 = 900 \text{ km/h} = 0,25 \text{ km/s}$  die Dopplerfrequenz

$$f_D = \frac{1}{4 \cdot 300000}$$

das heißt, sie ist etwa das  $10^{-4}$ fache der Sendefrequenz  $f$ . Da die direkte Messung einer Frequenzänderung von  $10^{-4}$  an Bord eines Flugzeuges schwierig ist, geht man einen anderen Weg. Man mischt die Sendefrequenz  $f_s$  mit der empfangenen Frequenz  $f_e$  und erhält daraus die Dopplerfrequenz  $f_D$  als Differenz beider Frequenzen. Arbeitet man beispielsweise auf 3 cm Wellenlänge ( $f_s = 10 \text{ GHz} = 10^{10} \text{ Hz}$ ), dann ist die in dem angenommenen Beispiel auftretende Dopplerfrequenz rund 10 kHz, also eine einfach und genau zu messende Frequenz im NF-Bereich.

## 2. Doppler-Navigator „AD 2000“

### 2.1 Arbeitsweise

Das Antennensystem des Doppler-Navigators „AD 2000“, der für militärische Zwecke bestimmt ist und von dem schon viele Geräte im praktischen Betrieb sind, sendet je einen nach vorn und nach rückwärts gerichteten Impuls aus. Die nach Reflexion am Erdboden aufgenommenen Impulse haben infolge des Dopplereffektes eine Frequenzverschiebung gegen die Sendefrequenz, jedoch mit entgegengesetztem Vorzeichen.

Um die Dopplerfrequenz von der Pulsfolgefrequenz trennen zu können, soll

wärtsstrahl nach Backbord gerichtet ist und umgekehrt. Das Antennensystem muß nun so um seine Vertikalachse gedreht werden, daß die sich beim Umschalten ergebenden beiden Dopplerfrequenzen gleich sind. Die Horizontalachse des Antennensystems stimmt dann mit dem wahren Kurs der Flugzeugbewegung überein.

### 2.2 Aufbau

Die Anlage „AD 2000“ besteht aus vier Hauptgruppen: Sende-Empfangsgerät (53 kg), Kursgerät (22 kg), Anzeigegerät (9 kg) und Antennensystem (15 kg). Zusammen mit dem Standort-Anzeigegerät „Mk 4“ (11 kg) und dem zugehörigen Verstärker (1,3 kg) ergibt sich ein Gesamtgewicht von rund 112 kg. Diese Geräte liefern eine ununterbrochene Anzeige der Geschwindigkeit über Grund im Bereich 100...700 sm/h, des Abtriftwinkels bis zu  $\pm 20^\circ$  und der zurückgelegten Strecke bis auf 0,1 m genau bei Flughöhen zwischen 120 und 18 000 m, Steigflug- und Sinkflugwinkeln bis zu  $10^\circ$ , Querlagen bis zu  $30^\circ$  und Windgeschwindigkeiten von Beaufort 2 oder mehr auf geographischen Breiten zwischen  $0^\circ$  und  $70^\circ$ . Zur Stromversorgung ist Drehstrom (155 V  $\pm 5\%$ , 400 Hz  $\pm 5\%$ , 750 W) erforderlich.

### 2.3 Sende-Empfangsgerät

Das Gerät (74 x 43 x 52 cm) enthält zwei druckgekapselte Behälter. In dem einen sind das Magnetron (CV2281) mit Modulator und das Empfängerklystron (CV2282) nebst 1. ZF-Verstärker und automatischer Frequenzregelung, im anderen die Hochspannungs- (8 kV) und die Anodenspannungsversorgung untergebracht. Magnetron und Klystron sind mit dem Antennensystem über einen doppelten Richtkoppler verbunden. Der quartzgesteuerte Modulator erzeugt die Pulsfrequenz von genau 50 kHz. Die Pulsstöße (40 ms durch Pausen von 0,46 s getrennt) sind mit der Antennenumschaltung synchronisiert. Der ZF-Verstärker ( $f_z = 45 \text{ MHz}$ ) ist teils im Sende-Empfangsgerät, teils im Kursgerät untergebracht. Ein kurzer Austastimpuls vom Modulator sperrt den 1. ZF-Verstärker im Sende-Empfangsgerät während des Sendens.

### 2.4 Kursgerät

Auch dieses Gerät (36 x 43 x 52 cm) ist druckgekapselt. Es enthält die eigene Stromversorgung, die Frequenzmeßschaltungen zur Bestimmung der Geschwindigkeit über Grund und des Abtriftwinkels sowie den 2. ZF-Verstärker und die automatische Verstärkungsregelung.

Zum Messen der Differenzfrequenz der beiden Echosignale (Maß für die Geschwindigkeit) dienen zwei Diskriminatorkanäle. In ihnen wird die Dopplerfrequenz mit den Ausgangsspannungen eines zweifachen Tonrades (phonischen Rades) verglichen; die daraus resultierende Frequenz steuert den Integrator und die Azimut-Steuerschaltung. Der Integrator regelt die Drehzahl des Tonrades und die Azimut-Steuerschaltung den Lauf des Motors im Antennensystem bei der Messung des Abtriftwinkels. Die so gewonnenen Informationen werden mittels Synchros auf das Anzeigegerät übertragen.

## 2.5 Anzeigegerät

An diesem Gerät (20 × 20 × 37 cm) können folgende Größen kontinuierlich abgelesen werden (Bild 2): Geschwindigkeit über Grund im Bereich 100 ... 700 sm/h (ein Teilstrich = 5 sm/h), Abtriftwinkel ( $\pm 20^\circ$ ) sowie zurückgelegte Strecke auf 0,1 sm genau am Zähler in der Mitte unten. Eine Reihe von Glühlampen zeigt zusätzlich als Grobwert die Geschwindigkeit über Grund an und dient in Verbindung mit Einstellreglern zur Funktionskontrolle der Anlage.



Bild 2. Anzeigegerät für Geschwindigkeit (links), Abtriftwinkel (rechts) und zurückgelegte Entfernung (Zählwerk unten). Oben: Grobanzeige (Glühlampen) für die Geschwindigkeit über Grund

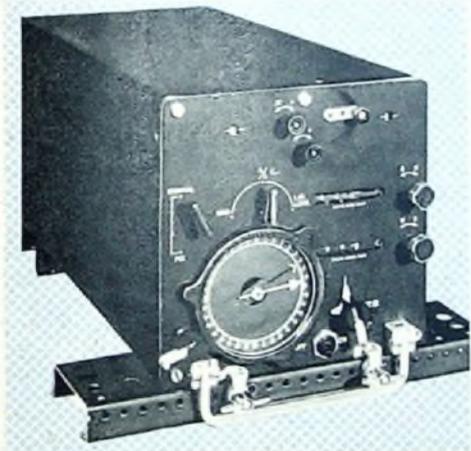


Bild 3. Standort-Anzeigegerät „Mk 4“

## 2.6 Standort-Anzeigegerät (GPI)

Das GPI (Bild 3) ist ein mechanisches Rechengerät, das dem Flugzeugführer automatisch und fortlaufend den aus Kurs, Abtriftwinkel und Geschwindigkeit über Grund errechneten Standort des Flugzeuges anzeigt. Es zerlegt den eingegebenen Wert für die zurückgelegte Strecke in zwei zueinander senkrechte Komponenten, mit denen die auf der Frontplatte rechts sichtbaren Zählwerke gesteuert werden.

Die Standortanzeige kann auf drei verschiedene Arten erfolgen, die durch einen Umschalter wählbar sind.

1. Anzeige im Gitternetz (Seemeilen nördlich/südlich und östlich/westlich vom Startort),
2. Anzeige in Koordinaten in bezug auf einen vorgegebenen Kurs (A/A = along and across = zurückgelegter Weg und Abweichung vom Kurs),
3. Anzeige nach geographischer Länge und Breite.

Um beim Neueinstellen der Zähler während des Fluges keine Informationen zu verlieren, ist ein Speichersystem vorhanden, das normalerweise außer Betrieb ist. Sind aber die Zähler vorübergehend abgeschaltet, dann werden die vom Rechenwerk gelieferten beiden Komponenten für den zurückgelegten Weg auf zwei Trommelspeichern festgehalten und beim Wiedereinschalten der Zähler dann durch Motoren automatisch auf die Zählwerke, zugleich mit dem normal eingegebenen Wert für den zurückgelegten Weg, übertragen.

## 2.7 Antennensystem

Das Antennensystem (Bild 4) kann an beliebiger Stelle parallel zur Längsachse des Flugzeuges angebracht werden. Es besteht aus vier geschützten Hohlleitern, die parallel zueinander in einem beiderseits offenen Horn liegen. Der konische Strahl (Öffnungswinkel  $2,5^\circ$  für 3 dB Abfall) bildet mit der Längsachse des Flugzeuges einen Winkel von  $60^\circ$ . Der seitliche Schwenkwinkel des Antennensystems zum Messen der Abtrift ist  $\pm 20^\circ$ .

Je ein Antennenpaar wird in Phase beziehungsweise Gegenphase bei gemeinsamer Einspeisung erregt, so daß nach vorwärts und nach rückwärts gerichtete Strahlenbündel entstehen. Zur Einspeisung dient ein Y-Glied, das ständig mit 1 Hz um eine Vertikalachse hin- und hergeschwenkt wird und als Antennenschalter wirkt. Das Horn lenkt den Strahl des einen Antennenpaares um  $20^\circ$  nach links, den des anderen um  $20^\circ$  nach rechts. Auf der Antriebswelle des Antennenschalters angebrachte, durch Nocken betätigte Schalter geben gleichzeitig Richtungs- und Synchronimpulse für die übrigen Geräte. Das Azimut-Getriebe trägt einen Synchrongeber zum Übertragen der jeweiligen Antennenstellung auf das Anzeigegerät.

## 3. Doppler-Navigators „AD 2100“

Diese Anlage mit nur 63 kg Gewicht ist hauptsächlich für kleinere Flugzeuge bestimmt. Technische Daten und Arbeitsweise entsprechen im wesentlichen der „AD 2000“, jedoch darf der Abtriftwinkel hier bis zu  $\pm 30^\circ$  betragen, der Querneigungswinkel dagegen nur bis zu  $20^\circ$ . Flugzeuglängsachse und Strahl (Strahlbreite  $4^\circ$ ) bilden einen Winkel von  $67^\circ$ . Die Pulsfolgefrequenz ist umschaltbar (bei kleinen Fluggeschwindigkeiten 25 kHz, bei großen 50 kHz); die Impulsbreite ist 1 bzw.  $0,5 \mu\text{s}$ . Auch hier wird mit Pulsstößen von 40 ms Dauer und Pausen von 460 ms gearbeitet. Die Dopplerfrequenz liegt zwischen 1,4 und 9,8 kHz für Fluggeschwindigkeiten zwischen 60 und 420 sm/h oder zwischen 2,8 und 18,8 kHz für 120 ... 800 sm/h.

## 3.1 Empfänger

Der Empfänger arbeitet mit Kristallmischstufe; das Oszillatorklystron wird von der automatischen Frequenzregelung gesteuert. Ebenso wie bei der „AD 2000“-Anlage wird auch hier der ZF-Verstärker durch einen vom Modulator des Senders gelieferten Impuls während des Sendens gesperrt.

Das ZF-Signal (45 MHz) wird verstärkt, gleichgerichtet und sorgfältig gesiebt, um jeden Rest von möglicherweise enthaltenen Anteilen der Pulsfolgefrequenz zu unterdrücken. Das Dopplersignal führt man zwei getrennten Diskriminatorkanälen zu, in denen sie mit den Ausgangsspannungen zweier Tonräder gemischt werden. Beide Tonräder sitzen auf einer gemeinsamen Motorwelle, und die Frequenz der beiden Wechselspannungen unterscheidet sich konstant um 3,4%.

Die Ausgangsspannung des Tonrades mit der niedrigen Frequenz wird im ersten Diskriminator mit dem Dopplersignal gemischt, die des Tonrades mit der höheren Frequenz im zweiten Diskriminator. Liegt die Dopplerfrequenz genau in der Mitte zwischen den beiden Frequenzen der Tonräder, dann sind die Ausgangsspannungen beider Diskriminatoren gleich. Jede dieser Spannungen wird an eine Integrationschaltung gelegt, deren Ausgangsspannung die Drehzahl des Antriebsmotors der Tonräder bestimmt. Die Ausgangsspannung bleibt konstant, wenn die Ausgangsspannungen beider Diskriminatoren gleich sind; der Motor läuft dann mit konstanter Drehzahl, die ein Maß für die Geschwindigkeit des Flugzeuges über Grund ist.

Liegt die Dopplerfrequenz jedoch nicht genau zwischen den beiden Frequenzen der Tonräder, dann sind die Ausgangsspannungen der Diskriminatoren ungleich. Die Integrationsschaltung wandelt sie dann in eine positive oder negative Spannung um, je nachdem, welche der beiden Ausgangsspannungen kleiner ist. Diese Spannung steuert nach entsprechender Verstärkung einen Motor, dessen Drehrichtung sich entsprechend der Polarität der vom Integrator gelieferten Spannung umkehrt. Mit der Motorwelle ist über ein Getriebe der Schleifer eines an einer konstanten Gleichspannung liegenden Potentiometers gekuppelt. Die abgegriffene Spannung steuert nach entsprechender Verstärkung die Drehzahl des Antriebsmotors der Tonräder und damit die Frequenz der von ihnen abgegebenen Wechselspannungen. Somit liegt am Motor stets eine Spannung, die so lange konstant bleibt, wie die Ausgangsspannungen der Diskriminatorkanäle gleich sind. Bei Spannungsunterschieden entsteht eine Spannung, die die Motordrehzahl erhöht oder erniedrigt. Dadurch ändern sich aber entsprechend die Frequenzen der von den Tonrädern abgegebenen Wechselspannungen, die dann ihrerseits wiederum den Ausgang der beiden Diskriminatorkanäle so nachregeln, daß die Ausgangsspannungen beider Kanäle wieder gleich werden.

Über ein Zahnradgetriebe ist mit dem Antriebsmotor des Tonrades ein Geber gekuppelt, der dem Anzeigegerät die Informationen über die Geschwindigkeit über Grund zuführt. Zusätzlich betätigt der Motor noch Kontakte, die ein Anzeigegerät für die zurückgelegte Entfernung betätigen können.

Da das Integratorpotentiometer die Drehzahl der Tonräder steuert, ist die Stellung der Potentiometerachse proportional der

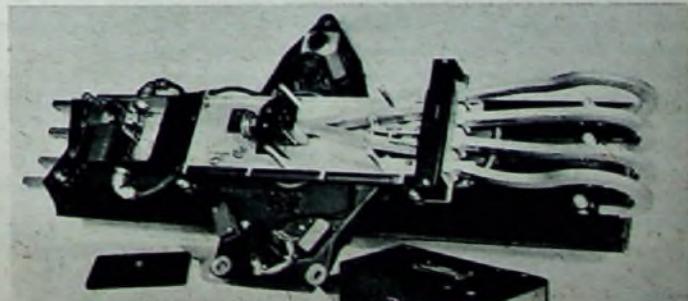


Bild 4. Antennensystem des Doppler-Navigators „AD 2000“

# 75 Jahre AEG

Am 19. 4. 1883 gründete Emil Rathenau die Deutsche Edison-Gesellschaft für angewandte Elektrizität, die 1887 in Allgemeine Electricitäts-Gesellschaft umbenannt wurde. In den jetzt 75 Jahren ihres Bestehens hat die AEG maßgebende Pionierarbeiten auf den Gebieten der Erzeugung, der Verteilung und der Anwendung elektrischer Energie geleistet. 1884 errichtete sie bereits in Berlin ein Kraftwerk mit der damals sehr beachtlichen Leistung von 600 PS. Im selben Jahre entstand bei der AEG in Berlin die erste Fabrik zur Herstellung von Glühlampen. 1889 erfand der Chef-elektriker der AEG, Michael von Dolivo-Dobrowolsky, den Drehstrommotor, der in seinen Grundzügen bis heute überall unverändert beibehalten wurde. Einen Meilenstein in der Energieübertragung bildete unter anderem 1891 die 175 km lange 15-kV-Drehstromleitung Frankfurt-Lauffen. Unzählige Antriebe für vielfältige Zwecke entstanden bereits in diesen Jahren. 1902 folgte die Fabrikation von Dampfturbinen. Georg Klingenberg, der Leiter der AEG-Kraftwerkabteilung, verwirklichte von 1909 ab den Bau von vielen Großkraftwerken im In- und Ausland.

Aber schon um die Jahrhundertwende wandte sich die AEG auch der Funktechnik zu und arbeitete mit Slaby auf dem Gebiete der drahtlosen Telegrafie zusammen. 1903 faßten AEG und Siemens ihre Interessen in bezug auf die drahtlose Nachrichtenübermittlung in der gemeinsamen Tochtergesellschaft Telefunken zusammen. Die 1906 von dem Österreicher Robert von Lieben erfundene Verstärkerröhre schuf mit die Voraussetzung für eine fruchtbare Weiterarbeit. Der kürzlich verstorbene Alexander Meißner erfand 1913 bei Telefunken die Rückkopplungsschaltung. Nach 1924 — in diesem Jahre strahlte erstmalig der deutsche Rundfunksender in Königs Wusterhausen regelmäßig Programme aus — nahm man bei der AEG in großem Umfang die Fertigung von Rundfunkgeräten auf. Anfang der 30er Jahre übertragen dann sowohl die AEG als auch Siemens die Produktion und Herstellung von Rundfunkgeräten ihrer Tochtergesellschaft Telefunken. 1941 ging Telefunken in den Alleinbesitz der AEG über. Mit 17000 Beschäftigten werden in dieser AEG-Tochter heute die ganze weite kommerzielle Funktechnik, die Tonrundfunk- und Fernsehtechnik, die Elektroakustik und verwandte Aufgaben bearbeitet.

Die Auswirkungen des letzten Krieges brachten auch der AEG sehr große Verluste und manche Rückschläge. Mit dem beginnenden Wiederaufbau in Berlin unter Friedrich Spennrath und in Westdeutschland unter Hans C. Baden begann aber bald auch die Umsatzkurve wieder zu steigen. Im Geschäftsjahr 1956/57 erreichte der Umsatz eine Spitze von 1230 Mill. DM. Das jetzige Aktienkapital der Gesellschaft beträgt 310 Mill. DM. In 24 Fabriken, mit Niederlassungen in 58 deutschen und in zahlreichen ausländischen Städten, beschäftigt die AEG einschließlich ihrer Tochtergesellschaften heute fast 100000 Personen; der Anteil der Frauen daran ist im Gesamtdurchschnitt etwa 25%. Ein Drittel der Firmenangehörigen ist in Berlin, zwei Drittel sind in Westdeutschland beschäftigt.

Von der Dampfturbine bis zum Tauchsieder, vom Hochspannungs-Preßluftschalter bis zur Hausinstallation, vom elektronisch geregelten großen Fördermotor bis zum kleinsten Drehfeldgeber, von gewaltigen Schaltwarten bis zum handlichen Vielfach-Maßinstrument, vom Rundfunkgroßsender bis zur kleinen mobilen Station, vom Schiffs-Großempfänger bis zum Volltransistor-Taschensuper und weiter bis zum modernsten Fernsehempfänger reicht die Skala der Erzeugnisse, deren Entwicklung und Herstellung die AEG in den 75 Jahren ihres Bestehens aufnehmen konnte. Sie hat damit ihre bedeutende Stellung in der deutschen Wirtschaft und als eine der großen elektrotechnischen Weltfirmen stets weiter ausgebaut und gefestigt.

Geschwindigkeit über Grund. Ein Synchro-Geber überträgt deren Stellung auf das Anzeigergerät, wo die Geschwindigkeit an einer Skala abgelesen werden kann. Das Anzeigergerät enthält einen Spektralanalysator in Gestalt einer Reihe von Schwingkreisen, an die jeweils eine Glimmlampe angeschlossen ist. Die Resonanzfrequenzen dieser Kreise sind logarithmisch über das Dopplerfrequenzband verteilt (1,4 ... 9,8 kHz oder 2,8 ... 18,8 kHz), so daß die Mittenfrequenzen 20% Abstand voneinander haben. Dadurch erhält man zusätzlich eine optische Grobanzeige für die Geschwindigkeit über Grund. Über Einstellregler kann hier auch die Grundeinstellung des Navigators vorgenommen werden.

### 3.2 Messen des Abtriftwinkels

Die Signale zum Messen der Abtrift entstehen wie folgt: Es sei eine Abtrift nach Steuerbord angenommen, das heißt, das Flugzeug hat auch eine seitliche Geschwindigkeitskomponente. Dann ergibt während des ersten Pulsstoßes der vordere, nach Backbord versetzte Strahl ein Echosignal niedrigerer Dopplerfrequenz als ohne Abtrift und der rückwärts gerichtete, nach Steuerbord versetzte Strahl ein Signal höherer Dopplerfrequenz. Die Differenzfrequenz ist also kleiner als ohne Abtrift. Ähnlich liegen die Verhältnisse beim nächsten Pulsstoß, nur daß der jetzt nach Steuerbord versetzte Vorwärtsstrahl eine höhere Dopplerfrequenz als ohne Abtrift ergibt, während für den nach Backbord versetzten Rückwärtsstrahl die Dopplerfrequenz niedriger ist. Die Differenzfrequenz beider Signale ist also höher als ohne Abtrift.

Diese Signale gelangen vom Empfänger aus auf Diskriminatorkanäle, wie sie zur Geschwindigkeitsmessung benutzt werden. In unserem Beispiel sind also die Ausgangsspannungen ungleich. Sie gelangen zum Azimutkreis, der phasenempfindliche und synchron mit den Antennen umgeschaltete Gleichrichter enthält. Die verstärkte, für unseren Fall positive Ausgangsspannung dieses Kreises speist einen Motor, der das Antennensystem so lange um die Vertikalachse dreht, bis die Längsachse des Antennensystems mit der Längsachse des Flugzeuges zusammenfällt. Dann sind die Frequenzen der von zwei aufeinanderfolgenden Pulsstößen empfangenen Signale wieder gleich. Der Winkel zwischen der Richtung des Antennensystems und dem Steuerkurs des Flugzeuges ist der Abtriftwinkel.

Ein mit dem Azimut-Motor gekuppelter Synchro-Geber überträgt den Wert auf das Anzeigergerät, wo er an einer in Grad Steuerbord und Backbord geeichten Skala abgelesen werden kann.

### 4. Doppler-Navigator „AD 2300“

Dieser Typ ist für die zivile Luftfahrt bestimmt und wegen seines weiten Anwendungsbereiches (Geschwindigkeit 80 bis 900 sm/h, Flughöhen 50 ... 15000 m) und wegen seines Gewichtes von nur 60 kg für langsame Privatflugzeuge ebenso wie für schnelle Verkehrsflugzeuge geeignet. Der Sender (8800 ± 50 MHz, 1 W) arbeitet mit Dauerastung. Die Antenne strahlt über zwei der vier in einem Horn parallel zueinander angebrachten geschlitzten Hohlleiter nach vorwärts und rückwärts einen Strahl von 3,5° Halbwertbreite aus; die beiden anderen Hohlleiter dienen als Empfangsantennen. Als Senderöhre wird ein Dauerstrich-Klystron benutzt. Der Empfänger mit Kristall-Mischer entnimmt seine Oszillatorfrequenz dem Klystron im

Sender über einen Richtungskoppler. Die Informationen über Geschwindigkeit und Abtrift werden wie bei den beiden anderen Modellen gewonnen.

### 4.1 Rechenggerät

Das elektromechanische Analogrechenggerät nimmt als Eingangsgrößen außer Geschwindigkeit über Grund und Abtriftwinkel zusätzlich noch den Steuerkurs des Flugzeugs und die Eigengeschwindigkeit auf. Die daraus errechneten Werte und gegebenenfalls noch andere gelangen am Instrumentenbrett des Rechners zur Anzeige, während die für den Flugzeugführer wichtigen Werte an seinem Platz angezeigt und auch auf die automatische Flugzeugsteuerung aufgeschaltet werden können. In Verkehrsflugzeugen zeigt der Rechner beispielsweise folgende Werte an:

1. Standort nach Länge und Breite in Grad und Minuten,
2. noch zurückzulegender Weg in Seemeilen auf einer vorgegebenen Flugstrecke (Orthodrome oder Loxodrome),
3. noch zurückzulegender Weg in Seemeilen entlang einem zusammengesetzten Kurs,
4. Windgeschwindigkeit und Windrichtung,
5. Geschwindigkeit über Grund und Abtriftwinkel,
6. Eigengeschwindigkeit,
7. magnetische Ortsmißweisung.

Da sich für schnelle Flugzeuge beispielsweise auf Nordatlantik-Flügen in bestimmten Gebieten die Mißweisung alle fünf Minuten um 1" ändern kann, hat der „AD 2300“ eine automatische Eingabe für die Ortsmißweisung, um den mißweisenden Kurs fortlaufend zu korrigieren. Außerdem ist Einstellung von Hand möglich, um entweder kleine Korrekturen vorzunehmen oder den Einsatzbereich über die für bestimmte geographische Gebiete gespeicherten Mißweisungswerte hinaus zu erweitern. Das Rechengetriebe für die geographische Breite ist in zwei Ausführungen lieferbar: Normalausführung für bis zu 80°, Polarausführung für bis zu 89,5° nördlicher oder südlicher Breite.

Der Doppler-Navigator „AD 2300“ ist ein sehr anpassungsfähiges Gerät und läßt sich je nach den gestellten Anforderungen zu mehreren Ausführungen zusammenstellen. Die Anlage „AD 2300 A“ zeigt an einem Zweizeiger-Instrument die Geschwindigkeit über Grund (80 ... 900 sm/h) und den Abtriftwinkel (45° Backbord bis 30° Steuerbord) sowie an einem Zähler die zurückgelegte Entfernung auf 0,1 sm genau an. Die Anlage „AD 2300 B“ mit vereinfachtem Rechenggerät zeigt Geschwindigkeit und Abtriftwinkel wie die Anlage „AD 2300 A“ an. Die Entfernung zum Ziel ist an einem Zähler ablesbar, und die Abweichung vom vorgegebenen Flugweg wird an einem Zeigerinstrument mit Links-Rechts-Ausschlag angezeigt; die Abweichung vom Kurs ist an einem Zähler innerhalb der Skala des Instrumentes abzulesen. Die Anlage „AD 2300 C“ zeigt geographische Länge und Breite nach Grad und Minuten an Zählwerken an und hat die Möglichkeit, diese Angaben zu speichern und von Hand einzustellen. Weitere Zähler geben die Entfernung zum Ziel, die Mißweisung sowie Eigengeschwindigkeit, Windgeschwindigkeit und Geschwindigkeit über Grund an, und ein Zweizeiger-Instrument zeigt die Windrichtung und den Kurs.

R. T.  
(Nach Unterlagen der Firma Marconi)

# Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen

## Technische Grundlagen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 6, S. 173

### 6.2 Programmierungsbeispiele

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise der Programmsteuerung werden im folgenden Beispiele für die Programmierung einer Ein-Adress-Maschine mit dem Anweisungsschlüssel nach Tab. VI<sup>5)</sup> gegeben, bei denen die einzelnen Worte - ohne Vorzeichen - fünfstellig sein sollen. Um eine bessere Übersicht zu erreichen, wird jedoch nur mit Dezimalzahlen gearbeitet. Zunächst soll  $x^2 + bx + c$  berechnet werden. Dafür ergibt sich das in Tab. VII gezeigte Rechenprogramm. Sollen  $x=100$ ,  $b=5$  und  $c=2$  sein, so sind die unter den Adressen 0...9 in Tab. VIII enthaltenen Zahlen in den Speicher einzugeben. Bei Beginn der Rechnung, die man durch den Startknopf auslöst, steht im Befehlszähler die Zahl Null. Da jeweils im ersten Arbeitstakt ein Befehl in das Befehlsregister übertragen wird, gelangt also das Wort mit der Adresse Null in das Steuerwerk. Im nächsten Arbeitstakt wird die darin enthaltene Anweisung ausgeführt, und die dabei bewirkte Erhöhung des Befehlszählerstandes veranlaßt automatisch die Abführung des nächsten Befehls mit der Adresse 1. Am Ende der Rechnung ist schließlich unter der Adresse 10 das Resultat eingetragen. Soll die gleiche Rechnung mit anderen Werten von  $x$ ,  $b$  und  $c$  wiederholt werden, dann ändern sich im Rechenprogramm nur die Werte mit den Adressen 7...10.

Das zweite Beispiel (Tab. IX) zur Berechnung einer Quadratwurzel mit Hilfe der Iterationsformel

$$w_{n+1} = \frac{1}{2} \left( w_n + \frac{x}{w_n} \right)$$

zeigt, daß während einer Rechnung die Befehle nicht jedesmal in unveränderter Reihenfolge durchlaufen werden müssen, sondern daß eine Abänderung durch „Sprungbefehle“ möglich ist. Nimmt man als ersten Näherungswert  $w_0 = 317$  an, so ist dieser Ausgangswert größer als die größtmögliche Quadratwurzel einer fünfstelligen Zahl. Der jeweilige mit der Iterationsformel errechnete Näherungswert  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n, w_{n+1}$  ist daher stets kleiner als der unmittelbar vorangegangene, solange dieser nicht die gesuchte Wurzel selbst ist. In diesem Fall ist dann  $w_{n+1} = w_n$ . Wenn sich daher bei dem in Tab. IX dargestellten Programm nach dem 5. Rechenschritt ergibt, daß  $w_{n+1} - w_n$  negativ ist, so muß ein neuer Näherungswert ermittelt werden. Dazu sind jedoch die Operationen 0...4 notwendig. Bei der Ausführung des Befehls mit der Adresse 6 wird daher die im Befehlszähler stehende Zahl nicht um eine Einheit erhöht, sondern vielmehr durch die Zahl 9 ersetzt, so daß anschließend die Rechnung mit dem Befehl, der unter der Adresse 9 gespeichert ist, weitergeführt wird. Einen derartigen „Sprungbefehl“ nennt man einen „bedingten“ Sprung, da die Ausführung des Befehls vom Vorzeichen des im Akkumulator stehenden Betrages abhängt. Bei positivem Inhalt des Akkumulators unterbleibt die Ausführung des Befehls; es wird lediglich der Befehlszählerstand um eine Einheit erhöht, so daß als nächster Befehl

Tab. VII. Programm zur Berechnung von  $x^2 + bx + c$

Speicherinhalt				Wirkung
Adresse	Anweisung	Schlüsselzahl	n	
0	Lösche und addiere	01	7	$x$ ist im Akkumulator
1	Addiere $n$	02	8	$x + b$ ist im Akkumulator
2	Multipliziere mit $n$	04	7	$x^2 + bx$ ist im Akkumulator
3	Addiere $n$	02	9	$x^2 + bx + c$ ist im Akkumulator
4	Speichere in $n$	06	10	Das Resultat wird unter der Adresse 10 gespeichert
5	Gib aus ( $n$ )	10	10	Das Resultat wird ausgegeben
6	Stopp	00		Maschine hält
7	$x$			
8	$b$			
9	$c$			
10	Resultat			

der unter der Adresse 7 gespeicherte folgt. Anders ist es jedoch mit dem unter Adresse 11 gespeicherten Befehl. Hier wird in jedem Fall der Sprung vorgenommen. Tab. IX enthält rechts neben den Adressen 12...15 noch zusätzlich die Ausgangszahlen und die in den einzelnen Durchgängen ermittelten Näherungswerte bei der Berechnung von  $\sqrt{5776}$ . Die einzelnen Rechenschritte nach Tab. IX sind außerdem noch im Bild 58 dargestellt. Eine derartige graphische Wiedergabe des Rechnungsablaufs nennt man „Flußdiagramm“.

### 6.3 Mehr-Adress-Maschinen

Bei der beschriebenen Ein-Adress-Maschine wird die Adresse des nächsten Befehls durch den Stand des Befehlszählers angegeben. Bei den „Zwei-Adress-Maschinen“ enthält bereits der Befehl diese Adresse. Der ganze Befehl setzt sich also aus der Maschinenanweisung und den zwei Adressenangaben zusammen. Diese Art der Programmsteuerung bietet besonders bei Maschinen mit einer Magnetrommel als Hauptspeicher Vorteile. Durch die gesonderte Angabe der Befehlsadressen können diese bei geschickter Programmierung

so gewählt werden, daß die Übertragungen von und zum Speicher innerhalb der geringstmöglichen Wartezeit erfolgen. Schließlich sind auch noch „Drei-“ und „Vier-Adress-Maschinen“ gebräuchlich. Bei den letzteren geben zum Beispiel zwei Adressen die Speicherorte der zu verrechnenden Faktoren (beispielsweise von Multiplikand und Multiplikator) an, die dritte bestimmt, unter welcher Adresse das dabei ermittelte Ergebnis (hier das Produkt) zu speichern ist, und die vierte nennt den Ort des nächsten Befehls.

Tab. VIII. In den Speicher einzugebende Zahlen bei der Berechnung von  $x^2 + bx + c$  für  $x = 100$ ,  $b = 5$ ,  $c = 2$

Adresse	Inhalt
0	00701
1	00802
2	00704
3	00902
4	01006
5	01010
6	00000
7	00100
8	00005
9	00002
10	00000

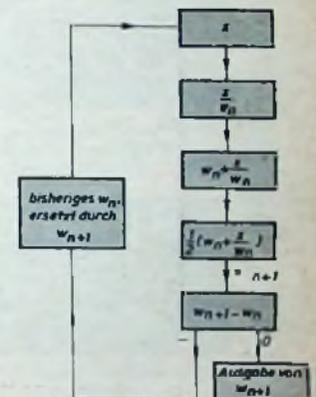


Bild 58. Flußdiagramm für das Programm nach Tab. IX

Tab. IX. Programm zur Berechnung von  $\sqrt{x}$

Speicherinhalt				Wirkung			
Adresse	Anweisung	Schlüsselzahl	n				
0	Lösche und addiere $n$	01	12	$x$ ist im Akkumulator			
1	Dividiere mit $n$	06	13	Bildung von $x/w_n$			
2	Addiere $n$	02	13	Bildung von $w_n + x/w_n$			
3	Dividiere mit $n$	06	14	Bildung von $1/2 (w_n + x/w_n)$			
4	Speichere unter $n$	06	15	$w_n + 1$ wird gespeichert			
5	Subtrahiere $n$	03	13	$w_n + 1 - w_n$			
6	Sprünge nach $n$ , wenn Akkumulator negativ	08	9	Wenn $w_n < w_n + 1$			
7	Gib aus ( $n$ )	10	15	Angabe des Resultats			
8	Stopp	00					
9	Lösche und addiere $n$	01	15	Bisheriges $w_n$ wird durch eben errechnetes $w_n + 1$ ersetzt			
10	Speichere unter $n$	06	13				
11	Sprünge nach $n$	07	0				
12	$x$		5776				
13	$w_n$		317	187	100	78	76
14	2		9				
15	$w_n + 1$		187	100	78	76	76

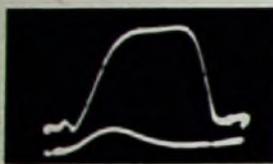
5) s. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 6, S. 173

# UKW-Fernseh-Prüf- und -Wobbelsender mit Bildmuster-generator

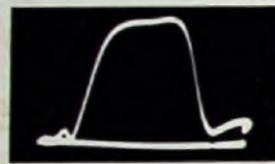
## Anwendungsmöglichkeiten

1. Oszillografischer Abgleich der HF- und ZF-Selektionskurven von UKW- und Fernsehempfängern. Der Hub ist kontinuierlich zwischen 0 und 12 MHz regelbar.
2. Mit Hilfe des eingebauten Meßsenders und des Quarzgenerators (1,1 MHz) lassen sich der Absolutwert der Frequenz und die Bandbreite („Läuse“ auf der Durchlaßkurve) ermitteln. Der Meßsender überstreicht vier Bereiche: 5,5 MHz  $\pm$  20%, 18...27 MHz, 26...42 MHz und 40...60 MHz.
3. Amplitudenmodulierbarer Prüfsender für den Bereich 45...110 MHz und Harmonischen.
4. Amplituden- und frequenzmodulierbarer Prüfsender für die Bereiche 2...67 MHz und 157...222 MHz sowie deren Harmonischen.
5. Abgabe von Rechteckspannungen von 200 Hz und 93,75 kHz für die Erzeugung von vier horizontalen und sechs vertikalen Balken auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers. Die Frequenzen sind fest eingestellt. Es lassen sich somit die Mitteneinstellung der Regler für die Synchronisation und die Linearität kontrollieren.

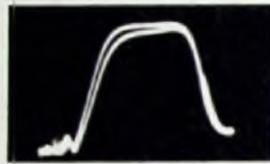
## Beispiele



HF-Durchlaßkurve mit „Läusen“, 1,1 MHz



HF-Durchlaßkurve, ausgelastet



HF-Durchlaßkurve, unausgelastet



ZF-Kurve mit Meßsender-Pips in der Mitte; verzerrt wegen zu großer Meßsender-Amplitude



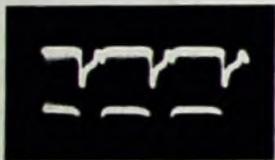
Tontreppe bei verkleinertem Hub



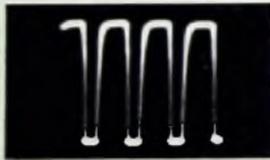
Diskriminatorcurve. Unsymmetrien werden durch die Basislinie gut erkennbar



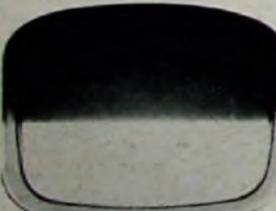
Rechteckschwingung, 200 Hz



Rechteckschwingungen, gemischt

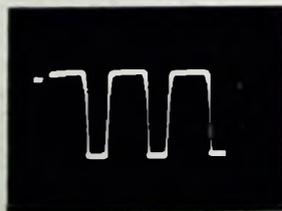


Rechteckschwingung, 93,75 kHz



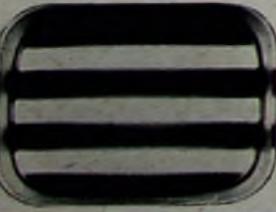
HF mit 50 Hz rechteckmoduliert (AM 100%), Impulsverhältnis 1:1

Rechteckimpuls 2:1



HF mit 6x Zeilenfrequenz rechteckmoduliert (AM), Impulsverhältnis 1:1

HF mit 4x Zeilenfrequenz rechteckmoduliert (AM), Impulsverhältnis 1:3



HF mit 4x Bildfrequenz rechteckmoduliert (AM), Impulsverhältnis 1:1

HF mit 4x Bildfrequenz rechteckmoduliert (AM), Impulsverhältnis 2,5:1



## 1. Videogeneratoren

Die vollständige Schaltung des Gerätes zeigt Bild 1. Als Entwurfsgrundlage diente ein Vorschlag von E. Eichholz<sup>1)</sup>, der jedoch verschiedentlich abgewandelt wurde. Als Videogeneratoren (200 Hz und 93,75 kHz) werden Oszillatoren mit sehr fester Rückkopplung (Rö 1a und b) verwendet, die ähnlich Sperrschwingern arbeiten. Zum Unterschied von diesen ist aber der Anodenkreis abgestimmt, so daß die Frequenzkonstanz hoch ist. Wegen der festen Rückkopplung tritt ein kräftiger Gitterstrom auf, der das Steuergitter der Röhre entsprechend der Zeitkonstante des RC-Gliedes periodisch negativ macht und damit die Röhre im gleichen Takt sperrt. Das RC-Glied und der abgestimmte Anodenkreis sind frequenzbestimmend. Die Rechteckform der gewonnenen Schwingung ergibt sich aus der starken Verzerrung durch den Gitterstrom. Am gemeinsamen Katodenwiderstand der Doppeltriode Rö 1 (EDD 11) kann man beide Frequenzen gemischt abnehmen.

An Stelle der hier verwendeten Generatoren könnte man auch Sinusoszillatoren einbauen. Bei einer Spitzenspannung von etwa 40 V und einer Leistung von 100 mW ließe sich der variable Oszillator direkt austasten, so daß sich bei einem Tastverhältnis von 1:1 eine 100prozentige Rechteckmodulation (Gittermodulation über den halbierten Gitterwiderstand) ergäbe.

## 2. Modulator

Der Modulator Rö 2 (EF 14) wird über ein RC-Begrenzungsglied angesteuert. Die Röhre ist als Tetrode geschaltet. An ihrem ohmschen Außenwiderstand wird die Modulationsspannung für den variablen HF-Oszillator abgenommen. Die Impulsbreite läßt sich mit Hilfe des veränderbaren Katodenwiderstandes einstellen.

## 3. Variabler Oszillator

Der variable UHF-Oszillator Rö 3a arbeitet in Dreipunktschaltung. Die Frequenzvariation (45...110 MHz) von 1:2,5 erfordert eine Kapazitätsvariation von 1:6,25. Ein Trimmer (0,2...2 pF) zur Einstellung der oberen Grenzfrequenz, die Gitter-Anodenkapazität der Röhre, die Schalt- und Spulenkapazitäten sowie die Anfangskapazität des Drehkondensators ergeben zusammen etwa 8 pF. Legt man diese Kapazität zugrunde, dann muß die Endkapazität  $8 \times 6,25 = 50$  pF groß sein. Am besten eignet sich ein in Splitschaltung angeordneter Zweifach-Drehkondensator von  $2 \times 100$  pF oder, in Ermangelung eines solchen, ein NSF-Drehkondensator  $2 \times 195$  pF, mit je einem 200-pF-Kondensator verkürzt.

Die Frequenzen sowohl des variablen als auch des festen UHF-Oszillators sind so gewählt, daß sich bei Ausnutzung der Differenz- und Summenfrequenzen eine günstige Skalenteilung ergibt. Wegen des Überlagerungsprinzips bleibt der Hub bei jeder Frequenzeinstellung derselbe.

Der geteilte Gitterableitwiderstand in Verbindung mit dem phasendrehenden Kondensator und der Diodenstrecke zwischen Gitter und Katode der Röhre sorgt bei Wobbelung mit 50 Hz während des Rücklaufs der Sinusspannung für die Aus-

<sup>1)</sup> s. a. Eichholz, E.: Praktischer Fernseh-Prüfsender. FUNK-TECHNIK Bd. 6 (1951) Nr. 21, S. 592-594

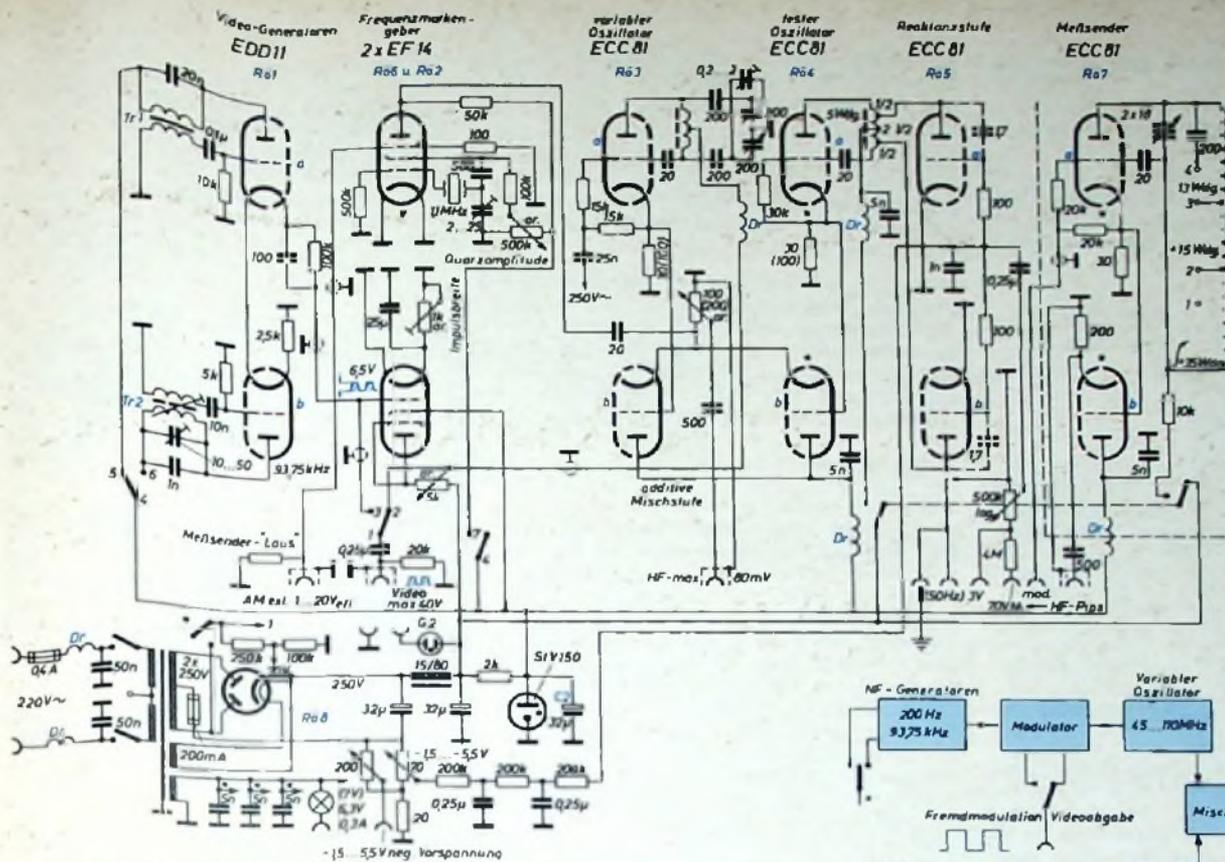
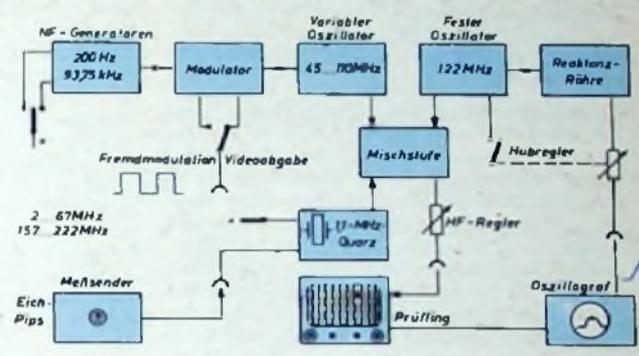


Bild 1a. Schaltung des UKW-, Fernseh- und Wobblersenders mit Bildmuster-generator

Bild 1b (unten). Blockbild des kompletten Aufbaues mit Oszillografen für die Prüfung eines Fernsehgerätes



tastung der Oszillatorspannung (Bild 2), so daß nur eine Kurve und ihre Basislinie geschrieben werden. Während der positiven Halbwelle der zur Austastung dienenden Wechselspannung heben sich die Spannungsfälle an dem geteilten Gitterableitwiderstand, bezogen auf die Gitter-Katodenstrecke, auf, so daß die Röhre offen ist. Der Oszillator schwingt. Während der negativen Halbwelle kann wegen der

dem, von welchem Wicklungsende man nun mittels eines Schalters die Austastspannung und gleichzeitig die Wobblerspannung abnimmt, erhält man wahlweise einen von zwei spiegelbildlichen Kurvenzügen, so daß sich die beschriebene Kurve mit einer idealen Kurve (die man beispielsweise mit der Hand auf den Oszillografenschirm gezeichnet hat) immer in der richtigen Lage durch Trimmen zur Deckung bringen läßt. Der Oszillograf wird dabei mit 50 Hz intern abgelenkt.

am Gitter liegenden 100-Ohm-Widerstandes und der Gitter-Anodenkapazität von 1,7 pF vorgenommen (Bild 4). Die dynamische Kapazität der Reaktanzröhre (Bild 5) ist

$$C' = R \cdot C \cdot S \quad [\Omega, F, A/V]$$

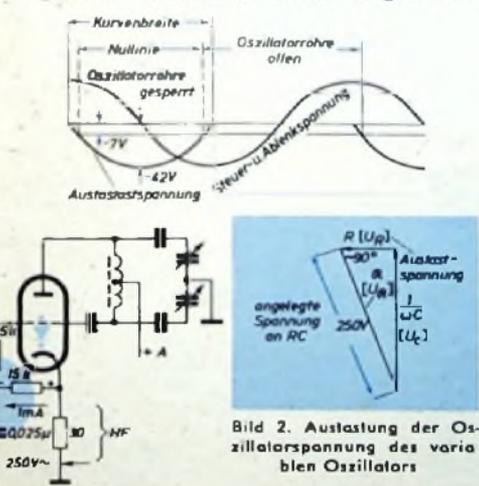


Bild 2. Austastung der Oszillatorspannung des variablen Oszillators

zunehmend sperrenden Diodenstrecke der Röhre ein Strom nur über die eine Hälfte des geteilten Gitterableitwiderstandes fließen. Der Spannungsfall mit der negativen Richtung zum Gitter sperrt die Röhre: Der Oszillator setzt aus. Man vermeidet so das Aufzeichnen zweier nicht kongruenter Kurvenzüge infolge Hystereseverluste. Bei einer Transformatorspannung von 250 V, die als Austastspannung dient, und einem Gitterableitwiderstand von  $2 \times 15 \text{ k}\Omega$  muß der um  $90^\circ$  phasendrehende Kondensator  $0,025 \mu\text{F}$  groß sein. An den Transformator-Wicklungsenden ( $2 \times 250 \text{ V}$ ) treten gegenüber Masse zwei um  $180^\circ$  phasenverschobene Spannungen auf. Je nach-

#### 4. Fester Oszillator und Reaktionsstufe

Um einen Hub von maximal 12 MHz zu erreichen, arbeitet der FM-Oszillator R6 4a auf der relativ hohen Frequenz von 112 MHz<sup>2)</sup>. Die Kreiskapazität besteht nur aus den Röhren- und Schaltkapazitäten, und die Reaktanzröhre R6 5 arbeitet als dynamische Kapazität. Die Gentakt-schaltung mit der steilen ECC 81 wurde einer Parallelschaltung vorgezogen (Bild 3), um einerseits den notwendigen großen Hub zu erreichen und andererseits die durch die Steuerung der Steilheit hervorgerufene unerwünschte AM-Modulation zu kompensieren, so daß reine FM-Modulation gewährleistet ist<sup>3)</sup>. Die am Gitter der Reaktionsstufe notwendige Phasenverschiebung von  $90^\circ$  wird mit Hilfe des

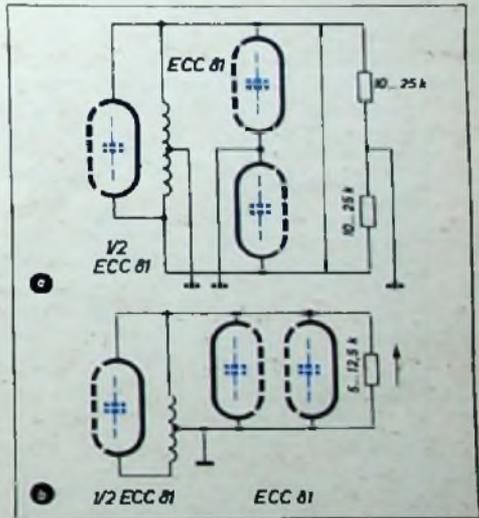
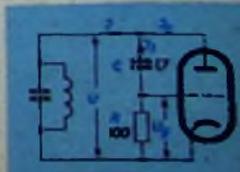


Bild 3. Gegentakt-schaltung (a) und Parallelschaltung (b) des variablen Generators; a = Variation  $3,6/3, 1,7 \text{ pF} + 1,7/2 \text{ pF} + 0,5 \text{ pF} \approx 3 \text{ pF}$  statische Kapazität;  $0 \text{ pF} \rightarrow 1,19/2 \approx 0,6 \text{ pF}$  dynamische Kapazität; b = Variation  $3,65/3, 1,7 \text{ pF} + (1,7 + 1,7)/4 \text{ pF} + 0,5 \text{ pF} = 3 \text{ pF}$  statische Kapazität;  $0 \text{ pF} \rightarrow (1,19 + 1,19)/4 \text{ pF} \approx 0,6 \text{ pF}$  dynamische Kapazität

<sup>2)</sup> Ein kleiner Schönheitsfehler läßt sich leider nicht vermeiden: Bei der HF-Wobbelung des Kanals 11 wird ein Teil des zweiten Kurvenzuges sichtbar, der durch die Oberwelle der Festfrequenz erzeugt wird.

<sup>3)</sup> Aus den Ersatzschaltungen geht hervor, daß die Gegentakt-schaltung in bezug auf Symmetrie, Amplitudengang und Hub vorzuziehen ist. Bei Parallelschaltung ist nur eine Wicklungshälfte mit dem Gesamt-Innenwiderstand der Röhre, der im Arbeitsbereich zwischen 5 und  $12,5 \text{ k}\Omega$  schwankt, belastet, so daß ein entsprechend kleinerer Gitterableitwiderstand parallel zur anderen Wicklungshälfte einzubauen wäre. Außerdem wären Gegenkopplungsmaßnahmen zur Vermeidung von AM-Modulation notwendig, was wiederum mit einer Verringerung der Oszillatoramplitude verbunden wäre.

Bild 4. Prinzipskizze der  $90^\circ$ -Phasenverschiebung in der Reaktionsstufe



Bei einer Steilheit von 7 mA/V ergibt sich der Wert

$$C = 10^{12} \cdot 100 \cdot 1,7 \cdot 10^{-12} \cdot 0,007 = 1,19 \text{ pF.}$$

wegen der Gegentaktschaltung aber nur die Hälfte, also 0,6 pF. Die statische Kapazität der Schwingstufe ist 1,7 pF + 1,7/2 pF + Schalt- und Wicklungskapazitäten = 3 pF.

$$\frac{C_0}{C_a} = \left( \frac{F_0}{F_u} \right)^2 = \frac{3,6}{3} = \left( \frac{117 \text{ MHz}}{107 \text{ MHz}} \right)^2$$

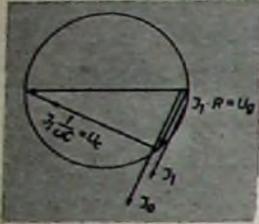


Bild 5. Die dynamische Kapazität der Reaktanzröhre;  $U_g/U_c = 1/10$ ; wenn  $R_c = 10R$ , dann  $\alpha = 90^\circ$

Daraus ergibt sich mit der Thomsonschen Schwingungsformel der Wert  $L = 0,625 \mu\text{H}$ ; für einen Stiefelkörper von 8 mm Durchmesser mit Ferritkern sind 5 Windungen erforderlich.

In der gemeinsamen Minusleitung liegt ein veränderbarer Spannungsteiler für die negative Vorspannung der Reaktanzröhre. Diese Vorspannung wird durch eine zweiteilige Siebkette gefiltert. Mit dem Regler läßt sich die Symmetrie der Kennlinie einstellen. Um einen Hub von 12 MHz zu erreichen, benötigt man eine Spannung von 6,3 V; diese sinusförmige Spannung wird über eine Glühlampe der Modulationsbuchse zugeführt. Sie kann auch in Sägezahnform bei etwa 70 V Kippspannung dem Oszillografen entnommen werden. Die Gittervorspannung im Arbeitspunkt ist -3,5 V, und bei voller Aussteuerung der Stufe schwankt die Steilheit zwischen 1,5 und 7 mA/V, der Innenwiderstand der Röhre je System zwischen

25 kOhm und 10 kOhm. Die mittlere Stromaufnahme des festen Oszillators und der Reaktanzstufe ist 20 mA.

Als Hubregler dient ein Potentiometer von 500 kOhm mit logarithmischer Kennlinie. Der Hubregler gestattet ein Auseinanderziehen des Bereichs bei kleinen Hübren und somit die Verwendung des Gerätes auch bei UKW-FM.

Sämtliche Stufen und die Heizung der einzelnen Röhren müssen mit keramischen Kondensatoren entkoppelt sein. Die Anodenstromversorgung erfolgt über Drosseln (100-kOhm-Widerstand, 0,5 W belastbar, vollgewickelt mit CuL-Draht mit einem Durchmesser von 0,07 mm).

### 5. Mischstufe

Wie schon erwähnt, ändert sich wegen der Anwendung des Überlagerungsprinzips der eingestellte Frequenzhub bei der Abstimmung nicht. Durch die Ausnutzung sowohl der Summen- als auch der Differenzfrequenzen lassen sich alle Bereiche auf der Skala mit großer Genauigkeit unterbringen. Die HF-Spannungen werden an den Katodenwiderständen der Oszillatoren abgenommen. Zwei weitere Triodensysteme (Rö 3b und Rö 4b) dienen der Entkopplung und additiven Mischung. An den Mischgittern tritt eine negative Vorspannung auf, da das Katodenpotential der Mischsysteme höher als das der Oszillatoren ist. Als HF-Regler dient ein induktionsarmes Preh-Potentiometer mit Schiebeachse aus Isoliermaterial. Soll der Ausgang hochohmiger sein, dann läßt sich auch ein 200-Ohm-Potentiometer verwenden; jedoch sind dann die Katodenwiderstände der Oszillatoren von 30 Ohm auf 100 Ohm zu erhöhen.

Zu beachten ist, daß die Gitterableitwiderstände der Oszillatoren direkt an die Katode geführt sind. Bei richtiger Bemessung der Zeitkonstante ergibt sich bei schwingenden Röhren automatisch die Vorspannung.

### 6. Quarzstufe

Der Frequenzmarkengeber Rö 6 ist ein Quarzoszillator in Pierce-Schaltung. Für den schwingenden Quarzkristall kann ein Ersatzschaltbild zugrunde gelegt werden, das aus der Serienschaltung einer Induktivität mit einer Kapazität und einem ohmschen Widerstand besteht. Das Schirmgitter arbeitet als Schwinganode; der Rückkopplungsgrad läßt sich durch einen Valvo-Lufttrimmer optimal einstellen.

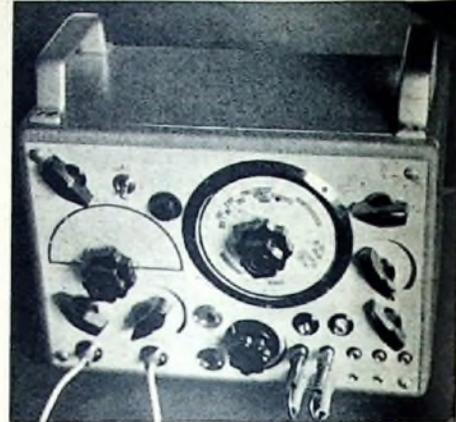


Bild 6. Ansicht des fertigen Bildsenders; die Aufteilung der Frontplatte geht aus Bild 9 näher hervor

Von der Anode werden die Schwingungen über einen kleinen Kondensator auf die Mischstufenkatode gekoppelt. Durch Verändern der Schirmgitterspannung regelt man die Quarzamplitude. Das Bremsgitter dient zur Einkopplung des Meßsenders.

Die im Abstand von 1,1 MHz erscheinenden „Läuse“ auf der Selektionskurve werden gestochen scharf sichtbar, wenn man parallel zum Oszillografeneingang einen Kondensator von 5 nF legt und damit die hohen Schwebungsfrequenzen löscht. Sechs „Läuse“ (5x1,1 MHz) ergeben den Bildträgerabstand.

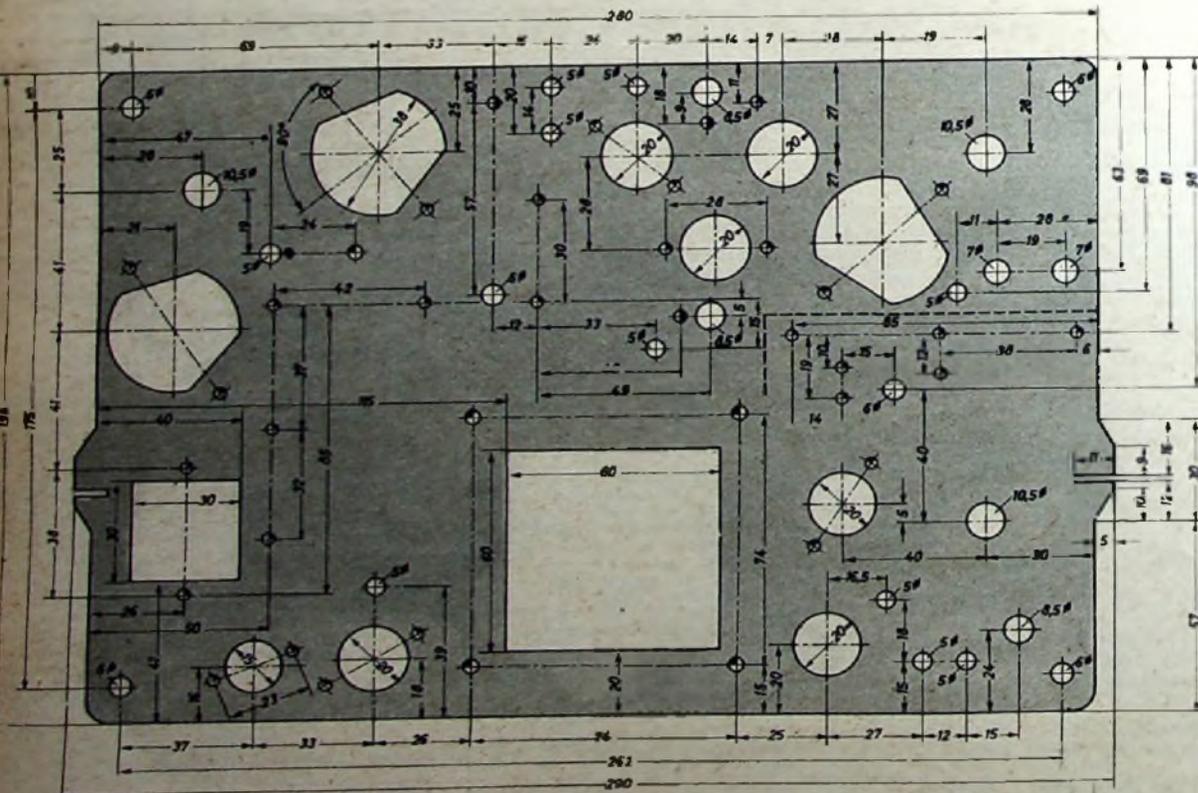


Bild 7. Maße und Bohrplan des Chassis

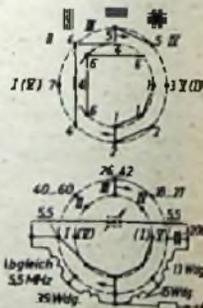
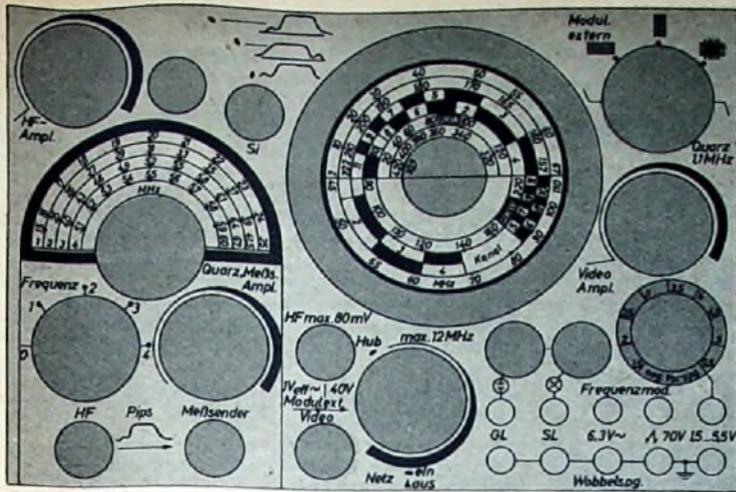


Bild 8. Verdrahtung der Schaltbahnen des Moys-Schalters „A 7516“



Eichwerte für Skala I						für Skala II	
18...27 MHz		26...42 MHz		40...60 MHz		Variabler Oszillator	
MHz	Grad	MHz	Grad	MHz	Grad	MHz	Grad
18	180	26	180	40	174	45	180
19	147	27	163	42	144,5	46	162
20	122	28	145	44	117,5	48	149
21	101	30	114	46	97,5	50	130,2
22	83	32	85	48	82	55	115
23	64	34	63,5	50	65	60	97
24	48	35	52	52	48,2	70	70
25	36	36	44	54	35,2	80	52
26	22,5	38	25,5	56	23,8	90	36,8
27	10	40	10	58	12	100	21
27,2	0	42	3	60	5	110	0

Bild 9. Die Anordnung der Frontplatte

### 7. Meßsender

Die Arbeitsweise des Meßsenders R67 geht aus dem Schaltbild hervor. Ein System der ECC 81 arbeitet in Dreipunkt-Schaltung (R67a), das andere dient zur Entkopplung und Verstärkung (R67b). Aus der mathematischen Berechnung der Spulen geht hervor, daß bei einer einlagigen Zylinderspule von 10 mm Durchmesser die Induktivität nicht mit dem Quadrat der Windungszahl zunimmt, sondern daß sich die Induktivität mit doppelter Windungszahl auch ungefähr verdoppelt. Das bedeutet, daß die Windungszahl nicht so kritisch wie bei einer Ferritspule mit nur wenigen Windungen ist.

Die Frequenzvariation ist ungefähr 1,5 : 1 (27 : 18, 42 : 26, 60 : 40). Die Kapazitätsvariation muß also 2,25 : 1 sein. Bei einem NSF-Drehkondensator von  $2 \times 18 \text{ pF}$  darf also die Anfangskapazität nur  $9 \cdot 2,25 = 4,1 \text{ pF}$  groß sein, ein Wert, der gerade noch nicht von den Spulen- und Schaltkapazitäten überschritten wird. Die Windungszahlen der Spule sind  $13 + 15 + 35$  Wdg bei Hintereinanderschaltung. Der Wert des Zusatzkondensators für 5,5 MHz ist 200 pF.

Für die exakte Eichung des Gerätes ist ein genauer Absorptionsfrequenzmesser erforderlich. Die Eichung der einzelnen Kanäle ist mit Hilfe eines Fernsehgerätes und eines Oszillografen möglich.

Sämtliche Spulen wurden aus versilbertem, 0,8 mm starkem, isoliertem Schmelzdraht gewickelt. Dabei wurde die Isolation nur an den nötigen Stellen entfernt, so daß sich die Windungen ohne Abstand wickeln lassen. Die Spulen der Oszillatoren wurden auf 8-mm-Stiefelkörpern gewickelt. Die untere Grenzfrequenz wird je nach den Erfordernissen mit einem Ferrit- oder Kupferkern eingestellt (Ferritkern = Zunahme, Kupferkern = Abnahme der

Induktivität). Die Meßsenderspule ist eine Luftspule. Alle Spulen werden mit Zaponlack festgelegt.

### 8. Netzteil

Die niederfrequenten Oszillatoren, das Schirmgitter der Modulationsröhre, die Quarzstufe und die Mischsysteme erhalten eine stabilisierte Spannung von 150 V. Trotz des Zu- und Abschaltens der einzelnen Stufen wird dadurch die Gesamtanodenspannung konstantgehalten, und die Oszillatoren arbeiten stabil.

Die Leistungsaufnahme ist etwa 45 W. Davon entfallen etwa 20 W auf die Anodenstromversorgung.

Der Netzteil liefert außerdem noch eine stetig regelbare negative Vorspannung von 1,5...5,5 V. Sie ist wichtig für die Aufnahme von Durchlaßkurven, damit man die automatische oder Kontrastregelung durch eine feste Vorspannung ersetzen kann. Mit Hilfe einer eingebauten Glühlampe und der Glühlampe lassen sich näherungsweise hoch- oder niederohmige Messungen durchführen.

### 9. Montage- und Schalthinweise

Das Chassis (Bild 7, 10 und 11) ist aus 1,5 mm starkem Aluminiumblech gebaut; es wird mit Distanzstücken von 85 mm Länge auf die Frontplatte montiert. Kleine Planetenriebe mit einem Untersetzungsverhältnis von 1 : 12 sorgen für die nötige Feineinstellung der Frequenzen. Die Verbindungsachsen zu den Drehkondensatoren bestehen aus Hartgummi, um den Einfluß von Handkapazitäten bei der Abstimmung auszuschalten. Bild 6 zeigt eine Gesamtansicht des Gerätes.

Bei der Beschaltung der Fassungen der drei ECC 81 ist auf kürzeste Verbindungen zu achten. Ein 1 mm starker Draht von Röhre zu Röhre und nach Masse dient als

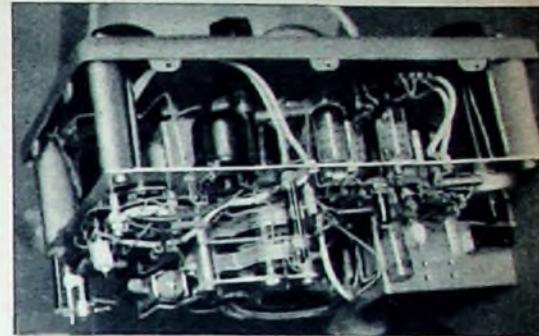


Bild 10. Seitliche Chassisansicht; die 85 mm langen Distanzstücke für die Montage der Chassis an der Frontplatte sind deutlich erkennbar.

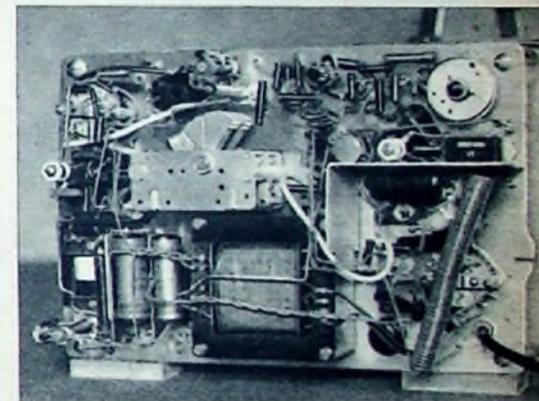


Bild 11. Blick von rückwärts auf das fertig aufgebaute Chassis; rechts unten ist innerhalb der Abschirmwand der Meßsender untergebracht, darüber befindet sich der Quarz des Frequenzmarkengebers.

Sammelleitung für Widerstände und Kondensatoren. Der Abschirmsteg an der Fassung der Reaktanzröhre ist zu entfernen; die Lötflächen 3, 4 und 8 dieser Fassung werden nun flachgedrückt, miteinander verlötet und mit dem Masseleiter verbunden. Die Heizlötflächen 4 und 5 der anderen Fassungen sind direkt auf den Abschirmsteg aufzulöten. Lötfläche 1 wird zum 6,3-V-Anschluß des Trafos geführt.

Die Spule für 112 MHz und ihre Zuleitungen sind aus einem einzigen Stück 0,8 mm starkem, isoliertem versilbertem Schmelzdraht gefertigt. Die anderen Schaltelemente werden direkt an ihre Anzapfungen gelötet. Bild 8 zeigt die Verdrahtung der Schaltebenen. Der Hubregler von 500 kOhm ist mit einem Zugschalter für die Netzeinschaltung und einem Drehschalter für die Einschaltung des 2. Oszillators und der Reaktanzröhre gekoppelt. Im Bild 9, das die Frontansicht des Gerätes zeigt, sind angenommene Werte für die Meßsenderbereiche eingetragen. Bei dem fertigen Gerät ergaben sich Eichwerte gemäß obstehender Tabelle.

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Aprilheft unter anderem folgende Beiträge

Ein kombiniertes Impulsflächenfilter für Fernsehgeräte

Physikalische und elektrische Eigenschaften von Silizium-Gleichrichtern für die Nachrichtentechnik

Die Elektronik in der Meßtechnik

Elektrische Integrationsverfahren

14-mm-Anlage für Fernsehaufzeichnung

Eindrücke vom Fernsehen in England

Der elektronische PID-Regler „Mark IV“

Erzeugung einer Gleichspannung von 8 kV mit Hilfe eines Röhren-Oszillators

Elektronik in Australien

Der Stand der Meßtechnik, Elektronik und Automatisierung in den USA

Präzisionswiderstände in elektronischen Geräten

Persönliches e Referate e Tagungen e Aus Industrie und Wirtschaft e Neue Bücher e Neue Erzeugnisse e Industrie-Druckschriften

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

# Der Pentodenbegrenzer

Begrenzerschaltungen werden heute sowohl in der Elektronik als auch in der Radiotechnik in steigendem Umfang benötigt. Am bekanntesten sind die Begrenzer in UKW-FM-Geräten geworden, die eine von äußeren Feldstärkeschwankungen unabhängige konstante Zwischenfrequenzspannung liefern müssen. Daneben taucht das Begrenzerproblem auch häufig in der Impulstechnik auf.

## Schaltmöglichkeiten für Begrenzer

Grundsätzlich kann jedes nichtlineare Schaltorgan als Begrenzer verwendet werden. Stets müssen Spannungswerte oberhalb einer bestimmten Maximalamplitude abgeschnitten oder unterdrückt werden, und dafür eignen sich Kennlinien mit stark ausgeprägtem Knick besonders gut. Deshalb lassen sich nicht nur Gleichrichter aller Art, sondern auch Röhren, Transistoren, Heiß- und Kaltleiter bei genügend kleiner Zeitkonstante verwenden. In Betracht kommen auch Ionenröhren und Ferromagnetika geeigneter Charakteristik.

In der Praxis haben wohl nur Diodenbegrenzer, Triodenbegrenzer und vor allem Pentodenbegrenzer größere Bedeutung. Die Wirkungsweise der Diodenbegrenzer wurde bereits im Abschnitt 3 der laufenden Aufsatzreihe „Schaltungstechnik und Wirkungsweise der Elektronenröhre“ erläutert. Die Arbeitsweise des Triodenbegrenzers ergibt sich automatisch aus der Besprechung des Pentodenbegrenzers. Die Wirkungsweise der Begrenzung verschiedener FM-Demodulatoren wurde ebenfalls schon im Hauptabschnitt 3 der erwähnten Aufsatzreihe behandelt. Deshalb soll nachstehend nur von dem in der Praxis für alle möglichen Zwecke besonders wichtigen Pentodenbegrenzer die Rede sein.

## Schaltung und Wirkungsweise von Pentodenbegrenzern

Die Schaltung eines Pentodenbegrenzers ist im Bild 1 dargestellt. Der Schwingkreis  $L, C$  wird auf die Frequenz abgestimmt, deren zugehörige Spannung be-

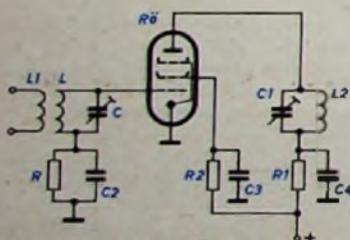


Bild 1. Grundsaltung eines Pentodenbegrenzers

grenzt werden soll. In Reihe mit dem Schwingkreis liegt das Glied  $R, C, 2$ , dem eine wichtige Aufgabe zukommt. Das Schirmgitter erhält über einen mit  $C, 3$  abgeblockten Vorwiderstand  $R, 2$  die Gleichspannung zugeführt. Im Anodenkreis liegt der auf die gleiche Frequenz abgestimmte Schwingkreis  $L, 2, C, 1$ . Ein weiteres  $RC$ -Glied  $R, 1, C, 4$  bestimmt die Spannung an der Anode der Röhre.

Sieht man von  $R, C, 2$  ab, so unterscheidet sich die Schaltung äußerlich nicht von

einem gewöhnlichen ZF- oder HF-Verstärker. Erst durch eine bestimmte Dimensionierung von  $R, 2$  und  $R, 1$  wird die Anordnung zu einem Pentodenbegrenzer. Man unterscheidet dabei zwischen zwei verschiedenen Effekten, nämlich der Gitterstrombegrenzung und der durch die Stromverteilung zwischen Schirmgitter und Anode der Röhre möglichen Begrenzerwirkung.

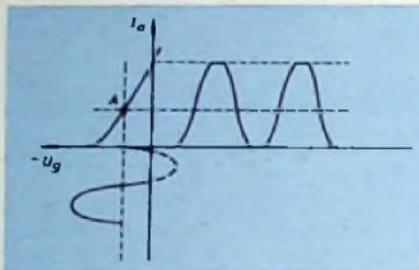


Bild 2. Zur Wirkungsweise der Gitterstrombegrenzung

Ohne Rücksicht auf die erwähnte Dimensionierung sei zunächst das Verhalten der Schaltung betrachtet, wenn die Spannung an  $L, C$  bei den positiven Halbwellen die Gittervorspannung Null überschreitet. Außerdem soll die negative Halbwellen nach Bild 2 über den unteren Kennlinienknick hinausragen. Hat die positive Spannungshalbwellen den Nullpunkt erreicht, dann beginnt Gitterstrom zu fließen. Die Folge davon ist ein Spannungsabfall an  $R, 2$ , der den Arbeitspunkt so weit zurückdrückt, daß sich der Anodenstrom nicht mehr erhöht. Das gilt für alle Spannungswerte, die Gitterstrom hervorrufen können. Infolgedessen verharrt der Anodenstrom nach Bild 2 während dieser Zeit auf einem konstanten Wert. Auch größere Amplituden könnten keinen höheren Anodenstrom verursachen. Erst wenn die Spannung so weit zurückgegangen ist, daß kein Gitterstrom mehr auftreten kann, fällt der Anodenstrom ab, bis der untere Kennlinienfußpunkt erreicht ist. Dann verbleibt der Anodenstrom eine Zeitlang auf dem Wert Null, und zwar so lange, bis die Spannung den unteren Kennlinienknick wieder überschritten hat. Der Arbeitspunkt  $A$  stellt sich automatisch ein, und zwar richtet sich seine Lage nach dem Wert von  $R$  und der Amplitude der Spannung an  $L, C$ .

Man ist nun daran interessiert, daß der durch den Gitterstrom hervorgerufene Begrenzer Effekt bei möglichst kleinen Amplituden einsetzt. Je früher der Begrenzer zu arbeiten beginnt, um so kleiner dürfen die Spannungen sein. Ein gutes Mittel hierfür ist eine möglichst kleine Schirmgitterspannung, die man durch einen entsprechend großen Wert von  $R, 2$  erhält. Bei kleinen Schirmgitterspannungen werden nämlich die Elektronen nicht so stark beschleunigt, daß sie zum größten Teil durch das Gitter fliegen; ihre Geschwindigkeit ist vielmehr klein genug, um schon dann vom Gitter aufgenommen werden zu können, wenn dieses nur schwach positiv ist. Nutzt man also lediglich den Gitterstromeffekt aus, dann wird man  $R, 2$  so groß wie möglich dimensionieren. In der Praxis allerdings verlangt man von einem Pentodenbegrenzer mehr, vor

allem dann, wenn er in einem UKW-FM-Empfänger arbeitet. Er soll dann nämlich gleichzeitig eine wenn auch geringe Verstärkung haben. Deshalb wählt man  $R, 2$  so, daß zwar einerseits noch eine wirksame Begrenzung, andererseits aber noch eine wenn auch kleine Verstärkung möglich ist. Durch Wahl von  $R, 2$  kann man leicht den einen oder den anderen Effekt mehr oder weniger hervorheben.

Von großer Bedeutung ist die Zeitkonstante  $R \cdot C, 2$ . Sie muß genügend klein sein, um den Schwankungen der Eingangsspannung schnell genug folgen zu können. Andererseits muß sie groß gegenüber der Schwingungsdauer der Eingangsspannung sein, damit sich in bezug auf diese ein stabiler Arbeitspunkt ausbildet. In UKW-FM-Geräten wählt man etwa  $R \cdot C, 2$  zu  $\sim 15 \mu s$ . Das entspricht einem  $R$  von etwa  $0,1 \text{ MOhm}$  und einem  $C$  von rund  $150 \text{ pF}$ . Oft wird  $C, 2$  noch kleiner gewählt. Soll der Begrenzer in anderen Anordnungen arbeiten, so muß man  $R, C, 2$  natürlich den dort jeweils vorliegenden Bedingungen anpassen.  $C, 3$  wählt man so, daß dieser Kondensator mit Sicherheit als Kurzschluß für die Arbeitsfrequenz wirkt.

Es sei nun der zweite mit einer Pentode mögliche Begrenzer Effekt behandelt. Macht man nicht nur die Schirmgitterspannung, sondern auch die Anodenspannung sehr klein (das kann man durch einen entsprechend hohen Wert  $R, 1$  erreichen), dann tritt schon bald zwischen Anode und Schirmgitter ein Stromver-

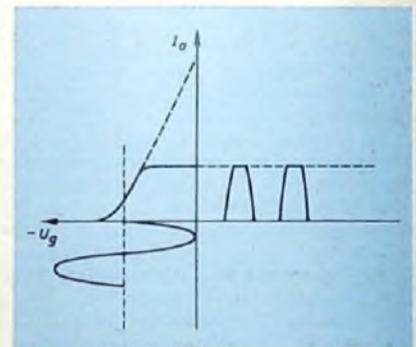


Bild 3. Zur Wirkungsweise der durch Stromverteilung in der Röhre zustande kommenden Begrenzung

teilungseffekt auf. Die niedrige Anodenspannung bewirkt nämlich, daß mit zunehmender positiver werdender Gittervorspannung ein immer größerer Teil des Emissionsstromes zum Schirmgitter auf Kosten der Anode übergeht. Infolgedessen wächst zwar der Katodenstrom mit zunehmender Gitterspannung, der Anodenstrom bleibt jedoch bei zweckmäßiger Bemessung annähernd konstant. Im Bild 3 sind diese Verhältnisse dargestellt. Die Anodenstromkennlinie verläuft bereits im Gebiet negativer Gittervorspannungen horizontal, und man erhält ohne Gitterstrom eine Begrenzerwirkung. Auch hier erfolgt die Begrenzung der negativen Halbwellen wie im Bild 2 durch den unteren Kennlinienfußpunkt. Der Vorteil dieser Arbeitsweise liegt darin, daß der Kreis  $L, C$  praktisch nicht bedämpft wird, weil kein Gitterstrom auftreten kann.

In der Praxis werden meistens beide soeben besprochenen Effekte miteinander

kombiniert. Man sorgt einerseits durch Wahl eines großen  $R_2$  für einen Gitterstromereinsatz bei möglichst kleinen Spannungen, andererseits senkt man die Anodenspannung durch ein großes  $R_1$  so weit ab, daß der im Bild 3 angedeutete Effekt wenigstens annähernd verwirklicht wird. Dann ergibt sich ein äußerst wirksamer Pentodenbegrenzer, der nahezu allen praktischen Anforderungen zu entsprechen vermag. Indessen gilt auch bei Anwendung der zweiten Methode der bereits erwähnte Kompromiß: Um die Röhre möglichst gut auszunutzen, verlangt man zusätzlich noch eine gewisse Verstärkung. Deshalb legt man die Anoden- und Schirmgitterspannung nicht ganz so niedrig, wie das eigentlich im Hinblick auf eine möglichst wirksame Begrenzung erforderlich wäre. Man kann sich das in UKW-FM-Empfängern schon deshalb leisten, weil der nachgeschaltete FM-Demodulator (gewöhnlich ein Ratiodektor) noch zusätzlich begrenzt. Da dieser besonders bei relativ kleinen Spannungen gute Begrenzeigenschaften hat, genügt es, wenn mit dem vorgeschalteten Begrenzer nur größere Schwankungen unwirksam gemacht werden.

### Eigenschaften von Pentodenbegrenzern

Die elektrischen Eigenschaften des Begrenzers gehen am besten aus der im Bild 4 dargestellten Kennlinie hervor. Die Spannung  $U_2$  stellt die an  $C_1, L_2$  auftretende Ausgangsspannung,  $U_1$  die Eingangsspannung an  $L, C$  dar. Zunächst ergibt sich ein steiler Kennlinienverlauf, und zwar bei Spannungen, bei denen der Begrenzer noch nicht arbeiten kann. Schon bald kippt jedoch die Kennlinie um und verläuft um so flacher, je besser der Begrenzer arbeitet. Wie bereits erörtert, kann man den Kennlinienverlauf durch  $R_2$  und  $R_1$  in weiten Grenzen ändern. Beispielsweise stellt die Kennlinie 1 einen gewissen Kompromiß zwischen optimaler Begrenzung und Verstärkung dar. Die Begrenzung ist nicht vollständig, in vielen Fällen jedoch ausreichend. Kurve 2 dagegen verhält sich insbesondere bei kleineren Spannungen besser, hat jedoch bei größeren Spannungen eine steigende Tendenz.

Bild 5 deutet den Einfluß von  $R_2$  an. Je höher die Schirmgitterspannung wird, um so schlechter wird die Begrenzung, um so höher allerdings die Verstärkung. Mit zunehmendem  $R_2$  ergeben sich die umgekehrten Verhältnisse. In praktischen Schaltungen, die mit handelsüblichen Pentoden (z. B. EF 80) bestückt sind, sind die Werte für  $R_2$  nach unten etwa durch 30 kOhm (schlechte Begrenzung), nach oben durch etwa 1 MOhm (beste Begrenzung) gekennzeichnet. Der Einfluß der Stromverteilungsbegrenzung würde in den Kurven dadurch zum Ausdruck kommen, daß der Knick bereits bei entsprechend kleineren Spannungen  $U_1$  beginnt.

Die bis jetzt besprochenen Vorgänge ergeben noch kein vollständiges Bild von der Arbeitsweise des Begrenzers. Es wurde nämlich, was an sich richtig ist, angenommen, daß der Anodenstrom einen genau begrenzten Höchst- und Tiefstwert unabhängig von der Größe der Aussteuerung aufweist. Damit ist jedoch noch nicht gesagt, daß die an  $L_2, C_1$  auftretende Wechselspannung sich ebenso verhält. Beobachtet man nämlich den entstehenden Anodenstromimpuls oszillografisch, was z. B. durch Einschalten eines gegenüber dem Resonanzwiderstand von  $L_2, C_1$  kleinen Meßwiderstandes möglich ist, dann stellt man fest, daß sich die Anstiegs- und Abfallflanken mit zunehmender Aussteuerung versteinern. Das bedeutet jedoch, wie

man zeigen kann, ein Ansteigen des Grundwellenhaltes der Steuerfrequenz im Anodenstrom. Demnach muß die am Ausgangsschwingkreis auftretende Spannung, die ja zur Grundwelle gehört, trotz der exakten Anodenstrombegrenzung immer noch etwas von der Eingangsspannung abhängig sein. Dieser Effekt ist auch tatsächlich bei allen Begrenzern zu beobachten. Indessen wird die Erscheinung durch das Glied  $R, C_2$ , das ja zusätzlich eine Arbeitspunktverschiebung in Abhängigkeit von der Amplitude der Ausgangsspannung bewirkt, weitgehend unterdrückt.

Es sei noch erwähnt, daß durch den Begrenzervorgang selbst natürlich zahlreiche Oberwellen auftreten; das ergibt sich ohne weiteres aus den verzerrten Anodenstromkurven der Bilder 2 und 3. Irgendein stö-

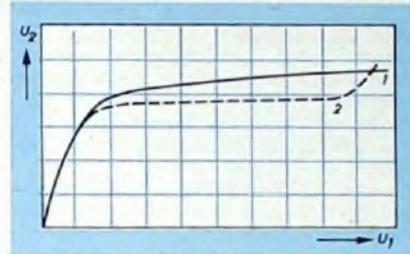


Bild 4. Zwei typische statische Begrenzerkennlinien

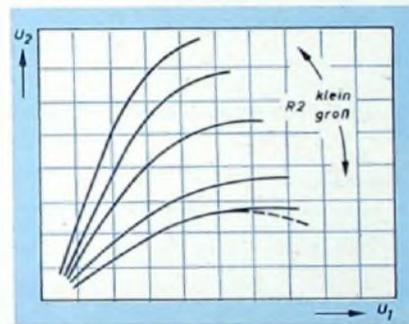


Bild 5. Begrenzer-Kennlinienscharen mit dem Wert des Schirmgitter-Vorwiderstandes als Parameter

render Einfluß ist damit jedoch nicht verbunden, vor allem dann nicht, wenn es sich — wie meistens — um eine frequenzmodulierte Schwingung handelt. Der Modulationsinhalt wird hier ja nur durch die Frequenzschwankungen repräsentiert. Amplitudenverzerrungen wirken sich auf den Modulationsinhalt überhaupt nicht aus. Außerdem sind die Oberwellen lediglich auf den Anodenstrom beschränkt; der auf die Grundwelle abgestimmte, meistens relativ schwach gedämpfte Kreis  $L_2, C_1$  sorgt dafür, daß sämtliche Oberwellen in der Ausgangsspannung kurzgeschlossen werden.

Ein meistens wenig beachteter, unter Umständen aber bemerkbarer Störeffekt ergibt sich aus folgenden Überlegungen. Amplitudenschwankungen am Eingang des Begrenzers, wie sie durch Feldstärke-schwankungen oder durch eventuell vorhandene amplitudenmodulierte Sender auftreten können, wirken als zusätzliche amplitudenmodulierte Spannung, die sich vektoriell mit der Nutzspannung zusammensetzt. Die vektorielle Summe wird nun ein guter Begrenzer zwar konstanthalten. Er wird aber nicht verhindern können, daß sich der Phasenwinkel zwischen der Summenspannung und der Nutzspannung mit schwankender Störspannung ändert. Demnach tritt am Ausgang eine

von den eingangsseitigen Spannungsschwankungen abhängige Phasenmodulation auf, die von einem FM-Demodulator ebenso wie eine frequenzmodulierte Schwingung registriert werden kann. Bei einem kleinen Verhältnis zwischen Nutzspannung und Störspannung wird diese Erscheinung unter Umständen unerwünschte Effekte verursachen. In der Praxis kann man diese Erscheinungen aber meistens vernachlässigen. Immerhin entnimmt man diesen Ausführungen, daß auch gut wirkenden Begrenzern bestimmte Schranken gezogen sind.

### Messungen an Pentodenbegrenzern

Die meßtechnische Untersuchung der Begrenzerwirkung kann im einfachsten Fall durch Aufnahme von Kennlinien nach den Bildern 4 und 5 erfolgen. Man gibt auf die Spule  $L_1$  im Bild 1 eine unmodulierte Wechselspannung, deren Frequenz mit der Resonanzfrequenz des Kreises  $L, C$  übereinstimmt. Die Amplitude muß sich in weiten Grenzen ändern lassen und soll den gesamten Arbeitsbereich des Begrenzers erfassen. Diese Eingangsspannung  $U_1$  kann entweder mit einem Röhrenvoltmeter gemessen oder an der Spannungsskala eines Meßsenders abgelesen werden. Da die Ausgangsspannungen von Meßsendern meistens sehr klein sind, muß man gegebenenfalls zwischen diesen und  $L_1$  einen amplitudenlinear arbeitenden abgestimmten Verstärker schalten. Bei Messungen an UKW-FM-Empfängern legt man den Meßsender daher zum Beispiel an das Gitter der Mischröhre oder auch an den UKW-Eingang, wobei man Linearität der Mischstufe und des nachfolgenden ZF-Verstärkers voraussetzen kann. Dann läßt sich die Begrenzerkurve in Form der Ausgangsspannung als Funktion der Antennen-Eingangsspannung angeben; das ist bei diesen Empfängern natürlich praxisnäher, als wenn man sich auf die Eingangsspannung am Begrenzer selbst bezieht. Die Ausgangsspannung läßt sich ohne weiteres mit einem Röhrenvoltmeter an  $L_2, C_1$  messen, wobei dieses aber den Kreis nicht unzulässig verstimmen darf. Eventuell muß man also zwischen den Kreis und das Meßinstrument eine Trennstufe schalten. Die Messung selbst erfolgt in einfacher Weise durch stufenweises Erhöhen von  $U_1$  bei gleichzeitigem Ablesen von  $U_2$ . Nimmt man die Kurve für verschiedene Werte von  $R_2$  oder  $R_1$  auf, dann erhält man die im Bild 5 angedeuteten Kurvenscharen. Verwendet man einen frequenzmodulierten Meßsender, dann kann man auch die hinter der NF-Endröhre auftretende Niederfrequenzspannung messen. Voraussetzung ist natürlich, daß der Niederfrequenzteil nicht übersteuert wird.

Eine besonders sinnfällige Meßmethode, die allerdings einen größeren Aufwand an Meßmitteln erfordert, ist im Bild 6 angedeutet. Man benötigt zwei Meßsender, von denen der eine mit der Frequenz  $f_1$  frequenzmoduliert, der andere mit der Frequenz  $f_2$  amplitudenmoduliert ist. Die Modulationsfrequenz von  $f_2$  soll wesentlich höher als die von  $f_1$  sein. Die Ausgangsspannungen der Meßsender werden einer Mischstufe  $M$  zugeführt, die am Ausgang die Differenz  $(f_2 - f_1)$  abgibt. Diese Schwingung ist nun sowohl frequenz- als auch amplitudenmoduliert. Der Frequenzhub von  $f_1$  kann der gleiche sein wie im UKW-FM-Betrieb üblich ( $\pm 75$  kHz). Der AM-Modulationsgrad liegt zweckmäßigerweise bei etwa 40 %.

Die Differenzspannung gelangt entweder unmittelbar auf den Begrenzer  $B$ , wenn

die Ausgangsspannung hoch genug ist, oder — bei kleinen Ausgangsspannungen — auf den Eingang des Empfängers. Hinter dem Begrenzer B ist ein Demodulator D angeordnet, auf den ein Niederfrequenzverstärker N folgt. Bei der Durchmessung eines UKW-FM-Empfängers wird die Anordnung B-D-N einfach durch diesen ersetzt.

Der Ausgang des Niederfrequenzverstärkers ist auf einen Hochpaß H geschaltet.

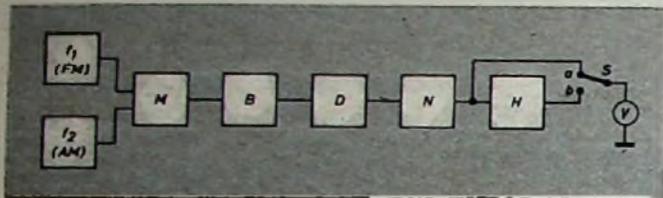


Bild 6. Meßanordnung zur Bestimmung der Wirksamkeit eines Begrenzers

Mit dem Schalter S kann an dem Tonfrequenzinstrument V entweder die Spannung vor oder hinter dem Hochpaß H gemessen werden. Im ersten Fall mißt man fast ausschließlich die Modulation von  $f_1$ , weil diese gewöhnlich überwiegt. Bei entsprechend großem Frequenzabstand zwischen den beiden Modulationsfrequenzen mißt man dagegen im zweiten Fall, also in der Stellung b des Schalters S, nur die Amplitudenmodulation. Das Instrument V braucht für diese Messung, wenn es linear anzeigt, nicht geeicht zu sein. Das Verhältnis zwischen den beiden Ausschlägen in den Stellungen a und b des Schalters allein ist nämlich bereits ein Maß für die Güte des Begrenzers. Je größer die Modulationsspannung von  $f_1$  gegenüber der (über den Hochpaß gemessenen) Modulation von  $f_2$  ist, um so besser arbeitet der Begrenzer. Vor einer Auswertung muß man allerdings die Amplitudenmodulation auf einen 100%igen Modulationsgrad umrechnen, weil ein solcher auch bei Frequenzmodulation unter den gegebenen Verhältnissen vorliegt.

Eine Meßanordnung dieser Art erlaubt recht interessante Untersuchungen. Mißt man das erwähnte Verhältnis beispielsweise in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und trägt die beiden Werte abhängig voneinander auf, so erhält man Kurven, die das Verhalten des Begrenzers sehr gut charakterisieren. Bei kleinen Eingangsspannungen ist das Verhältnis naturgemäß noch klein, um dann mit steigenden Spannungen mehr und mehr zu wachsen. Es strebt schließlich einem Grenzwert zu, der praktisch nicht überschritten werden kann. Bei Pentodenbegrenzern darf man etwa mit einem Verhältniswert bis maximal 20 rechnen. Durch besonders wirksame Dimensionierung der Schaltmittel läßt sich dieser Wert auch noch etwas überschreiten.

Man kann mit derselben Meßschaltung selbstverständlich alle anderen denkbaren Begrenzerschaltungen untersuchen und so gute Vergleiche zwischen den verschiedenen Möglichkeiten ziehen. Recht interessant ist auch die Untersuchung von selbstbegrenzenden FM-Demodulatoren, zum Beispiel von Ratiodetektoren. Bei diesen wird ein großes FM/AM-Verhältnis schon bei wesentlich kleineren Eingangsspannungen als beim Pentodenbegrenzer erreicht.

#### Varianten im Rahmen der Empfänger-Gesamtschaltung

Wenn auch der Pentodenbegrenzer für die verschiedensten Zwecke verwendet wird, so liegt der Schwerpunkt seiner Anwendung doch zweifellos in FM-Empfängern. Man findet in den verschiedenen Industrie-

geräten Ausführungen, die in mancher Beziehung voneinander abweichen können. Das hängt in erster Linie von den Wünschen der jeweiligen Entwickler ab. Auch die Schaltung des Gesamtempfängers spielt eine große Rolle. In kleinen und daher billigen Empfängern ist man beispielsweise bestrebt, die Röhren so weit wie möglich auszunutzen. Man überläßt dann die Begrenzung fast immer dem FM-Demodulator und nimmt in Kauf, daß

dessen Begrenzwirkung innerhalb des ganzen in Betracht kommenden Spannungsintervalles nicht immer gleichmäßig ist. Ein Pentodenbegrenzer fehlt dann also vollständig. Dagegen kann man ihn in größeren und teureren Empfängern durchaus in Erwägung ziehen. Es wurde schon darauf hingewiesen, daß man es durch Wahl der Schirmgitter- bzw. Anodenspannungen in der Hand hat, die betreffende Stufe entweder mehr als Begrenzer oder mehr als Verstärker arbeiten zu lassen. Das ergibt sich aus der Dimensionierung, und jeder Entwickler hat etwas andere Ansichten und Absichten, die dann ihren Niederschlag in der Dimensionie-

rung finden. Besonders hochwertige Geräte, die über zahlreiche ZF-Stufen verfügen, weisen nicht nur in der letzten, sondern auch noch in der vorletzten ZF-Stufe eine begrenzende Wirkung auf. Es gibt auch Schaltungen, die von vornherein eine niedrige, feste Anodenspannung vorsehen, um den Strombegrenzungseffekt nach Bild 3 möglichst weit auszunutzen. An Stelle des Vorwiderstandes R<sub>1</sub> im Bild 1 tritt dann ein Spannungsteiler mit genügend großem Querstrom.

Zur möglichst guten Ausregelung von Spannungsschwankungen wird die Begrenzwirkung in manchen Schaltungen durch Einführung geregelter ZF-Stufen unterstützt. Die Wirkung läßt sich verbessern, wenn die Regelspannung nicht nur auf das Steuergitter, sondern auch auf das Bremsgitter wirkt. Das richtige Zusammenwirken von Regelung und Begrenzung muß individuell für jede Schaltung optimal bemessen werden, so daß in dieser Hinsicht eindeutige Vorschriften nicht gegeben werden können.

Hinsichtlich des Zusammenwirkens des Pentodenbegrenzers mit einem selbstbegrenzenden FM-Demodulator wäre zu sagen, daß man dem Demodulator vor allem die Begrenzung bei kleineren Spannungen, bei denen der Pentodenbegrenzer noch nicht arbeiten kann, überläßt. Bei größeren Spannungen unterstützt dann der Pentodenbegrenzer den Demodulator. Genaue zahlenmäßige Angaben lassen sich jederzeit durch Messungen an den betreffenden Schaltungen gewinnen.

## Von Sendern und Frequenzen

### Deutschland

► Im Laufe des Monats April wird der Fernsehsender Berlin des SFB mit einer Strahlungsleistung von 50 kW arbeiten können und damit seine Reichweite entsprechend erhöhen.

► Für Feldstärkemessungen erhielt der Südwestfunk kürzlich zwei moderne Meßwagen, die auf Opel-Blitz-Chassis aufgebaut sind. Es sind Messungen in den Bändern I bis einschließlich V möglich. Der drehbare Antennenmast kann durch motorischen Antrieb innerhalb 12 s bis zu einer Höhe von 10 m ausgefahren werden. Auch während der Fahrt lassen sich Durchfahrtsmessungen zur Kontrolle der Feldstärke-Veränderungen vornehmen. Ein Gerät zur Bildbeobachtung vervollständigt die Ausrüstung.

► Der Fernsehturm in Dequede (Altmark) konnte kürzlich nach 15 Monaten Bauzeit fertiggestellt werden und gilt mit einer Höhe von 184,5 m als das höchste Bauwerk der DDR. Das Hauptstück des Turmes bildet ein 100 m hohes, sich verjüngendes Stahlbetonrohr, das eine Treppe und einen Fahrstuhl aufnimmt. Auf dem Turm erhebt sich zunächst ein fünfgeschossiger Turmkopf, der einen 60 m hohen Stahlgittermast tragen wird.

### Finnland

Zur Lieferung der Tonausrüstung für einen Fernsehübertragungswagen des finnischen Rundfunks erhielt Telefunken den Auftrag. Den Fernsehteil liefert die Fernseh GmbH, Darmstadt. Interessant an der Konstruktion des Übertragungswagens ist, daß das Regie- und das Mischpult herausnehmbar sind, um sie auch stationär verwenden zu können.

### Italien

Das Fernseh-Produktionszentrum in Rom ist jetzt fertiggestellt. Das Fernseh-Zentrum, das man zur Zeit nur noch mit der Fernsehstadt in London vergleichen kann, hat fünf moderne und mit allen technischen Einrichtungen ausgestattete Sendestudios.

### Kanada

Die Transkontinentale Fernsehbrücke von der Atlantikküste im Osten zur Pazifikküste im Westen

Kanadas wird nach fünfjähriger Bauzeit im Mai dieses Jahres fertiggestellt werden. Insgesamt 139 Relais-Türme sind zur Überbrückung von rund 4000 Meilen errichtet worden. Es können dann Live-Sendungen über alle kanadischen Fernsehsender übertragen werden. Die Gesamtbaukosten sind auf etwa 50 Mill. Dollar angewachsen.

### Österreich

Im April soll auf dem Kahlenberg bei Wien ein Fernsehsender für Band IV in Betrieb genommen werden, der aber vorläufig nur Versuchszwecken dient. Mit der Montage des Senders wurde bereits begonnen.

### Schweiz

Seit einiger Zeit strahlt das Observatorium Neuenburg auf den Frequenzen 2500 kHz und 5000 kHz für Meßzwecke und zur Zeitkontrolle Eichsendungen aus: Sendeleistung 500 W. Vor jeder Eichsendung wird das Rufzeichen HRN in Morsezeichen gegeben.

### Ungarn

Der in der DDR hergestellte erste Fernseh-Großsender Ungarns wurde kürzlich auf dem Budapest-Szechenyi-Berg den ungarischen Behörden übergeben. Alle Anlagen sind in einem elf Stockwerke hohen Fernsehturm mit 57 m Gesamthöhe untergebracht. Die Antenne ist 38 m hoch. Man rechnet mit einem Versorgungsbereich von 100 bis 130 km Umkreis. Innerhalb von zwei Jahren soll ein Netz von Relaisstationen aufgebaut werden.

### USA

Nach der letzten Übersicht arbeiteten am 1. Februar 1958 in den USA insgesamt 536 Fernsehsender, davon 505 auf kommerzieller Basis und der Rest als Educational Stations, d. h. als Schulfunksender und Stationen für die Erwachsenenbildung. Von den kommerziellen Stationen arbeiten 84 im Band IV. Lizenzanträge für 126 weitere neue Fernsehsender liegen vor, sind aber noch nicht entschieden.

# Q-Multiplier für KW-Empfänger

An einen KW-Empfänger werden heute sehr hohe Anforderungen bezüglich der Selektion gestellt. Deshalb sind die ZF-Teile moderner Geräte fast immer mit Quarzfiltern oder mechanischen Filtern ausgerüstet.

Bei der Verwendung von Einfachquarzfiltern läßt sich auch ein im Durchlaßbereich des ZF-Teils liegender Störer durch das Verändern von Serien- und Parallelresonanz mehr oder weniger gut ausblenden (Bild 1). Doppelquarzfilter oder mechanische Filter gestatten das Erreichen sehr hoher Weitabselektionswerte, besonders wenn mit Doppelüberlagerung bei Verwendung einer 2. ZF von etwa 50 ... 100 kHz gearbeitet wird. Als Nachteil dieser Filter ist anzusehen, daß sich zwar durch Verringern der Bandbreite der Durchlaßbereich des ZF-Teils einengen läßt (Bild 2), ein innerhalb des Durchlaßbereiches liegender Störer den Empfang aber erheblich stören kann.

Bild 1. Filterkurve mit einem Quarz

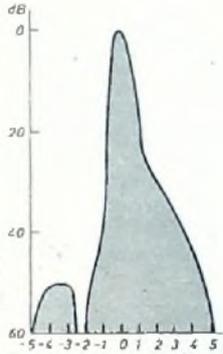
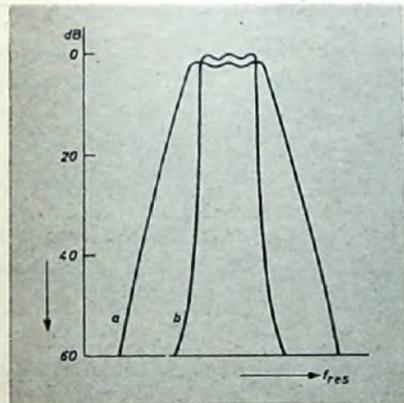


Bild 2 (unten). Filterkurve mit Doppelquarz-Filter. a = ± 6 kHz bei 60 dB und b = ± 3 kHz bei 60 dB



Der Einbau eines „Q-Multipliers“ gestattet nun, ähnlich wie es beim Einfachquarzfilter durch Betätigung des „Phasenreglers“ möglich ist, auch einen solchen Störer wirkungsvoll zu unterdrücken.

### Wirkungsweise

Bild 3 zeigt die Schaltung einer Q-Multiplierstufe. Das eine System der Doppeltriode ECC 83 arbeitet als Katodenverstärker, das andere als Regenerativverstärker. Bei diesem zweiten System liegt im Anodenkreis ein Brücken-T-Filter, dessen Resonanzfrequenz mit Hilfe des Drehkondensators C 72 veränderbar ist. Der regelbare Widerstand R 36 dient zur Ein-

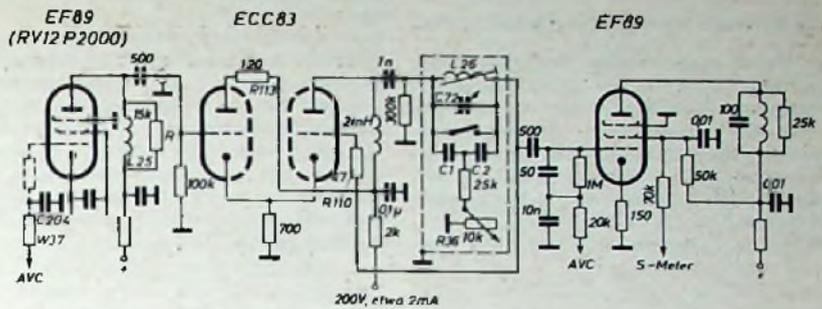


Bild 3. Schaltung eines Q-Multipliers (nach Collins-Unterlagen); alle Widerstände 0,5 W, alle Kondensatoren 250 ... 500 V

stellung des Arbeitspunktes der Röhre. Seine Einstellung wird so gewählt, daß die Stufe kurz vor dem Schwingungseinsatz steht. Der aus L 26 und C 72 bestehende Schwingkreis wird dadurch stark entdämpft und weist demzufolge hohe Güte Q auf. Es tritt also im Durchlaßbereich eine scharfe Nullstelle auf (Bild 4). Durch Verändern von C 72 kann ein im Durchlaßbereich des Filters liegender Störsender ausgeblendet werden; die Unterdrückung ist etwa 40 dB. Der parallel zum Schwingkreis angeordnete Schalter gestattet es, den Q-Multiplier wirkungslos zu machen. R 110 und R 113 verhindern wilde UHF-Schwingungen; sie werden direkt an die Röhrenfassungen gelötet.

### Einbau in ein vorhandenes Gerät

Soll der Q-Multiplier in ein vorhandenes Gerät eingebaut werden, so empfiehlt sich die sorgfältige Abschirmung der ganzen Stufe. Lediglich die Achse des Drehkondensators ist zur Frontplatte herauszuführen.

Schaltungsmäßig ist der Einbau des Q-Multipliers so vorzunehmen, daß eine Verzerrung des gewünschten Signals durch Einschwingvorgänge nicht eintreten kann, also vorzugsweise hinter dem Doppelquarz oder mechanischen Filter. Bei dem auf den Q-Multiplier folgenden Verstärker ist darauf zu achten, daß keine wesentlichen Phasenfehler auftreten können. Die Außenwiderstände müssen also verhältnismäßig klein sein, so daß keine hohen Stufenverstärkungen zu erreichen sind.

Als Doppeltriode im Q-Multiplier ist die ECC 83 gut geeignet. Der Drehkondensator C 72 soll geringe Anfangskapazität haben. Gut bewährt hat sich die Valvo-Ausführung 4 ... 44 pF. Am Stator des Drehkondensators wird ein etwa 0,3 mm starkes Messingblech so angelötet, daß bei ganz herein- oder herausgedrehtem Rotor die Spule L 26 kurzgeschlossen ist.

### Dimensionierung des Schwingkreises

Das Mustergerät ist für eine ZF von etwa 1 MHz ausgelegt. Als Spulenkern fand ein Siemens-„Siferrit“-Schalenkern aus „300 M 11“ mit Luftspalt Verwendung. Um auch für andere Frequenzen oder Spulenkern die erforderlichen Werte berechnen zu können, sei hier kurz der Rechnungsgang angedeutet.

Wird der kapazitive Spannungsteiler C 1, C 2 mit 2 × 400 pF ausgelegt, dann ergibt

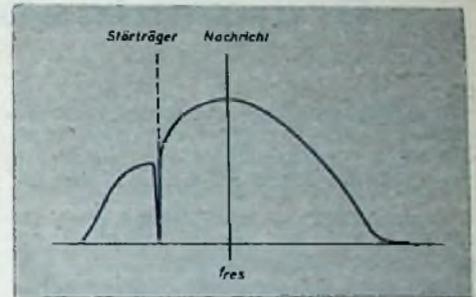


Bild 4. Veränderbare Nullstelle des Q-Multipliers zum Ausblenden des Störträgers

sich  $C_{ges} \approx 200 \text{ pF}$ . Für  $f = 1 \text{ MHz}$  ist damit die erforderliche Induktivität

$$L_{26} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 2 \cdot 10^{-10}} \approx 125 \text{ nH}$$

Der verwendete „Siferrit“-Schalenkern aus „300 M 11“ hat mit Luftspalt ein  $A_L$  von  $750 \mu\text{H}/\omega^2$ ). Daraus errechnet sich die erforderliche Windungszahl zu

$$w = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{125 \cdot 10^3}{7,5 \cdot 10^2}} \approx 13 \text{ Wdg.}$$

Als Wickelmaterial wurde HF-Litze  $20 \times 0,05 \text{ SS}$  auf einen 2-Kammer-Kern aus „Amenit P 611“ (rötlich) aufgebracht. Für eine ZF um 500 kHz gelten folgende Werte:  $C 1 = C 2 = 1 \text{ nF}$ ,  $L 26 = 200 \text{ nH}$  (bei gleichem Kern wie oben, aber  $\omega = 16,5 \text{ Wdg.}$ ).

Für die Kondensatoren kommen nur Kunstfolien-(Styroflex-)Ausführungen für 250 V mit 5% Toleranz in Frage. R 36 soll lineare Regelkurve aufweisen und mit 0,4 W belastbar sein. Der Schleifer kann mit der Zentralbefestigung (Masse) verbunden sein; die Achse ist mit einem Schraubenzieherschlitz zu versehen.

### Ableich

Zunächst ist der Q-Multiplier abzuschalten und R 36 auf größten Widerstandswert einzustellen. Dem Empfänger wird ein so starkes Signal zugeführt, daß das eingebaute S-Meter einen Wert von  $S 9 + 40 \text{ dB}$  anzeigt. Mit dem Drehkondensator C 72 wird dann die Nullstelle in die Mitte des Durchlaßbereiches der ZF-Kurve gelegt.

1) Der Induktivitätswert  $A_L$  gibt die auf die Windungszahl  $w = 1$  bezogene Induktivität  $L$  an.

Jetzt läßt sich L 26 auf Minimum abgleichen. R 36 wird dann so eingeregelt, daß das S-Meter S 7 anzeigt. Hat R 36 einen zu kleinen Wert, dann schwingt der Verstärker. Dabei wird die Tiefe der Nullstelle geringer, so daß die Dämpfung der Störfrequenz kleiner als 40 dB ist.

### Einbau in einen ZF-Teil des „Köln 52 a“

Viele Amateurempfänger enthalten den kompletten ZF-Teil des kommerziellen Empfängers „Köln 52 a“. Da in diesem Baustein die Regelglieder für langsame Regelung ausgelegt sind, ist es ratsam, die Gruppen W 27, C 179 sowie W 32, C 193 und W 37, C 204 zu ändern; die Kondensatoren sollen dann je 10 nF, 250 V<sub>eff</sub>, die Widerstände je 20 kOhm groß sein. Für den

im ZF-Teil nicht enthaltenen Schwingkreis L 61, C 208 kann dann die HF-Drossel L 25 (2,5 mH, Eigenresonanz bei etwa 1,5 MHz) verwendet werden; der Dämpfungswiderstand W 63 soll etwa 15 kOhm groß sein. Wird W 63 nicht geändert, dann können Regelschwingungen auftreten, die mit einfachen Mitteln nur schwer zu beseitigen sind.

Die Verbindung zwischen ZF-Teil und Q-Multiplier wird über ein abgeschirmtes Kabel hergestellt. Der Koppelkondensator von 500 pF ist direkt an die Anode der letzten ZF-Röhre (RV 12 P 2000) zu löten. Mit dem für ZF ≈ 1 MHz angegebenen Wert liefert der Q-Multiplier auch in Verbindung mit dem ZF-Teil des „Köln 52 a“ eine Dämpfung des Störers von mindestens 40 dB.

K. DIKO

DK 621 317.342

## Gruppenlaufzeit-Meßgerät

Die Gruppenlaufzeit und Gruppenlaufzeitdifferenz von Breitbandverstärkern wird oft durch Ermittlung des Phasenmaßes  $\varphi$  als Funktion der Meßfrequenz  $\omega$  und der Phasenlaufzeit  $\frac{\varphi}{\omega}$  festgestellt.  $\varphi = f(\omega)$

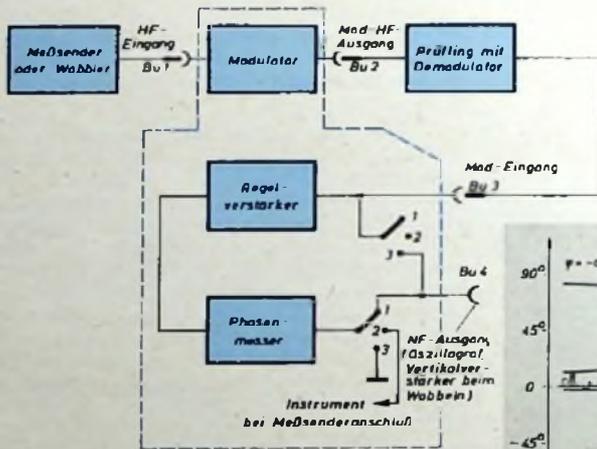
gibt jedoch noch keine unmittelbare Auskunft über die Gruppenlaufzeit  $\tau$  beziehungsweise die Gruppenlaufzeitdifferenz  $\Delta\tau$ , sondern erst der Differentialquotient  $\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau$  bringt als Ergebnis die Gruppenlaufzeit. Ist nun die Gruppenlaufzeit konstant, dann ergibt  $\varphi = f(\omega)$  eine Gerade, deren Steigung ein Maß für die Gruppenlaufzeit ist und in diesem Falle der Phasenlaufzeit entspricht. Die Auswertung ist für eine konstante Gruppenlaufzeit also relativ einfach; es ist jedoch ein erheblicher meßtechnischer Aufwand erforderlich, da der Phasenunterschied zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung mit großer Genauigkeit über einen großen Frequenzbereich gemessen werden muß. Meistens interessiert aber mehr die Gruppenlaufzeitdifferenz innerhalb des Durchlaßbereiches eines Verstärkers. Die Auswertung  $\Delta\tau = \frac{d\varphi_1}{d\omega_1} - \frac{d\varphi_2}{d\omega_2}$  ist nun recht um-

ständlich und kann nicht unmittelbar auf dem Bildschirm eines Katodenstrahloszilloskopien geschrieben werden. In der Fernsehempfänger-Entwicklung und im Prüffeld zum Beispiel ist jedoch eine schnelle unmittelbare Ermittlung der Gruppenlaufzeit und besonders der Gruppenlaufzeitdifferenz sehr erwünscht, zumal unter anderem auch sofort die Einflüsse der Fallen und etwaige Änderungen hieran auf die Gruppenlaufzeit sofort auf dem Bildschirm beobachtet werden könnten.

### 1. Prinzip des Gruppenlaufzeit-Meßgerätes „GM 617“

Das Techn. Laboratorium Klaus Heucke in Viernheim hat nun ein Gruppenlaufzeit-Meßgerät entwickelt, das diese Wünsche erfüllt. Dieses Gruppenlaufzeit-Meßgerät „GM 617“ arbeitet nach dem sogenannten Spaltfrequenzverfahren. Bei diesem Verfahren (Bild 1) wird die durch den Prüfling geschickte Hochfrequenz eines Meßsenders oder Wobblers vorher mit der

Spaltfrequenz amplitudenmoduliert und in dem Prüfling selbst oder hinter diesem in einem besonderen Demodulator wieder demoduliert. Die dabei wiedererhaltene Spaltfrequenz wird über einen Regelverstärker, der die Spaltfrequenzspannung an seinem Ausgang konstanthält, zu einem Phasenmesser geführt, der nun die Phasenschiebung zwischen der modulierenden Spaltfrequenzspannung und der nach dem Prüfling durch Demodulation wiedererhaltenen Spaltfrequenzspannung mißt und ein entsprechendes Gleichspannungssignal entweder einem Anzeigeelement oder Katodenstrahloszilloskopien zuführt.



Für die Festlegung der Spaltfrequenz sind mehrere Faktoren maßgebend. Die Spaltfrequenz muß beispielsweise kleiner als die Bandbreite des Prüflings sein; außerdem ist ihre obere Grenze durch den gesamten Meßbereich der Gruppenlaufzeit und die untere Grenze durch die Empfindlichkeit des Phasenmessers für die kleinsten noch zu messenden Gruppenlaufzeiten und Gruppenlaufzeitdifferenzen festgelegt.

Aus Bild 2 ersieht man, wie das Phasenmaß  $\varphi = -\arctan \Omega$  über der Frequenz  $\Omega$  (aufgetragen für einen Einzelkreis L, C, R<sub>p</sub>) verläuft. Die Gruppenlaufzeit selbst ergibt sich aus dem Differentialquotienten

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = 2 \cdot R_p \cdot C \cdot \frac{1}{1 + \Omega^2}$$

oder auch

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = 2 \cdot \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \frac{1}{1 + \Omega^2} \text{ in Sekunden.}$$

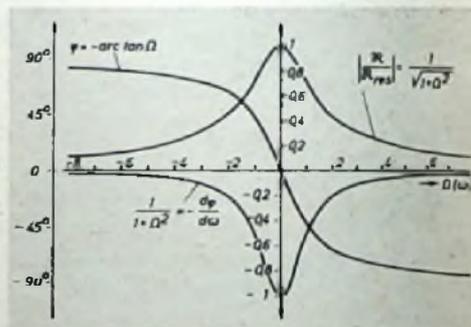
$\frac{d\varphi}{d\omega}$  entspricht in der normierten Darstellung dem Quadrat des Scheinwiderstandsverhältnisses  $\left(\frac{\Re}{\Re_{\text{res}}}\right)^2 = \frac{1}{1 + \Omega^2}$ , so

daß die eng miteinander verknüpften Beziehungen zwischen Scheinwiderstandsverhältnis, Phasenmaß, Phasenlaufzeit und Gruppenlaufzeit gut zu erkennen sind. Wie aus einer einfachen Überlegung hervorgeht, wird bei dem beschriebenen Verfahren an Stelle des Wertes  $\frac{d\varphi}{d\omega}$  der Wert  $\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}$  gemessen, und zwar zwischen den Punkten  $\omega_0 - \omega_s$  und  $\omega_0 + \omega_s$ , wenn  $\omega_0$  die Trägerfrequenz und  $\omega_s$  die Spaltfrequenz bedeuten. Im Bild 3 ist der Verlauf des Phasenmaßes in vergrößertem Maßstab wiedergegeben, um den Einfluß der Spaltfrequenzgröße auf die Meßgenauigkeit der jeweiligen Tangente  $\frac{d\varphi}{d\omega}$  an der Phasen-

kurve zu zeigen. Zu beiden Seiten der Trägerfrequenz  $\omega_0$  liegen die beiden Seitenbänder  $\omega_0 \pm \omega_s$  und  $\omega_0 \pm \omega_s$  der beiden verschiedenen großen Spaltfrequenzen  $\omega_{s1}$  und  $\omega_{s2}$ . Bei kleiner werdender Spaltfrequenz rücken die beiden Seitenbänder immer näher zur Trägerfrequenz  $\omega_0$  zusammen, so daß im Grenzfall  $\omega_s \rightarrow 0$  die Tangente in  $\omega_0$  exakt bestimmt wird, während bei größer werdender Spaltfrequenz ein Mittelwert des jeweils erfaßten Kurventeiles gemessen wird. Bei sorgfältiger Wahl der Spaltfrequenz unter Berücksichtigung der vorstehend aufgeführten Betrachtungen und des Anwen-

Bild 1. Blockbild der Gruppenlaufzeit-Meßanordnung

Bild 2. Verlauf des Phasenmaßes  $\varphi$ , der Gruppenlaufzeit  $\frac{d\varphi}{d\omega}$  und des Scheinwiderstandsverhältnisses  $\left|\frac{\Re}{\Re_{\text{res}}}\right|^2$  bei einem Einzelkreis



dungsgebietes, aus dem letzten Endes Meßempfindlichkeit und Meßbereich sowie Genauigkeit resultieren, hat die Diskrepanz zwischen der gewählten Spaltfrequenz und dem Grenzfall  $\omega_s \rightarrow 0$  keine wesentliche Bedeutung. Die Grobmessung der Gruppenlaufzeit erfolgt, wie später noch gezeigt wird, mit einem Goniometer-Phasenschieber, so daß der Phasenmesser im linearen Teil der Kennlinie arbeitet. Als Phasenmesser wird ein symmetrischer Diskriminator verwendet, ähnlich den in modernen Fernsehempfängern für die Zeilensynchronisierung üblichen Phasenvergleichern, der noch auf Phasendifferenzen

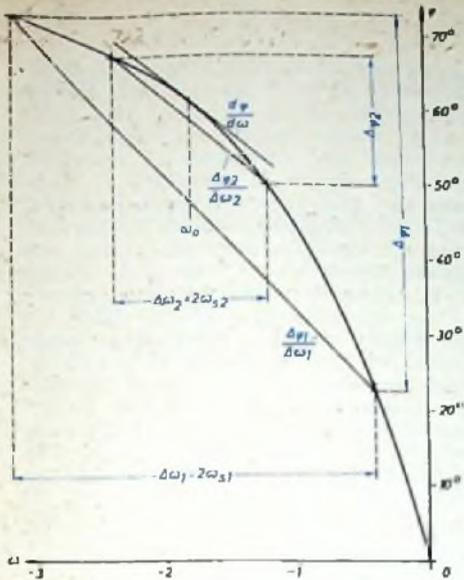


Bild 3. Verlauf des Phasenmaßes, vergrößert dargestellt ( $\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{da}{d\omega}$ ,  $d\omega_1 > b$ ,  $d\omega_2 < b$ ;  $b =$  Bandbreite)

von  $\pm 0,5^\circ$  anspricht. Nun soll die Messung der Gruppenlaufzeitdifferenz in Fernsehempfängern mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,01 \mu s$  erfolgen, so daß sich aus der Beziehung

$$f = \frac{\varphi}{360 \cdot \tau} = \frac{0,5}{360 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 138 \text{ kHz}$$

als die Spaltfrequenz ergibt. Gewählt wurden  $\sim 150 \text{ kHz}$ . Nimmt man an, daß der Phasendiskriminator bis zu einem Winkel von  $\pm 20^\circ$  geradlinig arbeitet (Übereinstimmung von  $\sin$  und  $\arcsin$ ), dann ergibt sich ein maximaler Feinmeßbereich von  $\pm 0,36 \mu s$ , während bei Verwendung des Phasenschiebers eine Verschiebung von  $360^\circ$  (entsprechend  $6,54 \mu s$ ) möglich ist.

## 2. Schaltung und Aufbau

Im Bild 4 ist Bu 1 der Anschluß für den Meßsender oder Wobbler, dessen HF-Spannung in der Gegentakt-Modulationsstufe –

für den Trägerfrequenzbereich von 700 kHz bis 230 MHz – mit Rö 6 und Rö 7 am Bremsgitter amplitudenmoduliert wird. Mit dem Regler P 1 wird der Arbeitspunkt der Bremsgitter und mit P 2 die Symmetrie der Gegentaktstufe eingestellt, so daß an der Anode von Rö 6 die Modulationsspannung praktisch kompensiert wird und nur die Trägerfrequenz des Meßsenders oder Wobblers und die beiden Seitenbänder über Rö 2 an den Prüfling gelangen. Trotzdem ist es bei der Messung von Verstärkern, deren Durchlaßbreite 150 kHz noch mit erfaßt (z. B. Videoverstärker), notwendig, zusätzliche Maßnahmen zur Unterdrückung dieser Frequenz zu treffen. Der HF-Eingangswiderstand der Modulationsstufe (Bu 1) ist 60 Ohm, während der Ausgang (Bu 2) hochohmig ausgeführt ist. Das Ausgangskabel muß also zumindest bei höheren Frequenzen richtig abgeschlossen werden. Bei der oberen Grenzfrequenz von 230 MHz ist der Ausgang für einen 60-Ohm-Abschluß mit einer Abschwächung von etwa 10 dB kompensiert. Für Video- und ZF-Frequenzen kann ein 150-Ohm-Ausgangskabel benutzt werden, wodurch die Abschwächung kleiner als 3 dB wird. Die Messung von FS-Empfängern über den HF-Eingang erfolgt zweckmäßigerweise über ein Widerstandssymmetrierglied nach Bild 5 aus drei Widerständen, das eine gesamte Abschwächung von etwa 15 dB bringt.

Die Modulationsspannung selbst wird vom 150-kHz-Oszillator mit Rö 1 erzeugt und über C 1 an das erste Gitter von Rö 8 geführt. Rö 8 hat in ihrem Anodenkreis einen 150-kHz-Resonanzkreis, aus dem durch kapazitive Spannungsteilung die verstärkte Modulationsspannung an die Goniometer-Statorwicklungen  $G_{w1}$  und  $G_{w2}$  geleitet wird. Die Wicklung  $G_{w1}$  wird über C 2 und R 1 gespeist, so daß gemäß Bild 6 a der Strom der Spannung voraussetzt, während die Wicklung  $G_{w2}$  direkt über R 2 gespeist wird und gemäß 6 b der Strom der Spannung nacheilt. Auf diese Weise haben beide Wicklungen eine Phasenverschiebung

von  $90^\circ$  gegeneinander. Die symmetrische Rotorwicklung  $G_{w3}$  des Goniometers liefert dann die Modulationsspannung gegenphasig an die Steuergitter von Rö 6 und Rö 7 der Gegentakt-Modulationsstufe.

Die im Prüfling durch Demodulation wiedererhaltene Spaltfrequenzspannung gelangt über Bu 3 zum Regelverstärker mit Rö 10 und Rö 9. Die über Rö 10 verstärkte Spaltfrequenzspannung wird nun in Rö 5 nochmals verstärkt und über den sekundär abgestimmten HF-Transformator L 4 mit Hilfe der Diode von Rö 5 gleichgerichtet und wie üblich geglättet. Die hiermit erzeugte Regelspannung wird sowohl dem Steuergitter von Rö 10 als auch über den Spannungsteiler R 3, R 4 dem Steuergitter von Rö 9 zugeführt, so daß Rö 10 rückwärts und Rö 9 vorwärts geregelt wird. Mit P 3 stellt man die Verzögerung der Diode so ein, daß die Regelung bei Erreichen der für den Diskriminator erforderlichen Spannung einsetzt. Der Regelverstärker hält also seine Ausgangsspannung für den Phasemesser bei Eingangsspannungen zwischen 0,05 und 1 V praktisch konstant. Um Rückkopplungen von Rö 10 über Rö 5 auf Rö 10 zurück zu verhindern, ist noch ein 150-kHz-Saugkreis mit C 3 und L 6 vorhanden. Das RC-Glied C 4, R 5 verhindert Regelschwingungen, die bei schnellen Spannungänderungen an Bu 3 auftreten würden. Die Regelzeitkonstante ist so klein, daß Spannungsschwankungen an Bu 3, wie sie beim Wobbeln auftreten können, noch ausgeregelt werden.

Der Phasendiskriminator erhält seine Impulssteuerungen vom 150-kHz-Oszillator Rö 1 über die Begrenzerstufe mit Rö 2 und Rö 3. Rö 3 dient gleichzeitig als Phasenumkehrstufe und wird mit P 4 symmetriert. Die 150-kHz-Impulsspannung öffnet die beiden entgegengesetzt geschalteten Diskriminatorioden von Rö 4 (Bild 7) kurzzeitig, und der während dieser Zeit über L 3 wirksam werdende Teil der vom Regelverstärker kommenden Spaltfrequenzspannung wird gemittelt und über den Umschalter S 1 entweder über I an die Ausgangsbuchse Bu 4 für den Oszillografen-

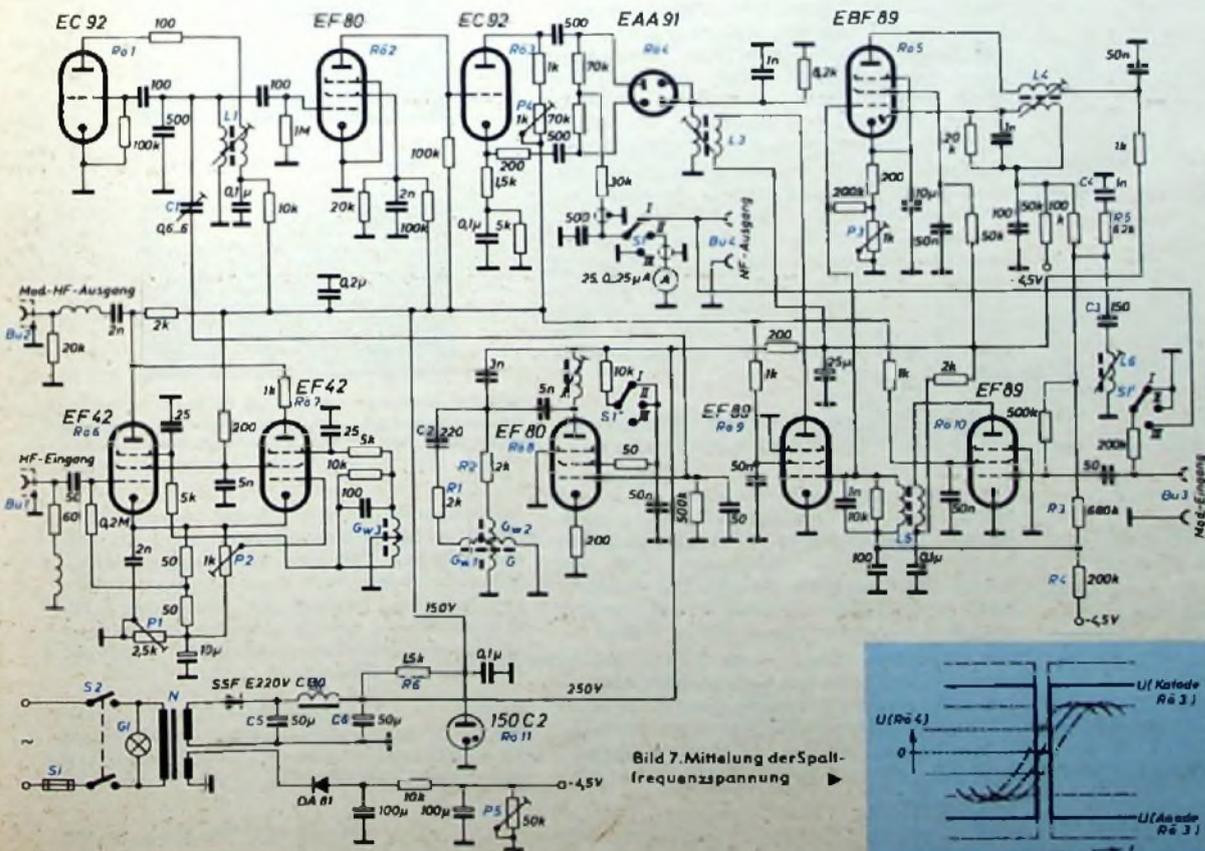


Bild 7. Mittelung der Spaltfrequenzspannung

Bild 4. Schaltung des Gruppenlaufzeit-Meßgerätes

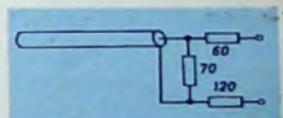


Bild 5. Widerstandssymmetrierglied

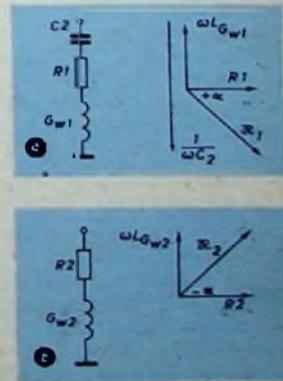


Bild 6. Vektordiagramme für die Goniometer-Statorwicklungen  $G_{w1}$  (a) und  $G_{w2}$  (b)

anschluß, über II an das  $\mu$ A-Meter (das bei Vollausschlag  $\pm 0,25 \mu$ s Gruppenlaufzeit anzeigt) geführt oder über III geerdet. In der letztgenannten Stellung wird die an Bu 3 liegende Demodulatorspannung über den mit S 1 gekuppelten Schalter S 1' über III direkt an Bu 4 durchgeschaltet, so daß man in dieser Schalterstellung die Amplitudenkurve des Prüflings oszilloskopieren kann. Die Spaltfrequenzmodulation schaltet man mit S 1'' (III) ab. Die vom Diskriminator gelieferte Spannung

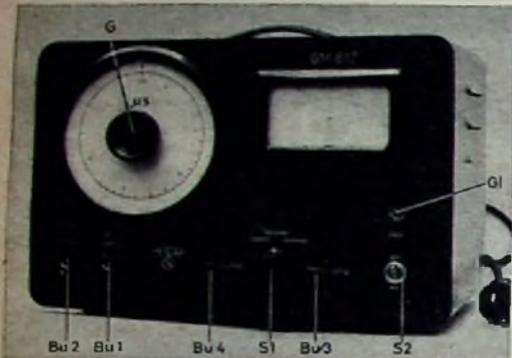


Bild 8. Ansicht des Gruppenlaufzeit-Meßgerätes

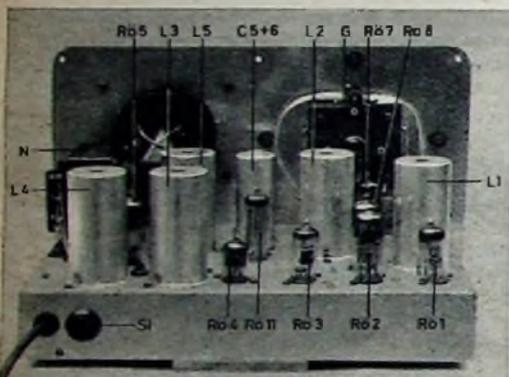


Bild 9. Chassis-Rückseite des Gerätes

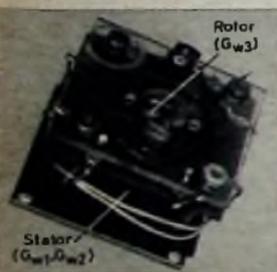


Bild 10. Rückseite des Goniometers

ergibt eine ausreichend lineare Anzeige der Gruppenlaufzeit bis etwa  $\pm 0,3 \mu$ s, während darüber hinaus die Kennlinie stark gekrümmt ist, so daß an solchen Stellen der Gruppenlaufzeitkurve der Goniometer-Phasenschieber zu benutzen ist.

Der Aufbau des Gerätes geht aus den Bildern 8 ... 10 hervor.

### 3. Meßbeispiele

#### 3.1 Punktweise Messung der Gruppenlaufzeitkurve

Die genaue Methode ist die statische Messung unter Verwendung eines Meßsenders und des eingebauten  $\mu$ A-Meters. Als Demodulator hinter dem Prüfling, der bei diesem Beispiel der ZF-Verstärker eines FS-Empfängers sein soll, dient der eingebaute Videodetektor. Das Meßsenderkabel kommt, wie im Bild 1 sichtbar, in Bu 1 (HF-Eingang), der Eingang des Prüflings

in Bu 2 (Mod.-HF-Ausgang). Die Spaltfrequenz wird, um noch vorhandene HF-Reste freizusetzen, hinter der Entzerrungsdrossel zum Gitter der Video-Endstufe abgegriffen und über ein kapazitätsarmes geschirmtes Kabel Bu 3 (Modulationsfrequenz-Eingang) zugeführt. Große Siebwiderstände und Kondensatoren, die die 150-kHz-Spaltfrequenz schwächen, sind in dieser Zuleitung zu vermeiden. Trotzdem muß die Trägerfrequenz auf einen für das stabile Arbeiten des Prüflings ausreichend kleinen Wert abgeschwächt werden. Die Spannung am Demodulator ist durch entsprechende Regelung des Meßsenderausganges ungefähr konstant zu halten, um auch die kleinen Laufzeitveränderungen, die der spannungsunabhängige Widerstand des Detektors hervorruft, noch auszuschalten. Dies gelingt leicht durch Messung der Gleichspannung am Videodetektor. Diese Gleichspannung soll, um Übersteuerungen des Prüflings sicher zu vermeiden, nicht zu groß sein; 0,2 ... 0,3 V sind für den Regelvorgang im Spaltfrequenzverstärker bereits ausreichend.

Vor Beginn der Messung soll das Gruppenlaufzeit-Meßgerät mindestens 15 min warmgelaufen sein, sonst könnte eine Wanderung der Spaltfrequenz zu Nullpunktverschiebungen Anlaß geben. Dann wird, am besten in der Mitte der Durchlaßkurve, das  $\mu$ A-Meter mit dem Phasenschieber auf Null gestellt. Es gibt 2 Nullpunkte, die sich um  $180^\circ$  unterscheiden. Der richtige Nullpunkt liegt dann vor, wenn beim Drehen des Phasenschiebers in Richtung höherer Laufzeitwerte der Zeiger von + nach - durch den Nullpunkt läuft. Das Vorzeichen der Laufzeit ist jedoch von mehr akademischem Interesse und spielt für die Praxis keine Rolle, ebenso wie der Absolutwert, der am Phasenschieber abgelesen werden kann, von untergeordneter Bedeutung ist, da es im wesentlichen nur auf die Gruppenlaufzeitunterschiede im Durchlaßbereich ankommt. Bei der Messung der Gruppenlaufzeit in Abhängigkeit von der Frequenz sind zwei Verfahren möglich: einmal die Ablesung der Gruppenlaufzeit am  $\mu$ A-Meter bei feststehendem Phasenschieber und zum anderen die Ablesung der Gruppenlaufzeit am Phasenschieber bei festgehaltenem Nullpunkt. Die erste Methode kann man als Fein-, die zweite als Grobmessung bezeichnen. Häufig ist eine Kombination beider Arten am günstigsten. Keinesfalls sollte man versäumen, zu Beginn jeder Messung durch Drehen am Phasenschieber die Eichung des Instrumentes zu kontrollieren. Die Messung mit dem Phasenschieber kann auch notwendig werden, wenn aus irgendeinem Grunde dem Spaltfrequenzverstärker nicht so viel Spannung angeboten werden kann, wie der Regelverstärker zum einwandfreien Arbeiten benötigt.

#### 3.2 Oszillografische Betrachtung der Gruppenlaufzeitkurve

Um schnell beurteilen zu können, wie sich Eingriffe in den Prüfling auf die Gruppenlaufzeit auswirken, ist es zweckmäßig, die Laufzeitkurve als stehendes Bild auf einem Oszilloskop sichtbar zu machen. Dazu können jeder handelsübliche Oszilloskop und Wobbler Verwendung finden.

Der Anschluß erfolgt nach Bild 1. Es ist zweckmäßig, zunächst auf „Amplitude“ zu schalten; dadurch erscheint auf dem Bildschirm die Durchlaßkurve des Prüflings. Diese Kurve ist auf die größtmögliche Spannung einzustellen, bei der noch keine

Übersteuerung eintritt. Eine solche Übersteuerung ist im Diagramm sehr deutlich durch Verformung erkennbar. Im allgemeinen werden mindestens 4 V Maximalspannung am Videodetektor vertragen, und diese Spannung reicht für die Messung aus. Die Gruppenlaufzeit wird dann so lange richtig angezeigt, bis die Verstärkung auf unter  $1/10$  ihrer maximalen Amplitude abgefallen ist. Die unter diesem Wert liegenden Frequenzanteile können keinen nennenswerten Einfluß mehr auf das Signal ausüben, interessieren daher wenig. Die Eichung der angezeigten Gruppenlaufzeitkurve ist bei einem Wobbler mit ausgetastetem Rücklauf sehr einfach und kann entweder mit dem Phasenschieber oder mit dem  $\mu$ A-Meter erfolgen. Zu diesem Zweck wird die Mittelfrequenz des Wobblers auf eine waagerechte Stelle der Laufzeitkurve gedreht und der Hub ganz zurückgenommen. Auf dem Bildschirm erscheinen jetzt zwei waagerechte Linien, die mit dem Phasenschieber zur Deckung gebracht werden können. Von diesem Punkt aus kann man nun zum Beispiel den Phasenschieber um  $0,1 \mu$ s weiterdrehen.

Der jetzt meßbare vertikale Abstand der beiden Linien bedeutet dann  $0,1 \mu$ s. Die gleiche Messung ist auch mit dem  $\mu$ A-Meter möglich, nur ist dabei zu berücksichtigen, daß bei gleicher Dauer von Hin- und Rücklauf das Instrument nur den halben Wert anzeigt.

Wenn im Oszillogramm sehr steile Anstiege der Gruppenlaufzeit vorkommen, dann sind diese Stellen mit verringertem Hub gesondert zu betrachten, da Laufzeitanstiege, die schneller als etwa  $200 \mu$ s durchlaufen werden, nicht mehr unverzerrt durch den Spaltfrequenzverstärker gelangen. Dieser Fall kann beispielsweise bei einem Wobbler mit 5 MHz Hub und  $1/100$  s Hinlaufdauer in der Nähe scharfer Fallen durchaus vorkommen. Wie schon eingangs erwähnt, werden auch Laufzeit-

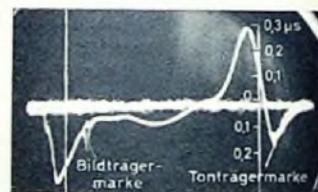


Bild 11. Gruppenlaufzeitkurve eines FS-Breitbandverstärkers

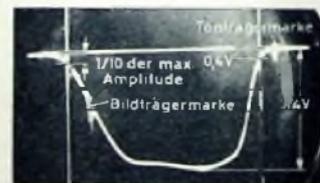


Bild 12. Amplitudenkurve eines FS-Breitbandverstärkers mit Bild- und Tonträgermarken sowie zwei senkrecht über den Schirm gespannten Fäden (Orientierung beim Vergleich mit Gruppenlaufzeitkurve)

unterschiede, die  $\pm 0,3 \mu$ s überschreiten, nicht mehr voll wiedergegeben. An solchen Stellen läßt sich die Gruppenlaufzeit erfassen, indem man diese Stellen bei stark verringertem Hub in die Mitte des Bildfeldes schiebt und mit dem Phasenschieber an der interessierenden Stelle mit der Nulllinie zur Deckung bringt.

Bild 11 ist die Wiedergabe einer oszilloskopierten Gruppenlaufzeitkurve eines FS-Breitbandverstärkers, und Bild 12 zeigt eine Amplitudenkurve.

# So arbeitet mein Fernsehempfänger

23

## Ablenk-Endstufen

### Die Bild-Endstufe

#### Die Form der Steuerspannung

Die Ablenkung des Katodenstrahls in der Bildröhre muß „zeitproportional“ erfolgen. Der Strahl muß also in gleichen Zeitabständen gleiche Wegstücke auf dem Bildschirm zurücklegen. Würde er etwa bei der Bildablenkung am oberen Bildrand langsamer laufen als in der Bildmitte oder am unteren Bildrand, dann wären oben abgebildete Gegenstände – z. B. die Köpfe von Personen – zusammengequetscht, unten abgebildete jedoch in die Länge gezogen. Die hinter den Ablenkgenerator (Sperrschwinger) geschaltete Bild-Endstufe hat nun zwei Aufgaben zu erfüllen: Sie muß den für die Strahlablenkung erforderlichen großen Ablenkstrom liefern und diesem Strom eine solche Kurvenform geben, daß sich die geforderte zeitproportionale Ablenkung ergibt.

Die Ablenkspulen der Ablenkeinheit stellen für die Bildfrequenz (50 Hz) praktisch einen ohmschen Widerstand dar. Der Ablenkstrom wird also proportional der angelegten Spannung sein. Da man aber die Primärinduktivität des zwischengeschalteten Transformators bei tragbarem Aufwand nicht groß genug machen kann, um bei linear ansteigender Steuergitterspannung einen linear ansteigenden Strom in den Ablenkspulen zu erzwingen, würde sich eine Verzerrung der Kurvenform des Ablenkstroms ergeben. Für diese Verzerrung ist die Zeitkonstante  $L/R$  (aus Primärinduktivität und dem Widerstand der Primärspule plus transformiertem Widerstand der Ablenkspulen) maßgebend. Schickt man nämlich durch ein  $RL$ -Glieder einen konstant ansteigenden Strom, dann steigt die Spannung (an den Ablenkspulen) zunächst schnell, dann aber immer langsamer an. Man muß also dafür sorgen, daß der Anodenstrom eine umgekehrte Tendenz hat, also zunächst langsam und zum Ende der Periode schneller anwächst. Letzten Endes ist ein sich zeitproportional vervielfachender Verlauf der Steuerspannung erforderlich. Eine solche Kurvenform entspricht einer Parabel. Man sagt daher, die Steuerspannung für die Bild-Endröhre muß eine parabolische Komponente haben.

#### Herstellung der parabolischen Steuerspannung

Die erforderliche parabolische Steuerspannung kann man durch Integration einer Sägezahnspannung mit möglichst linearem Anstieg erzeugen. Legt man gemäß Bild 123a eine Sägezahnspannung

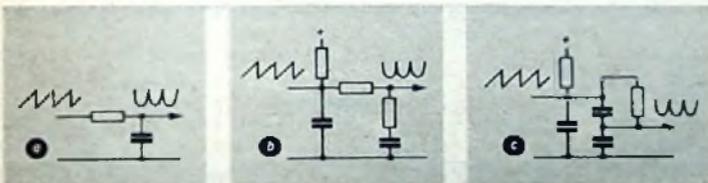


Bild 123. Integrationschaltungen zur Herstellung einer parabolischen Steuerspannung für die Bild-Endstufe

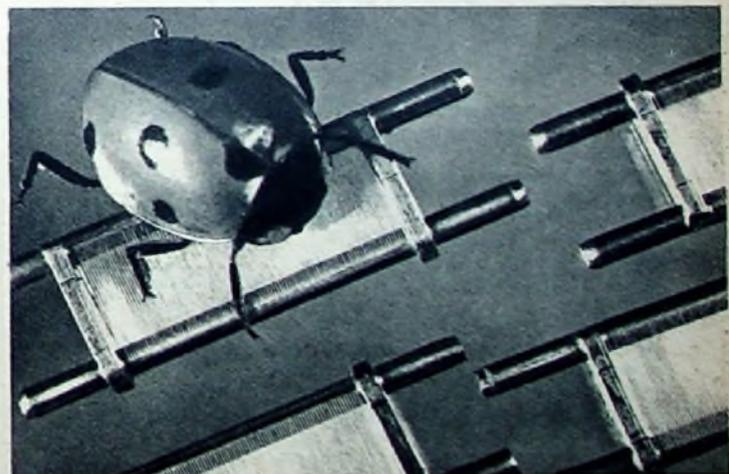
an ein  $RC$ -Integrationsglied, dann erhält man annähernd die gewünschte Kurvenform. Durch mehrere  $RC$ -Glieder in geeigneter Schaltung (Bilder 123b und c) kann man die Kurvenform noch verbessern. Diese Anordnungen haben jedoch den Nachteil, daß die Steuerspannung relativ groß sein muß.

Auch mit spannungsabhängigen Widerständen (beispielsweise Valvo-VDR-Widerstand „VD 1000 A/680 B“) kann man die parabolische Komponente erzeugen. Ein hinter den VDR-Widerstand geschaltetes Integrationsglied verbessert den Spannungsverlauf noch.

Heute werden meistens Gegenkopplungsschaltungen benutzt, wobei gleichzeitig die vom Sperrschwinger erzeugte Sägezahnspannung in geeigneter Weise vorverzerrt wird. Das Prinzip der Erzeugung einer parabolischen Steuerspannung durch Gegenkopplung zeigt Bild 124. Da die vom Sperrschwinger gelieferte Sägezahnspannung positiv ansteigend ist, ergibt sich an der



**PCC 88** Zur Bestückung der Cascade-Stufe im **stelle, rauscharme** Fernsehkanalschalter steht die **HF-Doppeltriode** Doppeltriode PCC 88 mit extrem hoher Steilheit und sehr guten Rauscheigenschaften zur Verfügung. Die hohe Steilheit der Röhre PCC 88 ( $S = 12,5 \text{ mA/V}$ ) machte es notwendig, bei dieser Röhrentype auf die neue Spanngittertechnik überzugehen. Durch sie wird erreicht, daß sich eine hohe Steilheit erzielen läßt, ohne daß die Toleranzen in diesem wichtigen Parameter zu groß werden. Zusätzlich gewährt diese Bauweise eine erhöhte Sicherheit gegen Mikrofonie.



Stark vergrößerte Spanngitter für die steile, rauscharme Röhre PCC 88 im Größenvergleich zu einem Marienkäfer.



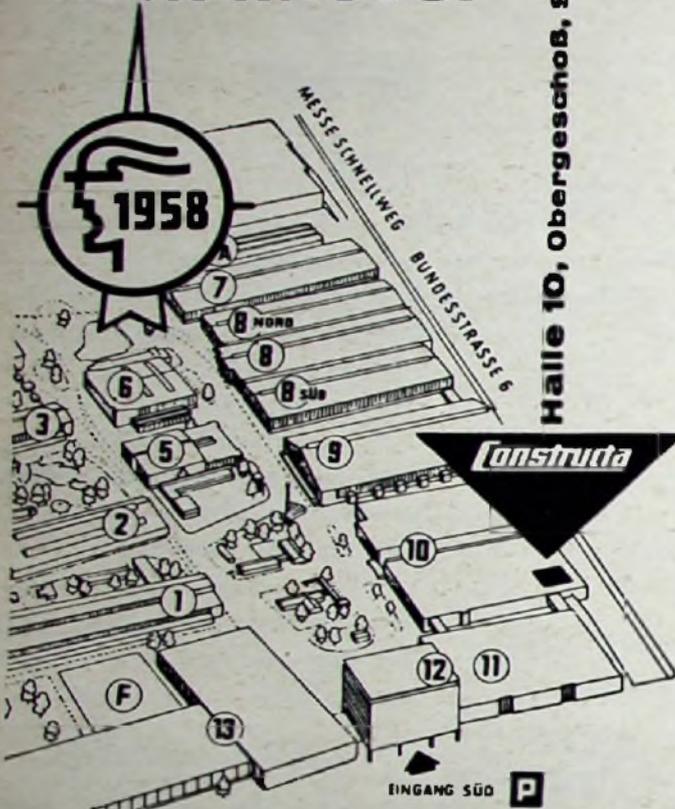
## TELEFUNKEN

RÖHRENVERTRIEB ULM

# Construda

## erwartet Sie in Hannover

Halle 10, Obergeschoß, Stand Nr. 2015/2112



Verbesserungen und wirtschaftliche Erleichterungen sind die Hauptmerkmale der Modelle K 3 und K 5:

- fast 40% weniger Stromverbrauch
  - ca. 30% weniger Waschmittelverbrauch
  - anschießbar auch an normalen Wechselstrom im Etagenhaushalt
  - Verwendung aller Waschmittel
  - nur noch einmalige Zugabe der Waschmittel
  - Spezialwaschprogramm für stark verschmutzte Sachen bei Modell K 5
  - statt Bodenverankerung nach wie vor auch Aufkleben der Maschine möglich
  - Preissenkung bei Modell K 3 für Wechselstrom um 315,- DM, für Drehstrom um 200,- DM!
- Geblieden aber ist die „klassische Waschmethode“ mit allen ihren Vorzügen!**



**Generalvertretungen:** SAARLAND: AdoH Monz, Saarbrücken; ÖSTERREICH: Louise Schumits & Sohn, Wien; HOLLAND: Techn. Unie, Amsterdam; SCHWEIZ: Novelectric AG, Zürich; SCHWEDEN: Electrasanda, Stodholm. Ferner in BELGIEN, FINNLAND, FRANKREICH, ITALIEN, LUXEMBURG, NORWEGEN.

Anode der Endröhre eine negativ abfallende Spannung (Bild 125a). Die Anodenwechselspannung wird durch RC-Glieder geeignet verformt. Fügt man einen richtig bemessenen Anteil der so erhaltenen Spannung (Bild 125b) zu der linear ansteigenden Sägezahnspannung (Bild 125c) zu, dann ergibt sich ein Spannungsverlauf gemäß Bild 125d, der die geforderte parabolische Komponente aufweist. Übrigens kommt auch die Krümmung der Röhrenkennlinie der Ausbildung des parabolischen Stromverlaufs entgegen

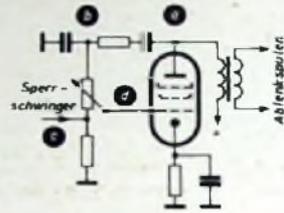
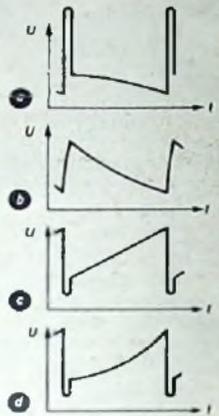


Bild 124. Erzeugung der parabolischen Steuerspannung durch Gegenkopplung

Bild 125. Entstehung der Steuerspannung mit parabolischer Komponente, nach Bild 124; a = Spannung an der Anode, b = aus der Anodenwechselspannung gewonnene verformte Spannung, c = Sägezahnspannung mit linearem Anstieg, d = Kombination der einzelnen Spannungen nach b und c



Der Verlauf der Steuerspannung muß so sein, daß die Röhre während der Rücklaufzeit möglichst gesperrt ist. Hierdurch entsteht an der Primärinduktivität des Bild-Ausgangstransformators eine sehr hohe Spannungsspitze. Die gespeicherte magnetische Energie wird zwar zum Teil durch die Verluste im Transformator verbraucht, häufig ist es aber erforderlich, die hohen Spannungsspitzen durch einen Widerstand parallel zur Primärspule (gegebenenfalls durch einen VDR-Widerstand) zu vernichten.

### Schaltungsbeispiele

Als Röhren für die Bild-Endstufe kommen sowohl die Pentodensysteme der Verbundröhren ECL 80 oder PCL 82 als auch der Typ PL 82 zur Anwendung. Bei den Verbundröhren wird das Triodensystem als Sperrschwinger-Röhre benutzt.

Bild 126 zeigt die Schaltung eines vollständigen Bild-Ablenkergerätes mit der Röhre ECL 80. Die Sägezahnspannung wird hinter dem Widerstand R 14 (mittelaufende Ladespannung), also am Kondensator C 8, abgenommen. Die Amplitude kann mit dem Potentiometer R 12 geregelt werden. Aus dem Rücklauf der Sperrschwinger-Sägezahnspannung wird ein positiver Impuls gewonnen, der über C 8, R 13, C 9 an der Katode liegt, so daß während des Rücklaufs das Gitter der Endstufe negativ ist und die Röhre gesperrt wird. Zur Erzeugung der parabolischen Komponente dient die Gegenkopplung über C 6, R 10 vom Ausgangstransformator zum Gitter. Macht man R 8 regelbar, dann läßt sich die Form der Steuerspannung zusätzlich günstig beeinflussen. Auf

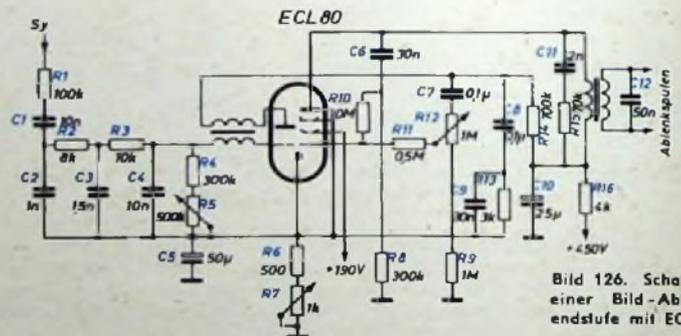


Bild 126. Schaltung einer Bild-Ablenkeinstufe mit ECL 80

diese Weise kann man die Linearität in der unteren Bildhälfte korrigieren, während die Linearisierung der oberen Bildhälfte mittels des veränderbaren Katodenwiderstandes vorgenommen wird. Hierdurch wird der Arbeitspunkt so verschoben, daß die Linearisierung durch die Kennlinienkrümmung besorgt wird. Die während des Rücklaufs auftretenden hohen Spannungsspitzen werden durch das RC-Glied parallel zur Primärseite des Transformators so begrenzt, daß sie unter dem zulässigen Wert von 1200 V bleiben. Parallel zur Sekundärwicklung liegt der Kondensator C 12, der das Eindringen von Zeilenimpulsen in den Bild-Ablenkteil verhindert.

Bild 127 zeigt die Schaltung einer Bild-Ablenkstufe mit der Röhre PCL 82 (Leuce Opta). Die Erzeugung der parabelförmigen Steuerung ist hierbei etwas komplizierter als in der Schaltung im Bild 126. Zunächst einmal ist eine frequenzabhängige Gegenkopplung von einer besonderen Wicklung des Ausgangstransformators auf das Gitter der Bild-Endröhre vorhanden. Diese Wicklung ist so gepolt, daß trotz der Gegenkopplung der Arbeitswiderstand der Endröhre und damit auch die Verstärkung heraufgesetzt werden. Infolge der so erhaltenen Amplitudenreserve kann man mit einem relativ kleinen Spitzenstrom der Endröhre arbeiten. Die Gegenkopplung macht die Schaltung unempfindlich gegenüber Toleranzen der Röhren und Einzelteile, so daß auch Röhrenwechsel unkritisch sind. Die Anodenspannung der Sperrschwinger-Röhre wird über eine Wicklung des Ausgangstransformators an den Sperrschwinger-Transformator geführt. Durch diese Maßnahme wird eine geeignete Vorverzerrung der Sägezahnspannung erreicht (Bild 128a), die über C 12, R 16 an das Gitter der Bild-

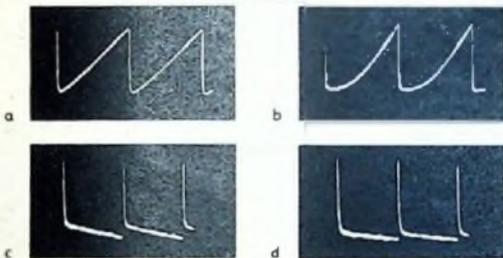
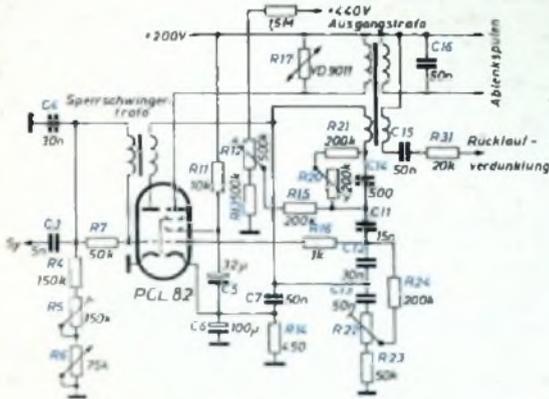


Bild 127(oben). Schaltung einer Bild-Ablenkstufe mit der Röhre PCL 82

Bild 128. Spannungen an verschiedenen Punkten der Schaltung nach Bild 127

a) Sägezahnspannung des Sperrschwingers (30 V<sub>SS</sub>). b) parabolische Steuerungspannung der Bild-Endstufe (10 V<sub>SS</sub>). c) Spannungsspitze an der Gegenkopplungswicklung (500 V<sub>SS</sub>). d) Spannung an der Anode der Bild-Endröhre (1200 V<sub>SS</sub>)

Endröhre gelangt. Außerdem liegt am Gitter die aus der Gegenkopplungswicklung kommende gegensinnige Spannung. Beide Spannungen zusammen ergeben den gewünschten parabelförmigen Verlauf (Bild 128b). Mit dem im Gegenkopplungskanal liegenden Regler R 22 wird die Bildlinearität eingestellt. Das RC-Glied R 20, R 21 und C 14 setzt die hohen Spannungsspitzen an der Gegenkopplungswicklung (Bild 128c) herab. Mit R 20 wird gleichzeitig die richtige Bild-Rücklaufzeit eingestellt. Die im Bild 128d dargestellte hohe Spannungsspitze an der Anode der Bild-Endröhre wird durch den parallel zur Anodenwicklung liegenden VDR-Widerstand R 17 auf den zulässigen Wert von 1200 V herabgesetzt. Der Rücklauf des Sperrschwinger-Sägezahns wird über C 7 an die Katode der Endröhre gegeben und sperrt so während des Rücklaufs die Röhre.

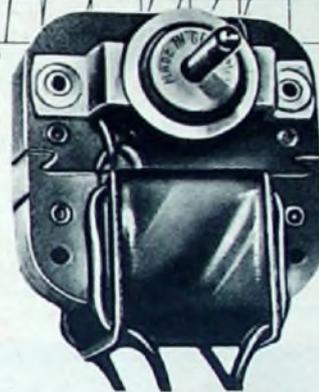
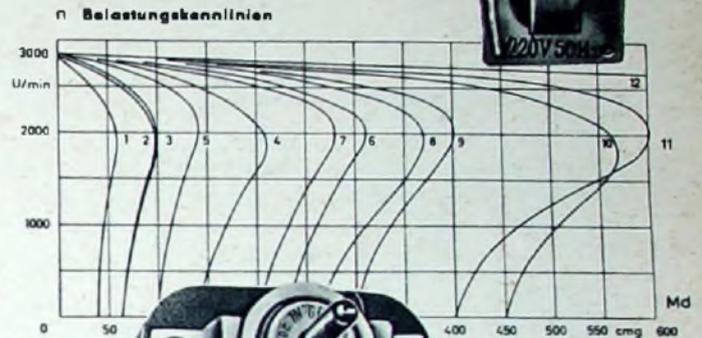
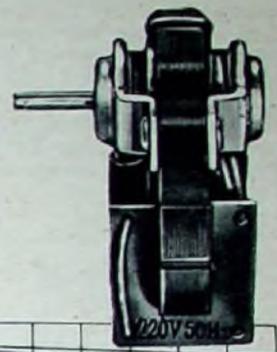
#### Die Zeilen-Endstufe

Die zur Ablenkung in Zeilenrichtung auf der Ablenkeinheit angebrachten Spulen haben eine Induktivität von einigen mH (etwa 1 ... 5 mH). Infolgedessen ist die Impedanz der Zeilen-Ablenkspulen bei der Zeilenfrequenz von 15 625 Hz relativ groß, der ohmsche Widerstand (1 ... 5 Ohm) somit klein gegenüber dem induktiven Widerstand (100 ... 500 Ohm). Man kann die Ablenkspulen daher mit guter Annäherung als eine reine Induktivität behandeln. Ist die Zeitkonstante L/R richtig bemessen, dann fließt in der Spule ein nahezu linear ansteigender Strom, wenn man an die Spule eine konstante Spannung anlegt.

#### Wirkungsweise der Zeilen-Endstufe und der Boosterdiode

Den sägezahnförmigen Stromverlauf in den Ablenkspulen kann man folgendermaßen erzeugen: Mit dem Schalter S 1 im Bild 129a wird eine konstante Spannung an die Spule gelegt und nach Erreichen des geforderten Stromwertes wieder abgeschaltet. Nach

## Lorenz-Spaltpolmotoren



sind millionenfach bewährte asynchrone Kleinmotoren.

Ihre besonderen Vorzüge sind gutes Anzugsmoment, konstante Drehzahl, geräuscharmer Lauf, keine Funkstörung, wartungsfreier Betrieb. Lieferbar in 5 Baugrößen mit 0,8 bis 18 Watt Leistungsabgabe bei Netzspannung.

Vielseitig verwendbar für Plattenspieler und Plattenwechsler, Magnettongeräte, Heimprojektoren, Regeleinrichtungen, Ventilatoren und Lüfter, Kleinpumpen, Ölfeuerungen, Spielautomaten, Reklamelaufwerke u. a. m.

Verlangen Sie unser Technisches Datenblatt 134-28-4!

# LORENZ



C. Lorenz AG Stuttgart-Zuffenhausen

Bitte beachten Sie uns in Halle 11 Stand 27 auf der Deutschen Industriemesse Hannover

dem Abschalten ist in der Spule magnetische Energie aufgespeichert, die nicht nutzlos in Wärme umgesetzt, sondern auf einen Kondensator  $C$  geführt werden soll. Das besorgt der Schalter  $S2$ , der im geeigneten Moment den Kondensator  $C$  an die Spule schaltet. Die Schalter  $S1$  und  $S2$  kann man durch Röhren ersetzen, und zwar ist  $S1$  die Zeilen-Endröhre (PL 81 oder PL 36), während  $S2$  durch eine Diode (PY 81 oder PY 82) dargestellt wird. Das Prinzipschaltbild einer Zeilen-Endstufe mit diesen Röhren zeigt Bild 129b. Die Wirkungsweise dieser Schaltung soll an Hand eines Impulsschemas erklärt werden.

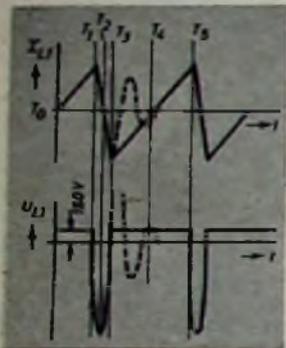
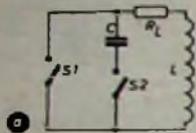


Bild 129. Prinzipschaltung einer Zeilen-Endstufe; a - Ersatzschaltbild mit Schalter, b - Schaltung mit Röhren

Bild 130. Impulsschema der Zeilen-Endstufe

Durch eine geeignet geformte Gitterwechselspannung werde im Zeitpunkt  $T_0$  (Bild 130) der Innenwiderstand von  $R_0 1$  so verringert, daß über die Diode  $R_0 2$  plötzlich eine konstante Spannung an der Spule  $L1$  liegt. Die Diode  $R_0 2$  nennt man auch „Boosterdiode“. In  $L1$  wird nun ein linear ansteigender Strom fließen. Durch diesen Strom wird in  $L2$  eine entsprechend dem

Übersetzungsverhältnis  $L2 : L1$  (etwa 2,5 : 1) überhöhte Spannung induziert, die auch am Kondensator  $C$  (etwa 20 nF) liegt. Im Zeitpunkt  $T_1$  wird  $R_0 1$  abgeschaltet, da die Gitterspannung plötzlich negativ wird (Rücklaufspanne der Steuerwechselspannung). Der Anodenstrom wird also unterbrochen. Die Wicklungen  $L1$  und  $L2$  stellen nun zusammen mit der Wicklungskapazität (und eventuell mit noch angebrachten Zusatzkapazitäten) einen Schwingkreis dar. Die gespeicherte magnetische Energie wird im Zuge der entstehenden Eigenschwingung dieses Schwingkreises in elektrostatische Energie umgewandelt werden. Infolge der kleinen Kapazität ist die Eigenfrequenz relativ hoch (45 ... 60 kHz). Die Stromänderung in der Spule geht also sehr viel rascher als beim Hinlauf vor sich, und es ergibt sich eine sehr hohe Spannungsspitze (3 ... 5 kV), wozu sich die am Kondensator  $C$  liegende Spannung von einigen hundert Volt noch hinzuaddiert. Da die Stromrichtung in der ersten Phase der Eigenschwingung umgekehrt wie beim Hinlauf ist, ergibt sich sowohl an der Katode der Boosterdiode als auch an der Anode der Schaltöhre ( $R_0 1$ ) eine positive Polarität. Die Spannung erreicht im Zeitpunkt  $T_2$  ihr Maximum, wenn die auftretende Eigenschwingung gerade durch Null geht. Durch die hohe positive Spannung an der Katode der Boosterdiode ist die Speisenspannung (die ja über die Diode zugeführt wird) gewissermaßen „abgeschaltet“. Die Eigenschwingung kann also zunächst völlig ungestört ablaufen.

Im Zeitpunkt  $T_3$  ist gerade eine Halbwelle der Eigenschwingung abgelaufen. In der nun beginnenden zweiten Halbwelle der Eigenschwingung wird aber die Katode der Boosterdiode negativ gegen ihre Anode und somit leitend. Auf diese Weise ist nun der (relativ große) Kondensator  $C$  über den kleinen Innenwiderstand der Diode an die Spule  $L2$  angeschaltet. Hierdurch wird die Eigenfrequenz der Spulenschwingung sehr viel niedriger, so daß der Übergang von magnetischer in elektrostatische Energie sehr viel langsamer vor sich geht. An  $L1$  stellt sich wieder eine konstante Spannung ein; das hat einen linear ansteigenden Strom in dieser Spule zur Folge. Gleichzeitig wechselt die magnetische Energie des Kreises vollends als elektrostatische Energie auf den Boosterkondensator. In der Zeit  $T_3$  bis  $T_4$ , die den ersten Teil des Hinlaufs der Zeilenablenkung darstellt, erfolgt somit keine Energiezufuhr von außen. Der Zeitpunkt  $T_4$  entspricht nun dem Zeitpunkt  $T_n$ , so daß der geschil-

IN ALLER WELT FÜR JEDEN FALL



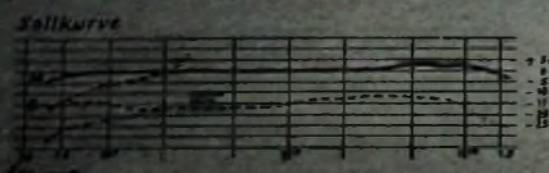
**AKG**  
MIKROFONE

# D 19 B



**Dyn. Breitband-Cardioid-Mikrofon**  
umschaltbar für Sprache- und Musikaufnahmen

**Erst mit diesem neuartigen Richtmikrofon erreichen Sie die letztmögliche Aufnahmequalität Ihres Heimtonbandgerätes**



*Sollkurve*

Frequenzbereich: 40 - 16 000 Hz  
 Frequenzgang: entsprechend der Sollkurve  $\pm 3$  db  
 Richtcharakteristik: nierenförmig  
 Auslöschung: 15 db  
 Innenwiderstand: 200 Ohm  
 Empfindlichkeit: 0,18 mV/ $\mu$ bar

**PREISWERT!**

## AKUSTISCHE- UND KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 20 · TELEFON 59 2519 · FERNSCHREIBER 0 52 36 26

derte Vorgang von neuem beginnt, wobei etwa im Nulldurchgang des Ablenkstromes ( $T_4$ ) die Energiezufuhr von außen wieder beginnt, da nunmehr wieder Strom über  $R_0 1$  fließt. Tatsächlich war  $R_0 1$  schon eine gewisse Zeit vor dem Zeitpunkt  $T_2$  geöffnet, jedoch beginnt der Röhrenstrom erst zu fließen, wenn der Energieinhalt des Kreises auf den Boosterkondensator übergegangen ist. Die jetzt im Boosterkondensator gespeicherte zusätzliche Energie deckt aber auch im weiteren Verlauf des Sägezahns den Ablenkspulenstrom. Der dabei entstehende Ladungsverlust wird in der nächsten Periode (wie zwischen  $T_3$  und  $T_4$ ) wieder ergänzt.  $R_0 1$  ersetzt im wesentlichen die auftretenden ohmschen Verluste.

Den Ausstellungsstand der **FUNK-TECHNIK**



auf der

Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958

finden Sie in **Halle 11, Stand 35**

Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Die Boosterspannung von 500 ... 700 V kann gleichzeitig zur Versorgung des Sperrschwingers im Bild-Ablenkgenerator benutzt werden. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß eine automatische Korrektur der Ablenkamplitude eintritt, wenn der Strahlstrom der Bildröhre bei verschiedenen Helligkeitswerten schwankt. Bei großer Bildhelligkeit steigt der Strahlstrom an, wodurch die Anodenspannung der Bildröhre kleiner wird. Damit ergibt sich eine erhöhte Ablenkempfindlichkeit, so daß die Ablenkamplituden ohne weitere Maßnahmen größer werden würden. Infolge der höheren Belastung sinken nun aber alle Spannungen am Zeilentransformator etwas ab, so daß sowohl die Spannung an den Zeilen-Ablenkspulen als auch (über die Boosterspannung) die Amplitude der Bild-Ablenkspannung kleiner wird. Infolgedessen bleibt die tatsächliche Bildgröße erhalten.

(Wird fortgesetzt)



ZEITSCHRIFTENDIENST

### Automatische Feinabstimmung für Fernsehempfänger

Wenn die Fernbedienung eines Fernsehempfängers möglichst vollkommen sein soll, muß das Fernsteuergerät unter anderem nicht nur einen Kanalwähler haben, sondern auch eine Korrektur der Scharfabbildung ermöglichen. Die Nach- oder Feinabstimmung des Oszillators ist an sich mittels eines Kondensators sehr kleiner Kapazität möglich, jedoch ist dieser Weg nicht gangbar, wenn mit Hilfe eines Fernsteuergerätes nachgestellt werden soll, da die Kapazität des Kabels zwischen Empfänger und Fernsteuergerät ein solches Verfahren unmöglich macht.

Die Empfänger der amerikanischen Firma Westinghouse haben neuerdings einen Tuner, bei dem die Feinabstimmung durch Verändern eines ohmschen Widerstandes erfolgt. Dieser Widerstand kann auch räumlich vom Empfänger entfernt angebracht sein, so daß man die Möglichkeit hat, in das Fernsteuergerät ein normales Potentiometer für die Oszillatorabstimmung einzubauen.

Westinghouse ist nun noch einen Schritt weitergegangen, durch den sich jegliche Nach- oder Feinabstimmung von Hand überhaupt erübrigt. Die Frequenzänderung des Empfängeroszillators durch einen veränderbaren Widerstand läßt sich nämlich verhältnismäßig leicht zu einer automatischen Scharfeinstellung erweitern, weil man ohne großen Aufwand eine Regelspannung ableiten kann, die den ohmschen Widerstand beispielsweise einer Kristalldiode in dem gewünschten Sinne verändert. Diese Regelspannung muß von dem Frequenzunterschied zwischen tatsächlicher und vorgeschriebener Video-ZF abhängen und so gerichtet sein, daß sie die Frequenzdifferenz durch Verändern der Oszillatorfrequenz gegen Null bringt.

Das Grundprinzip der Oszillatorabstimmung mittels eines veränderbaren ohmschen Widerstandes zeigt stark schematisiert Bild 1. Parallel zur Oszillatorspule liegt der Festkondensator  $C 1$  in Reihe mit dem veränderbaren Widerstand  $R 1$ . Die Frequenz dieses Schwingkreises läßt sich in gewissen Grenzen durch Verändern von  $R 1$  regeln.

In der Praxis ersetzt man den veränderbaren Widerstand  $R 1$  durch eine Kristalldiode (Bild 2). In dieser Schaltung ist das regelnde Element  $R 2$  hochfrequenzmäßig vom Schwingkreis getrennt und kann mit diesem über eine

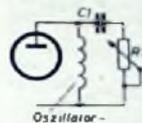


Bild 1. Prinzip der Oszillatorabstimmung

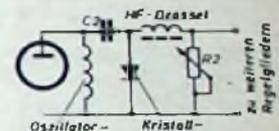


Bild 2. Kristalldiode als regelbarer Widerstand

**BRAUN**

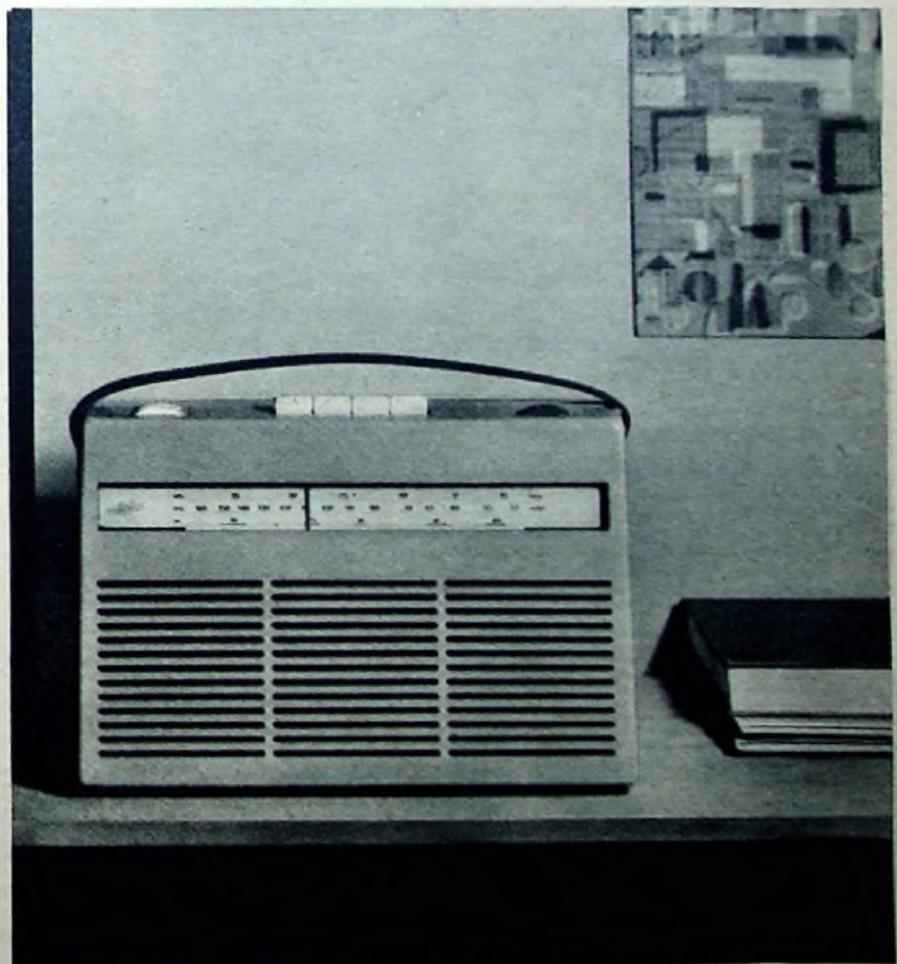
transistor 2

Neues Volltransistor-Gerät mit vielen Vorteilen:

ca. 800 Betriebsstunden (6 Volt Batterie)  
 Betriebsstundenkosten unter 1 Pfennig  
 Hohe Sprechleistung: 400 mW  
 2 Wellenbereiche: Mittel und Lang  
 Anschluß für Auto-Antenne  
 Phono-Anschluß  
 Genormte Steckdose für Tonbandgeräte  
 Mit dem „Grand Prix“ der Triennale ausgezeichnet

DM 225.- o. B.

FUNK-TECHNIK Nr. 8/1958



längere Leitung verbunden werden. Die Schaltung arbeitet etwa folgendermaßen: Nimmt man zunächst  $R_2$  als sehr groß oder unendlich an, so wirkt die Kristalldiode als Gleichrichter, sobald der Kreis zu schwingen beginnt. Infolgedessen lädt sich der Schwingkreis Kondensator  $C_2$  schnell auf, so daß die Anode der Kristalldiode negativ wird und die Diode sperrt. Die Diode hat also maximalen Widerstand und der Schwingkreis seine niedrigste Resonanzfrequenz.

Hat jedoch  $R_2$  einen endlichen Wert, so kann sich  $C_2$  während der Halbwellen der Schwingspannung, durch die er nicht aufgeladen wird, über  $R_2$  in einem Maße entladen, das durch den Wert von  $R_2$  bestimmt wird. Die von  $C_2$  auf die Kristalldiode wirkende Gegenspannung wird daher in Abhängigkeit von  $R_2$  kleiner, und damit erreicht auch der Widerstand der Diode nicht mehr den maximalen Sperrwiderstand. Mit  $R_2$  läßt sich also der wirksame Widerstand der Kristalldiode und damit die Resonanzfrequenz des Oszillatorschwingkreises regeln.

Die gleiche Regelmöglichkeit wie mit  $R_2$  ergibt sich auch, wenn man parallel zu  $R_2$  eine einstellbare Gleichspannung legt und mit Hilfe dieser Gleichspannung die Leitfähigkeit der Kristalldiode ändert. Selbstverständlich kann man auch beide Abstimmöglichkeiten gleichzeitig vorsehen oder zwei ver-

Wie diese Regelspannung entsteht und wirkt, geht aus Bild 4 hervor. Bei richtiger Abstimmung liegt (für US-Fernsehnorm) die Video-ZF (42,75 MHz) auf der Mitte der linken Flanke der ZF-Durchlaßkurve, die Ton-ZF (41,25 MHz) nahe dem unteren Ende der rechten Flanke (Bild 4a). Liegt aber die Frequenz des Oszillators beispielsweise um 1,5 MHz zu hoch, dann läuft die Ton-ZF auf der rechten Flanke hoch (42,75 MHz), während sich die Video-ZF auf der linken Flanke abwärts bewegt und verschwindet. Das hat zur Folge, daß auch die 4,5-MHz-Intercarrierfrequenz verschwindet, dafür aber im Videogleichrichter die große Amplitude der Ton-ZF gleichgerichtet wird. Es entsteht so eine hohe negative Gleichspannung, die galvanisch mit dem Steuergitter des Abstimmverstärkers verbunden ist und diesen sperrt. Mit der Anode des Abstimmverstärkers ist die Anode einer Abstimm-diode verbunden, die leitend ist, solange der Abstimmverstärker gesperrt ist und die Spannung an seiner Anode hoch bleibt. Die an der Kathode der Abstimm-diode auftretende Spannung liegt parallel zur Kristalldiode, erniedrigt deren Widerstand und regelt damit die Frequenz des Oszillators herab.

Wenn sich mit abnehmender Oszillatorfrequenz Ton- und Video-ZF ihren Sollwerten nähern, nimmt die Amplitude der Ton-ZF und somit die vom Videogleichrichter abgegebene Gleichspannung immer mehr ab, bis der Abstimmverstärker schließlich entsperrt wird. Inzwischen ist aber die 4,5-MHz-Intercarrierfrequenz wieder aufgetreten, die vom Videoverstärker abgenommen und in dem nun wieder arbeitenden Abstimmverstärker verstärkt wird.

Vom Ausgang des Abstimmverstärkers wird ein Teil der Intercarrierfrequenz zur Abstimm-diode geführt, während der Hauptanteil zum Tondetektor und -verstärker geht. Die Intercarrierfrequenz wird in der Abstimm-diode gleichgerichtet und ergibt die Regelspannung für die endgültige Feinabstimmung.

Wie die an der Kristalldiode in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz oder der Ton-ZF auftretende Regelspannung aussieht, geht aus den Bildern 4b-d hervor: Bild 4b zeigt die von der Intercarrierfrequenz bei arbeitendem Abstimmverstärker und Bild 4c die von der gleichgerichteten Ton-ZF abgeleitete Regelspannung. Bild 4d schließlich ist die tatsächlich wirksam werdende Summe beider Spannungen (Kurve 1). Außerdem ist im Bild 4d der von der Abstimm-diode in den Abstimmkreis geschickte Korrekturstrom (Kurve 2) eingetragen. Die Schaltung ist so justiert, daß dieser Korrekturstrom bei dem Wert  $I_0$  den Abstimmkreis gerade auf seiner Sollfrequenz hält, wenn der Oszillator mit der vorgegebenen Frequenz  $f_0$  schwingt. (New Westinghouse TV circuits, Radio & TV News Bd. 59 (1958) Nr. 1, S. 54)

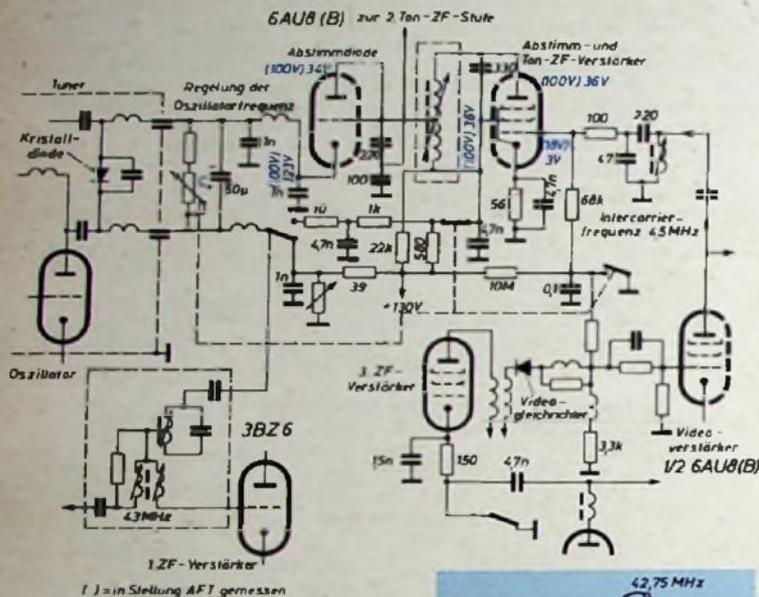
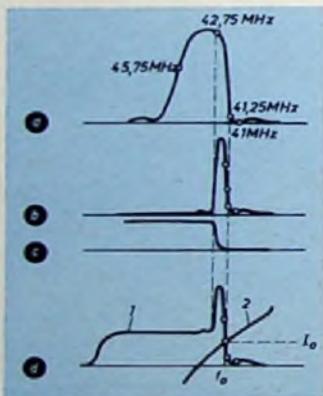


Bild 3. Teilschaltbild eines Fernsehempfängers mit automatischer Frequenzregelung (AFT) des Oszillators

Bild 4. Zur Arbeitsweise der Schaltung nach Bild 3: a) ZF-Durchlaßkurve, b) Regelspannung von Inter-carrierfrequenz, c) Regelspannung vom Videogleichrichter, d) Gesamtregelspannung (1) und Korrekturstrom der Abstimm-diode (2)



änderbare Widerstände  $R_2$  parallelschalten und den einen Widerstand unmittelbar im Empfänger, den anderen aber im Fernsteuergerät unterbringen.

Von besonderer Bedeutung ist die Möglichkeit, die Oszillatorfrequenz auf sehr einfache Weise mittels einer Gleichspannung nachzustimmen, weil sich dadurch eine automatische Feinabstimmung des Fernsehempfängers durchführen läßt. Die regelnde Gleichspannung liefert teils der Videodetektor, teils die Intercarrierfrequenz. Bild 3 zeigt einen Ausschnitt aus der Schaltung des Westinghouse-Fernsehempfängers mit automatischer Feinabstimmung und läßt erkennen, wie die Oszillatorfrequenz geregelt wird. Ganz links sieht man den Tuner mit der Oszillatortröhre und dem abstimmbaren Schwingkreis in der Anodenleitung. Entsprechend dem Prinzip nach Bild 2, liegt mit dem Schwingkreis Kondensator eine Kristalldiode in Reihe, die durch die am Kondensator  $C$  auftretende Regelspannung beeinflußt wird.

### Der Schutz von Meßinstrumenten durch Siliziumdioden

Es ist empfehlenswert, empfindliche Strommeßgeräte, vor allem Drehspulinstrumente, gegen Überlastungen zu schützen, wenn die Gefahr besteht, daß im Stromkreis durch Kurzschluß oder aus einem anderen Grund kurzzeitig oder länger Stromstärken auftreten können, die erheblich über den Meßbereich des Instrumentes hinausgehen. Zu diesem Zweck kann man in den Stromkreis eine Sicherung legen, die durchbrennt und den Stromkreis unterbricht, sobald die Stromstärke beispielsweise den zwei-, drei- oder vierfachen Betrag des Vollausschlages des Instrumentes überschreitet. In gewissen Fällen und bei Inkaufnahme einiger einschränkender Bedingungen läßt sich der Schutz des Instrumentes auch ohne Unterbrechung des Stromkreises mit Flachdioden geeigneter Dimensionierung, besonders mit Siliziumdioden, erreichen. Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieser Methode ist jedoch, daß sich in den Stromkreis zusätzlich ein ohmscher Widerstand in Reihe mit dem zu schützenden Meßinstrument einschalten läßt und eine genüge Abweichung der Anzeige des Instrumentes von der linearen Skala an ihrem oberen Ende tragbar ist. Diese Abweichung muß durch eine Nachrechnung ausgeglichen werden.

Die Schutzwirkung der Siliziumdiode beruht auf dem Verlauf ihrer Strom-Spannungskennlinie in Durchlaßrichtung. Bild 1 zeigt eine solche Kennlinie in drei verschiedenen Darstellungsweisen, um alle Eigenarten dieser Kennlinie deutlich zu machen. Man sieht, daß ein Durchlaßstrom von  $1 \mu A$  einen Spannungsabfall von etwa  $0,25 V$  an der Diode hervorruft, ein  $10^4$ mal so hoher Strom, also  $1 A$  erhöht diesen Spannungsabfall aber nur auf rund  $1 V$ . Umgekehrt kann man also sagen, daß bei einer an der Diode liegenden Spannung von  $0,25 V$  ein vernachlässigbarer Strom von  $1 \mu A$ , bei einer Spannung von  $1 V$  aber bereits ein Strom von  $1 A$  durch die Diode fließt. Der Durchlaßwiderstand der Diode nimmt also mit steigender Spannung sehr schnell ab.

Dieser schnelle Abfall des Widerstandes läßt sich nun zum Schutz eines Strommeßgerätes ausnutzen (Bild 2). In Reihe mit dem zu schützenden Meßgerät legt man einen Widerstand  $R$ , während die Diode parallel zum Widerstand und zum Meßgerät geschaltet wird. Den Widerstand  $R$  wählt man so groß, daß an der Diode ein Spannungsabfall entsteht, der bei Stromstärken  $I_m$ , die innerhalb des Meßbereiches liegen, so klein ist, daß durch die Diode kein nennenswerter Strom  $I_d$  fließt. Erst wenn die Stromstärke  $I_T$  etwa das Vierfache des Maximalausschlages des Meßgerätes erreicht hat, soll der Spannungsabfall so groß sein, daß der Hauptanteil des Stromes durch die Diode geht.

Hat die Diode etwa die Kennlinie nach Bild 1 und handelt es sich um ein Meßinstrument mit  $1 mA$  Vollausschlag, dann macht man  $R$  so groß, daß der Spannungsabfall an der Diode nicht größer als  $0,25 V$  wird, solange  $I_m$

# WENN ELA: DANN ... nimm doch PHILIPS

Für die Planung von Lautsprecheranlagen jeder Größe und Ausführung stehen in unseren Niederlassungen erfahrene Ingenieure unverbindlich zur Verfügung.



nicht 1 mA überschreitet. Durch die Diode fließt dann nur ein Strom von 1  $\mu$ A, der vernachlässigbar ist. Bei dem vierfachen Strom, also bei 4 mA, hat sich dann der Spannungsabfall an der Diode schon so weit erhöht, daß ihr Durchlaßwiderstand sehr klein ist. Auch bei Steigerung von  $I_T$  bis auf 1 A fließt der überwiegende Teil des Stromes durch die Diode, wobei der Spannungsabfall aber kaum über 1 V hinausgeht. R läßt sich also (am besten durch Versuche und an Hand der Diodenkennlinie) so bestimmen, daß die Diode die Anzeige des Meßinstrumentes innerhalb des Meßbereiches praktisch nicht beeinflußt, aber nahezu einen Kurzschluß bildet, sobald der Strom im Meßkreis größer als das Vierfache des Maximalausschlages des Instrumentes wird.

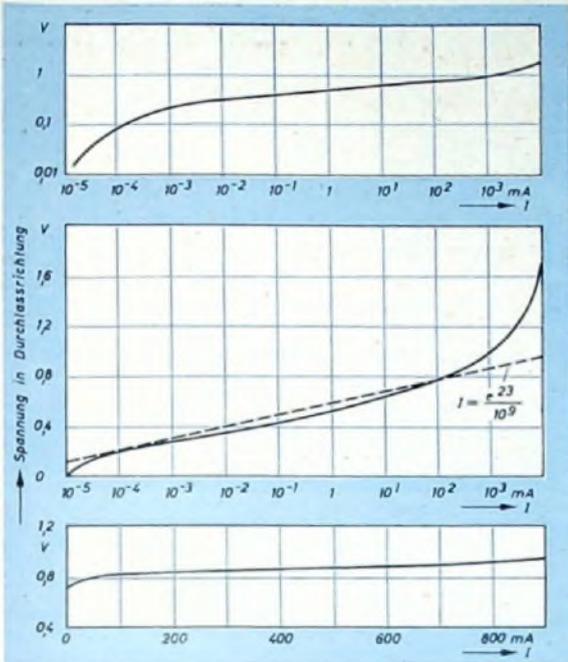


Bild 1. Die Kennlinie einer Si-Flächendiode in Durchlaßrichtung in doppelt-logarithmischer (oben), einfach-logarithmischer (Mitte) und linearer Darstellung (unten)



Bild 2. Überlastungsschutz für ein empfindliches Gleichstrominstrument

Bei geschickter Dimensionierung kann man sogar erreichen, daß bei einer den Meßbereich des Instrumentes um das 10fache überschreitenden Stromstärke nur ein Strom durch das Meßinstrument fließt, der gleich dem Dreifachen des Maximalausschlages ist, ohne daß die Anzeige innerhalb des Meßbereiches so stark beeinflußt wird, daß eine Nachzeichnung notwendig wäre. Im Bild 3 ist die Kennlinie eines derart geschützten Instrumentes mit 100  $\mu$ A Vollausschlag dargestellt. Da innerhalb des Meßbereiches also bis 100  $\mu$ A,  $I_M$  und  $I$ , praktisch gleich sind, bleibt die Skala des Instrumentes ohne Nachzeichnung gültig. Oberhalb 100  $\mu$ A biegt die Kennlinie scharf um, so daß der Strom  $I_M$  durch das Instrument sogar für  $I_T = 1$  A nicht größer als etwa 300  $\mu$ A ist.

Macht man den Reihenwiderstand R noch größer, so wird die Schutzwirkung der Diode erhöht. Gleichzeitig treten aber Abweichungen des Zeigerausschlages des Meßinstrumentes von den Skalenwerten auf, und der Meßbereich wird nach oben erweitert. Während etwa die untere Hälfte der linearen Skala gültig bleibt, muß die obere Hälfte, auf der sich die Stromwerte jetzt logarithmisch zusammendrängen, neu geeicht werden. Bild 4 zeigt die Kenn-

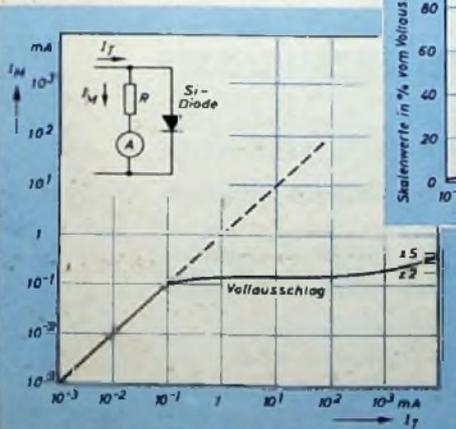


Bild 3. Kennlinie eines 100- $\mu$ A-Instrumentes, das durch eine Si-Diode geschützt ist

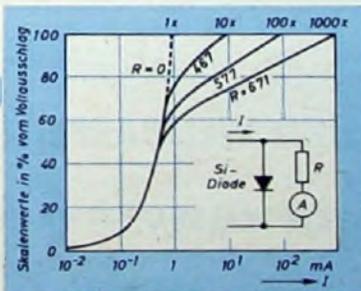


Bild 4. Größere Werte des Vorwiderstandes R erweitern den Meßbereich und drängen die Skalenwerte zusammen



*Herzlich  
Willkommen*

in Hannover, in der neuen Halle 11, Stand 44. Wie jedes Jahr erwarten wir Sie dort auf dem DUAL-Stand, um wieder einmal in persönlichem Gespräch die gesammelten Erfahrungen auszutauschen und die Wünsche Ihrer Kunden kennenzulernen. Jede Anregung hilft uns und Ihnen weiter.

Was wir Ihnen Neues zeigen werden? Den lang erwarteten DUAL party 1004 V, einen Verstärkerkoffer mit 10-Plattenwechsler und allem Komfort, der die DUAL-Geräte auszeichnet.



Und das bewährte DUAL-Programm: Die Plattenwechsler 1004 und 1005, den Plattenspieler 295, party und siesta und — natürlich den bekannten DUAL-Elektroschleifer. Also — dürfen wir mit Ihnen rechnen?



**Gebrüder Steidinger, St. Georgen/Schwarzw.**  
vom 27. April bis 6. Mai 1958 Deutsche Industriemesse Hannover, Halle 11, Stand 44, am Mittelgang.

Innen des Meßinstrumentes für drei verschiedene Werte von  $R$  in einfach-logarithmischer Darstellung. Die lineare Anzeige des Instrumentes ohne parallelgeschaltete Diode ergibt eine logarithmische Kurve. Die drei Werte für  $R$  sind so gewählt, daß eine Erweiterung des Meßbereiches auf den zehnfach- oder tausendfachen Höchstwert der Instrumentenskala eintritt. Da der Durchlaßwiderstand der Siliziumdiode mit steigender Temperatur abnimmt, können unerwünschte Beeinflussungen der Instrumentenkennlinie

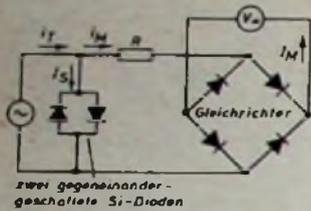


Bild 5. Wechselstrominstrumente können durch zwei Silizium-Flächendioden geschützt werden, die mit entgegengesetzter Polung parallelgeschaltet sind

durch Temperaturschwankungen aufteilen. Diese Temperatureinflüsse lassen sich aber weitgehend dadurch kompensieren, daß man den Widerstand  $R$  ganz oder teilweise durch einen Thermistor mit negativem Temperaturkoeffizienten ersetzt.

Auch Wechselstrom-Meßinstrumente kann man durch Siliziumdioden gegen Überlastung schützen. Wie Bild 5 zeigt, muß man jedoch zwei Dioden mit entgegengesetzter Polung parallelgeschalten, damit die Schutzwirkung in beiden Stromrichtungen eintreten kann.

(S mit h, K. D.: Silicon diodes protect meters. Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 10, S. 224)

### Ein einfacher, aber hochwertiger Mischverstärker

Will man mehrere NF-Spannungen, etwa die Ausgangsspannungen zweier Mikrofone, mit wählbarem Amplitudenverhältnis in einem Verstärker mischen, ohne dafür Transformatoren zu verwenden, so kann man sich zum Beispiel einer der beiden in den Bildern 1a und 1b dargestellten Mischschaltungen bedienen. Die Mischung nach Bild 1a erfordert den geringsten Aufwand, da sie nur ein Röhrensystem benötigt, hat aber den Nachteil der großen Dämpfung. Die beiden Signalspannungen werden über je ein Potentiometer zugeführt, wobei aber zwischen den Potentiometerabgriffen und dem Steuergitter relativ hochohmige Reihenwiderstände zur gegenseitigen Entkopplung der Eingänge liegen müssen, die verhindern, daß Eingang I kurzgeschlossen wird, wenn das Potentiometer im Eingang II auf Null gestellt, sein Abgriff also geerdet wird.

Wegen des erheblichen Signalverlustes durch die Reihenwiderstände vor dem Steuergitter verdient die Prinzipschaltung nach Bild 1b den Vorzug. Hier benötigt man zwar zwei Röhrensysteme, jedoch wird dieser etwas größere Aufwand durch die erreichten Vorteile bei weitem aufgewogen. Die Kathoden und die Anoden beider Triodensysteme sind miteinander verbunden, während den Steuergittern je eine Signalspannung über ein Potentiometer zugeführt wird.

Durch die Parallelschaltung zweier Triodensysteme nach Bild 1b erhält man im Prinzip eine einzige Triode mit zwei parallelen Steuergittern, wie es im Bild 1c angedeutet ist. Der Innenwiderstand  $R$  dieses parallelgeschalteten Systems ist nur halb so groß wie der eines Einzelsystems. Dagegen hat sich die auf ein einzelnes Steuergitter bezogene Steilheit  $S$  des Systems durch die

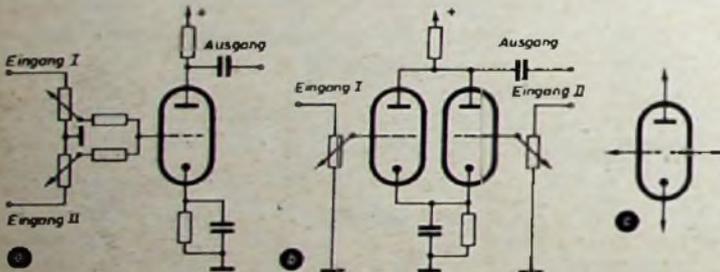


Bild 1. Mischung zweier NF-Spannungen mit einer Triode (a) und mit zwei Trioden (b), sowie Ersatzbild für zwei parallelgeschaltete Trioden (c)

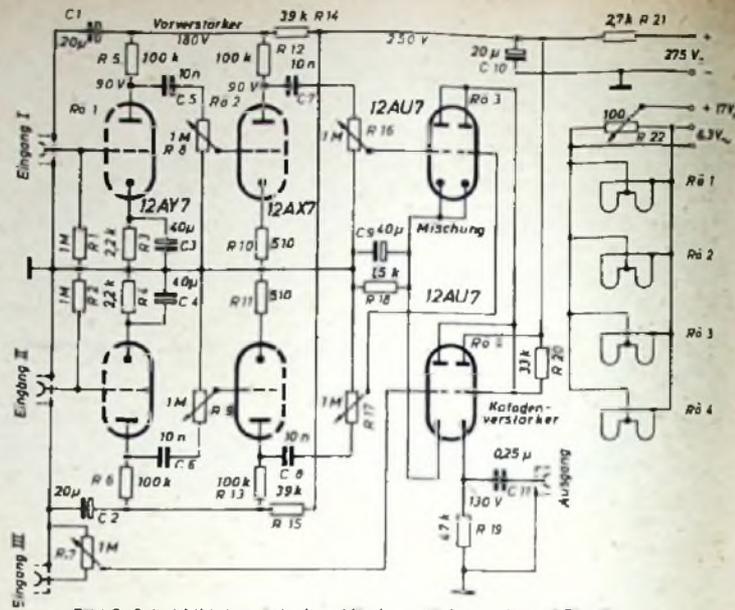


Bild 2. Schaltbild des einfachen Mischverstärkers mit drei Eingängen

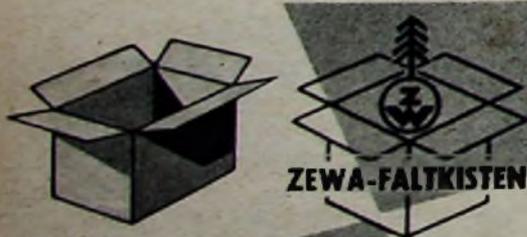
Parallelschaltung nicht verändert, weil eine Änderung des Steuergitterpotentials in einem System keine Änderung des Anodenstromes im anderen System zur Folge hat. Die Halbierung des Innenwiderstandes als Folge der Parallelschaltung zieht aber ein Absinken des Verstärkungsfaktors  $\mu$  nach sich. Der praktisch ausgeführte Mischverstärker nach Bild 2 ist zur Mischung von drei Signalspannungen geeignet. Zu diesem Zweck sind die beiden Systeme der Doppeltriode  $R\bar{6}3$  (12AU7) und ein System einer weiteren Doppeltriode  $R\bar{6}4$  gleichen Typs parallelgeschaltet. Daraus resultiert ein Innenwiderstand  $R$  von 2,5 kOhm, während die Steilheit, bezogen auf ein einzelnes Steuergitter, unverändert 2,4 mA/V ist. Somit ist  $\mu$  etwa 6.

Die Schaltung nach Bild 2 ist so ausgelegt, daß die Ausgangsspannungen zweier hochwertiger Mikrofone sowie eine größere Signalspannung (von einem Tonabnehmer, Magnettongerät oder Vorverstärker) beliebig miteinander gemischt werden können. Um ausreichenden Rauschabstand zu erhalten, werden die Mikrofonspannungen vor dem Mischen verstärkt. Dazu dient der zweistufige Verstärker mit den Doppeltrioden  $R\bar{6}1$  und  $R\bar{6}2$ , von denen je ein System für jeden Mikrofonkanal benutzt wird. In der ersten Stufe  $R\bar{6}1$  sind die Kathodenwiderstände  $R3$  und  $R4$  mit großen Elkos überbrückt. Die Ankopplung der zweiten Stufe  $R\bar{6}2$  erfolgt über die Regelpotentiometer  $R1$  und  $R9$  zur Vorregelung der Pegel in jedem Kanal. Die Kathodenwiderstände  $R10$  und  $R11$  der zweiten Stufe sind mit 510 Ohm verhältnismäßig klein, um größere Steilheit zu erreichen. Außerdem sind sie nicht überbrückt, so daß eine gewisse Gegenkopplung eintritt. Der Ausgang der zweiten Stufe ist über die eigentlichen Amplitudenregler  $R16$  und  $R17$  mit den Steuergittern der Doppelröhre  $R\bar{6}3$  (12AU7) verbunden, deren Anoden und Kathoden miteinander verbunden sind.

Der dritte Eingang gelangt über den Amplitudenregler  $R7$  unmittelbar zum Steuergitter des einen Systems von  $R\bar{6}4$ , dessen Kathode und Anode mit denen von  $R\bar{6}3$  direkt verbunden sind. Das andere System von  $R\bar{6}4$  arbeitet als Kathodenverstärker, dessen Steuergitter direkt mit den drei parallelgeschalteten Anoden verbunden ist und somit die in den drei Systemen gemischte Signalspannung erhält. Die gemischte Ausgangsspannung wird dem Kathodenverstärker über  $C11$  entnommen. Die Kapazität von 0,25  $\mu F$  genügt, wenn der nachgeschaltete Leistungsverstärker den Ausgang des Mischverstärkers nicht mehr als mit 50 kOhm belastet.

Zur Stromversorgung werden als Anodenspannung 275 V (10 mA) und als Heizspannung 6,3 V (1,2 A) benötigt. Die Heizlademitteln liegen über Potentiometer  $R22$  auf +17 V Gleichstrompotential, das man leicht durch einen zusätzlichen Spannungsteiler im Netzanschlußgerät gewinnen kann.

(Voss, R. M.: Simple 3-channel mixer. Radio & TV News Bd. 52 (1958) Nr. 2, S. 51)



ZEWA-FALTKISTEN

## WELLPAPPE UND WELLPAPPENERZEUGNISSE

DER ZELLSTOFFFABRIK WALDHOF ZEWA-FALTKISTENWERK  
MANNHEIM-RHEINAU

# EMIL STAHL K.-G.

FÜRTH (Bay.)  
Nürnberger Str. 159  
Fernsprecher 70098  
73585 und 71394

MÜNCHEN  
Elisabethstr. 73  
Fernruf 372582

Fernschreiber Nr. 062550 · Tel.-Adr.: Wellpappenstahl

**Erfolgreich Radiobasteln**  
mit RIM-Basteljahrbuch  
Ausgabe 1958 - 192 Seiten  
DM 2.- bei Vorauszahlung  
Postsch.-Kto. München 13753  
**RADIO-RIM**  
München 15  
Bayerstr. 25

**MULTIPLIER 931 A**  
fabrikneu, Stückpreis:  
**DM 39,90**  
Fordern Sie unsere Elektrikliste  
**Alfred Neye, Enatechnik**  
Frankfurt/Main  
Zimmerweg 10 - Telefon 72 29 15

**Tonbandamateure!**  
Verlangen Sie neueste Preisliste über  
Standard- und Langspielband sowie über  
das neue SUPER-Langspielband mit  
100% längerer Spieldauer.  
**Tonband-Versand Dr. G. Schröter,**  
Karlsruhe-Durlach, Schinnerrainstraße 16

**Kaufgesuche**

Hans Hermann Fromm bietet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3

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

Rundfunk u. Spezialröhren  
aller Art in großen und  
kleinen Posten werden  
laufend angekauft. **BÜRKLIN**  
Dr. Hans Bürklin - Spezialgroßhandel  
MÜNCHEN 15, SCHILLERSTR. 27, 55 03 40

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen  
gesucht Intraco GmbH, München 2,  
Dachauer Str. 112

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

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

**Verkäufe**

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

Selen-Gleichrichter, Trafos liefert Kunz  
KG, Bin.-Charlottenburg 4, Giesebrecht-  
straße 10, Tel. 32 21 69

Preiswert abzugeben: Funk-Technik 1949  
bis 1957, radio mentor 1949-1957, Funk-  
schau 1952-1957. Anfragen erbeten unter  
F. L. 8255

Interessant ist der neue Katalog von  
Schinner-Vertrieb, Sulzbach-Rosenberg/  
Opf. - Zusendung kostenlos



**INTERMETALL**

GESELLSCHAFT FÜR METALLURGIE UND ELEKTRONIK M.B.H. DÜSSELDORF  
Königsallee 14/16 - Vertrieb: Fingertstraße 1,3  
Farnoch, 0551633 - Telefon-Sammel-Nr. 107 13

Wir stellen aus: Deutsche Industrie-Messe Hannover, Halle 11, Stand 1313

**BERU**  
*Funkentstörmittel*  
ENTSTOR-ZÜNDKERZEN  
ENTSTOR-KONDENSATOREN  
ENTSTOR-STECKER usw.  
*für alle Kraftfahrzeuge*  
**BERU VERKAUFS-GESELLSCHAFT MBH., LUDWIGSBURG**  
Verlangen Sie die Sonderschrift ENTSTÖRMITTEL Nr. 412a/4

**Moderner Kreuzspulwickelautomat**  
Fabrikat Blume & Redecker, Type KW 3, zum rationalen Wickeln  
von HF-Scheibenspulen (Zeilenröhren) und ZF-Bandfiltern. Alu-Guß-  
grundplatte, Größe 500 x 800 mm, komplett mit Drehstrommotor,  
Drahtabläufen, Spindel usw. Baujahr 1951 (wenig gebraucht, bester  
Zustand), Neupreis DM 3500,-, Verkaufspreis nach Vereinbarung  
Angebote unter 8135 Annancen-Seeliger, Krefeld, Ostwall 60.

**Generalvertretung in Schweden**  
für Fernsehempfänger gesucht.  
Antwort unter „TV-Empfänger  
für ganz Schweden“  
Gumaelius Annancenbüro,  
Stockholm, Schweden

**Magnetophon AEG KL 15**  
Koffer ohne Deckelverstärker,  
gut erhalten, für 180,- DM abgegeben.  
Zuschriften erbeten unter F. K. 8254

**Technikermangel?**



**Eine Chance für strebsame Facharbeiter**

Die zunehmende Automatisierung der Industrie verlangt einen immer größeren Stab von Spezialisten für gehobene Stellungen. Die Betriebe bevorzugen für diese verantwortlichen Posten strebsame Facharbeiter mit gründlicher Werkstattprozess und soliden theoretischen Kenntnissen.

**Das ist die große Chance für Sie!**

Das höhere technische Wissen erwerben Sie innerhalb von zwei Jahren ohne Berufsunterbrechung durch einen Christiani-Fernlehrgang. Dann können Sie Techniker, Meister oder Betriebsleiter werden. Verlangen Sie das aufbildende Buch **DEB WEG AUFWÄRTS** mit den Lehrplänen Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik und Mathematik. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute nach eine Postkarte (10 Pfennig Porto ist das wert) an das Technische Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1057

**Lichtblitz-Stroboscope**  
**ELEM**  
transportabel  
mit sep. Blitzlampe: Frequenzbereich:  
8 bis 240 Hz. Genauigkeit: ± 1%  
Fabrikneu, mit Garantie zum Nettogreis  
DM 514,-  
Für Hochschulen und unabhängige  
Forschungsinstitute DM 470,-  
**L. Meyer** Technische  
Industrieerzeugnisse  
Frankfurt/M., Mainzer Landstr. 178

**VANADIUM-EXTRA**  
**BELZER**  
5  
Hochwertige Werkzeuge  
für alle Berufe  
**BELZER-WERK-WUPPERTAL**  
Verkauf durch den Fachhandel

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



# Die neuesten Bände

der weitverbreiteten HANDBUCH-Reihe im Urteil der Fachpresse

## HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

### IV. BAND

Herausgeber: Obering. Kurt Kretzer

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit der Redaktionen FUNK-TECHNIK und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

826 Seiten · 769 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 17,50 DM

„... Im Rahmen der Handbuchreihe für den Hochfrequenz- und Elektro-Techniker wird auch der Band IV sich als ein verlässliches Orientierungsmittel über den gegenwärtigen Stand der einschlägigen Technik erweisen...“  
*Elektronorm*

„... Die Auswahl der Mitarbeiter des Bandes gibt die Gewähr, daß diejenigen, die berufsmäßig mit der Elektrotechnik verbunden sind, ein stets zuverlässiges Orientierungsmittel in die Hand bekommen...“  
*Frequenz*

„... Wer sich mit den genannten Gebieten zu beschäftigen hat, wird in den einschlägigen Kapiteln eine Fülle wertvollen Materials finden, das dem heutigen Stand der Technik voll entspricht...“  
*Der Elektromeister*

„... Gemeinsame Kennzeichen der durchweg vorzüglichen Beiträge sind gute Abbildungen, klar gezeichnete Schaltbilder und Diagramme, viele Tabellen und vor allem überaus reichhaltige Literatur-Angaben...“  
*Neue Technische Bücher*

### V. BAND

## FACHWÖRTERBUCH mit Definitionen und Abbildungen

Herausgeber: Werner W. Diefenbach und Obering. Kurt Kretzer

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit

der Redaktionen FUNK-TECHNIK und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Annähernd 7000 Fachwörter mit Definitionen von A bis Z

alles in einem Band für nur 26,80 DM, daher so handlich · praktisch · preiswert

810 Seiten · 514 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 26,80 DM

„... Bei aller Fülle des Stoffes und den oftmals in wenigen Worten nur schwer zu gebenden Begriffserklärungen wurde hier ein Handbuch geschaffen, das jeden Interessenten in die Terminologie dieses Wissensgebietes einführen und als Nachschlagewerk bei dem Studium von Fachbüchern und -zeitschriften gute Dienste leisten wird...“  
*Technische Überwachung*

„... Was es uns besonders lieb macht, ist seine wirkliche Handlichkeit (Taschenformat), seine schlechthin lückenlose Fülle und — nicht zuletzt — sein Preis. Der Verlag hat durch die Gewinnung von über zwanzig der Fachwelt bekannten Autoren die beste Gewähr dafür gegeben, daß hier — wie man so sagt — „ganze Arbeit“ geleistet worden ist...“  
*Laboratoriumspraxis*

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

Ausführlicher HANDBUCH-Prospekt auf Anforderung

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