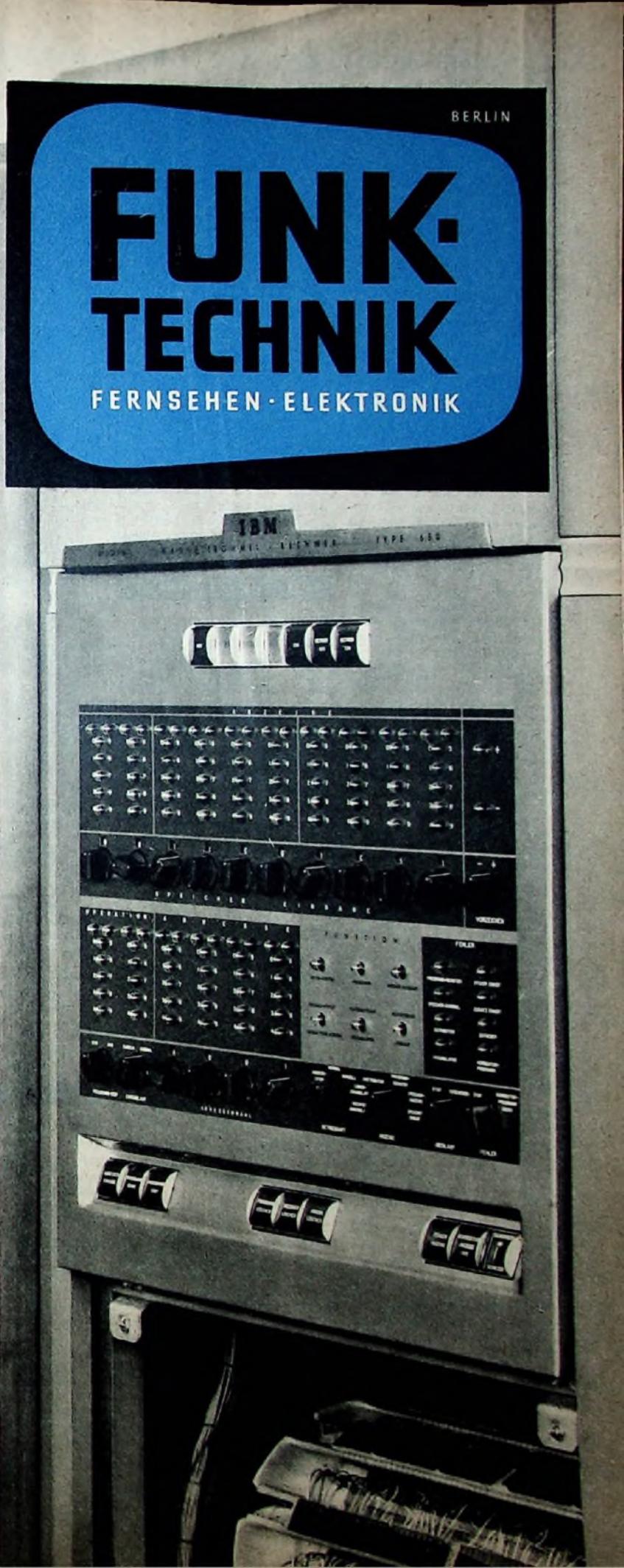
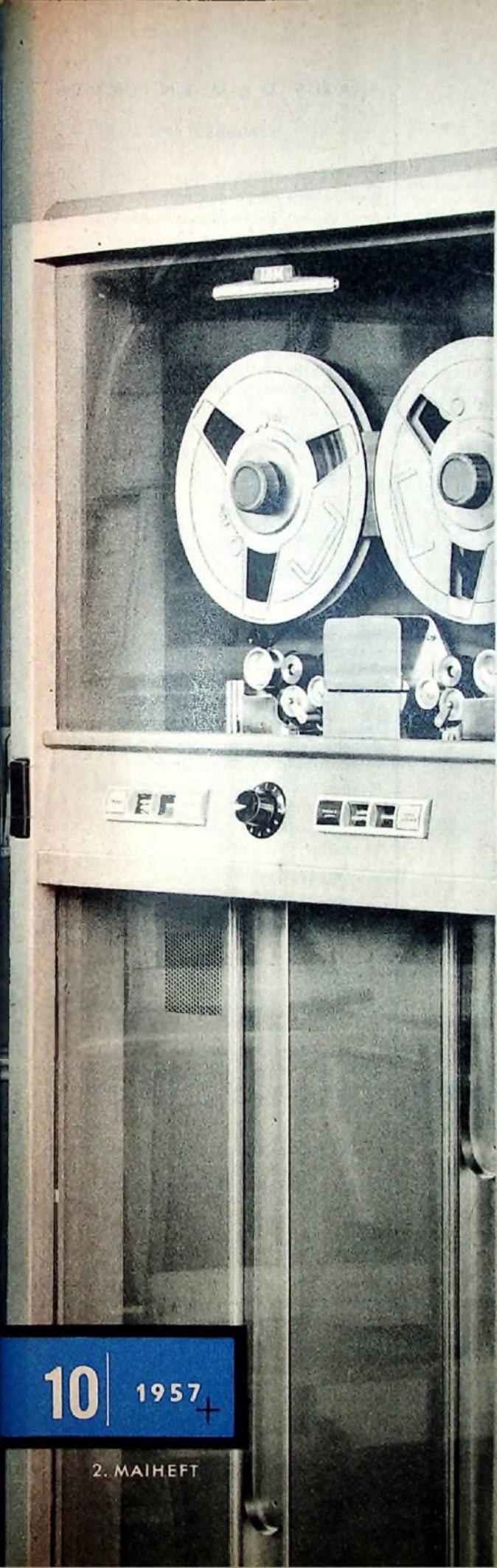


BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



10 | 1957+

2. MAIHEFT

## Technische Tagung der UER

Auf Einladung des Österreichischen Rundfunks fand in der Zeit vom 8. bis 13. April 1957 im Wiener Funkhaus eine Technische Tagung der UER statt. Es waren Vertreter der Rundfunkanstalten und Postverwaltungen aus Belgien, Dänemark, der Deutschen Bundesrepublik, England, Frankreich, Italien, Jugoslawien, Luxemburg, den Niederlanden, Schweden, der Schweiz und Österreich anwesend. Während die Arbeitsgruppe I technische Probleme des Eurovisionnetzes behandelte, befaßte sich die Arbeitsgruppe M mit Fragen der Bildumwandlung im Rahmen der Eurovision.

## 50 Jahre Norddeich

Die Deutsche Bundespost und die Telefunken GmbH konnten am 3. Mai 1957 gemeinsam das 50-jährige Jubiläum des Deutschen Seefunks und der Küstenfunkstelle Norddeich feiern. Die Küstenfunkstelle dient mit zur Zeit etwa 110 Mitarbeitern ausschließlich der Seefahrt. Ihre wichtigste Aufgabe ist die Erhöhung der Sicherheit des menschlichen Lebens auf See durch ununterbrochenen Wachdienst auf den Seebot- und Anrufwellen, die Leitung des Nachrichtenverkehrs bei Seenotfällen, die Ermittlung des genauen Schiffsstandortes mittels Fremdpellung, die gebührenfreie Vermittlung von ärztlichen Ratschlägen für Kranke und Verletzte an Bord von Schiffen ohne Arzt und die Verbreitung von Wetterberichten sowie von Sturm- und Navigationswarnungen, Suchmeldungen für überfällige Schiffe usw.

## Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung

Nabezu 200 Firmen haben ihre Meldungen für die Teilnahme in Frankfurt a. M. abgegeben. Die Ausstellung (2. bis 11. August 1957) nimmt einschließlich Freigelände 54.000 m<sup>2</sup> Fläche in Anspruch; sie ist täglich von 10 bis 22 Uhr geöffnet. Als Händlervormittage (10 bis 13 Uhr) sind der 5. August, 7. August und 9. August vorgesehen. Eintrittspreise: Einzelkarte 1,50 D-Mark (Sammelbesuch von Schülern, Lehrlingen und Studenten je 1 DM), Dauerkarte 10 DM.

## Über 14 Millionen Rundfunkhörer

Zum ersten Male wurde die 14-Millionen-Grenze überschritten. 11. April 1956: 14.044 Millionen Tonrundfunkgenehmigungen in der Bundesrepublik Deutschland einschließlich West-Berlin. Ende 1956 zählte man auf 100 Haushaltungen 76,9 Tonrundfunkgenehmigungen, auf 100 Einwohner bezogen 25,9.

## DARC-Deutschlandtreffen

Ein Deutschlandtreffen des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC) wurde für die Zeit vom 2. bis 5. August 1957 in Coburg angesetzt. Das Treffen ist mit einer Ausstellung verbunden.

## 35 Jahre Powerphon

Am 25. April 1957 bestand Powerphon, Fabrik für hochwertige Musik- und Fernsehöhler,

35 Jahre. Dem Inhaber Herrn Herbert Röttger, ist es nach dem Kriege wieder gelungen, die Fabrikation in Berlin sehr großzügig und neuzeitig aufzubauen.

## Grundsteinlegung zum Berliner Philips-Pavillon

Am 25. April 1957 wurde der Grundstein für den ständigen Philips-Pavillon (s. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 7, S. 196) auf dem Ausstellungsgelände am Berliner Funkturm gelegt.

## Grundig-Musikschrank „8076“

Das umfangreiche Fertigungsprogramm hat durch den neuen Musikschrank „8076“ noch eine Abrundung erfahren. Das in diesem Gerät eingebaute Rundfunkchassis ist ein 8/13-Krieger mit 2 x ET 95 im Gegentakt. Wunschklangregister, zwei Lautsprecher + Raumklangstrahler, Anschluß für Fern-Dirigent, Plattenwechsler (wahlweise noch Tonbandgerät „TM 8“) sind einige Einzelheiten des 115 x 85 x 45 cm großen Musikschrankes.

## Druckschriften

### Arlt-Radio Elektronik

#### Meßgeräte-Sonderliste M 4

Sonderangebote vieler Meßinstrumente und Meßgeräte verschiedener Firmen werden mit Preisen in der 16seitigen Druckschrift (DIN A 5) genannt.

#### Transistoren-Liste TG 1

Für Empfänger, Verstärker, Gleichspannungswandler, Geiger-Müller-Zähler, Lichtstrahler usw., die mit Transistoren bestückt sind, führt die Liste (8 S., DIN A 4) Schaltungen an. Sie enthält ferner Preise von Transistoren und von erforderlichen Miniaturbauteilen für Kleinstgeräte.

### BASF

#### Magnetophonband Typ LGS

Technische Daten und Preise der LGS-Bänder sind in dieser neuen vierseitigen Druckschrift (DIN A 5) zusammengestellt.

### Iuba

#### Iuba-Spiegel Nr. 6

Auf 16 Seiten im DIN A 5-Format werden insbesondere Hinweise für die Projektierung von Gemeinschaftsantennen gegeben. Ferner wird auf die jetzt stabileren Iuba-Antennen für Band I aufmerksam gemacht und (für den kaufmännischen Mitarbeiter) in einem Kurzlehrgang das Dezibel erklärt.

### Graetz

#### Graetz-Nachrichten Nr. 12/57

In den im April versandten achtseitigen Nachrichten (DIN A 4) sind wieder zahlreiche Werkstattwinke für den Service von Graetz-Fernsehempfängern enthalten.

### Informationsschrift

Eine neue, reich illustrierte, repräsentative Schrift der Firma (44 S., DIN A 4, mehrfarbiger Kunstdruck), von der Ausgaben in sieben verschiedenen Sprachen vorliegen, unterrichtet über die Graetz-Werke und über die Graetz- und Petromax-Fabrikate.

## Grundig

### Industrie-Fernsehen mit dem „Fernaug“

Mit dieser Druckschrift (24 S., DIN A 4) bringt Grundig einen Überblick über die Bestandteile und den Aufbau sowie die Anwendungsmöglichkeiten von Industrie-Fernsehanlagen. Auch Angaben über moderne Schutzgehäuse für besondere Anwendungen des „Fernauges“ und ebenso über die Grundig-Miniatur-Fernsehkamera sind aufgenommen worden.

### Das ideale Team

Die bunt und nett aufgemachte kleine Schrift (12 S., DIN A 5) gibt für das Diktiergerät „Stenorette C“ die wichtigsten Angaben. Die bisherige Ausführung des Gerätes (die bewährte Form behielt man bei) ist durch eine praktische Kassette für das Tonband verbessert worden, ferner ist ein neues Stielmikrofon, das eine einzige Taste für alle Steuerungsvorgänge enthält, hinzugekommen.

## Loewe Opta

### Kundendienstmappe Bd. III „Rundfunkgeräte“

Im A 5-Ordner hat Loewe Opta jetzt alle für den Service wichtigen Angaben über ihre Rundfunkgeräte des Baujahres 1956/57 zusammengestellt. Die Mappe enthält Einzelteillisten, technische Daten und Schaltbilder der Empfänger „Magnet“, „novella“, „Melena“, „Komet“, „moderna“, „Globus“, „Viveta“, „Venus“, „Sonatine“, „Cremona“ und „Lord“ (Kofferempfänger).

## RIM

### Bastel-Jahrbuch 1957

Die zweite Auflage des Bastel-Jahrbuches umfaßt über 160 Seiten (etwa DIN A 5). Im ersten Teil sind zahlreiche Schaltungen und Erläuterungen für lieferbare Bauteile von Empfängern, Verstärkern, Prüf- und Meßgeräten, Zeitschaltern, eines elektronischen Musikinstrumentes, des Rimavox-Tonbandgerätes, von Fernsteuerungsendern und -empfängern, Amateursendern und -empfängern usw. aufgeführt, während der zweite Teil listenmäßige Angaben vieler vom Bastler benötigten Einzelteile, Meßgeräte, Antennen u. dgl. enthält.

## Ausland

### Elektronisches Fischortungsgerät

„Miniskop“ ist das neueste elektronische Fischortungsgerät der RCA, das aus einer 6-, 12- oder 24-V-Batterie gespeist werden kann. Es zeigt sämtliche Fischarten von der Sardine bis zum Wal an und arbeitet auf Tiefen zwischen 45 cm und 150 m absolut zuverlässig.

### Radioteleskop riesenhalter Ausmaße

Der Radioastronomie der UdSSR steht im Observatorium auf den Anhöhen von Pulkowo ein neues Radioteleskop mit einer Fläche von 350 m<sup>2</sup> zur Verfügung, die künftig noch etwa verdoppelt werden soll. Es dient zu Sonnenbeobachtungen im geophysikalischen Jahr und zur Erfassung der Strahlung anderer Gestirne.

## AUS DEM INHALT

2. MAIHEFT 1957

FT-Kurznachrichten .....	318
Elektronische Rechenautomaten .....	319
Die EMM 801 als Aussteueranzeigeröhre .....	320
Einführung in die Arbeitsweise einer elektronischen Rechenmaschine .....	321
Das Decca-Hyperbel-Navigationsverfahren .....	324
Direktanzeigender NF-Frequenzmesser mit Transistoren .....	327
Eine neue Schalluhr .....	328
Elektronische Rechenmaschinen im Dienste der Funkwettervorhersage .....	328
Für den KW-Amateur	
Eine halbelektronische Pausenzeichenmaschine .....	329
Kurzwellensender mit Transistoren .....	330

## Beilagen

### Bausteine der Elektronik

Lichtblitz-Stroboskope (23a) .....	331
Stroboskopie (23b) .....	331

### Impulstechnik

Einführung in die Impulstechnik (7) .....	333
---	-----

»Kapameter«: Direktanzeigendes Kapazitätmeßgerät .....	335
Salon de la Pièce Détachée Paris 1957 .....	338
Einheitliche Begriffe und Maßeinheiten für Elektronenstrahl-Oszillografen .....	339
Meßgerät zur Bestimmung von Antennen-Impedanzen .....	340
Von Sendern und Frequenzen .....	341
So arbeitet mein Fernsehempfänger (12) .....	342

## FT-Zeitschriftendienst

Regelbares Tiefpaßfilter .....	344
Gleichstromverstärker .....	346

Unser Titelbild: Magnetbandeinheit (links) und Kontrollkanal (rechts) der zentralen Recheneinheit des Magnetstromrechners „IBM 650“. Rechts unten erkannt man die Magnettrammel. Aufnahme: IBM

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumberg, Karlos, Schmidtke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 337, 347, 348 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH  
 Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147 Telefon:  
 Sammel-Nr. 49 23 31, Telegrammanschrift: Funktechnik  
 Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frohnau;  
 Stellvertreter: Albert Janicko, Berlin-Spandau; Chefredakteur:  
 Werner W. Diefenbach, Berlin und  
 Kampten/Allgäu, Telefon 6402, Postfach 229, Anzeigen-  
 leitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto:  
 FUNK-TECHNIK, Postcheckamt Berlin West Nr. 2493.  
 Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und  
 Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal  
 monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel aufgenommen  
 werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen —  
 und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikro-  
 kopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder  
 einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet.  
 Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

O. SCHROTER

## Elektronische Rechenautomaten

Die Verwendung von Analogrechengeräten (von denen der Rechenschieber am bekanntesten ist) ist in Technik und Wissenschaft weit verbreitet. Geräte dieser Art stellen numerische Werte durch physikalische Größen (z. B. Längen, Spannungen oder dergleichen) dar. Digitale oder Ziffern-Rechengeräte speichern dagegen die Werte direkt in numerischer Darstellung; sie haben sich in großer Zahl als Bürorechenmaschinen bewährt. Die ziffernmäßige dezimale Zahlendarstellung erfolgt dabei mittels elektromechanischer Kontaktwerke (ähnlich Drehwählern). Ein kurzer geschichtlicher Überblick ist in diesem Zusammenhang interessant.

Im Jahre 1642 baute der Franzose Pascal aus mechanischen Räderwerken die erste Addiermaschine, und im Jahre 1694 vollendete Leibniz seine Rechenmaschine. Die Weiterentwicklung vollzog sich zuerst langsam, bis im Jahre 1893 durch den Bau der ersten Lochkartenmaschine in Nordamerika die mechanische Ein- und Ausgabe von Zahlen ermöglicht wurde. Vorwiegend in den Jahren 1925 bis 1940 wurden die elektromechanischen Rechengeräte unter Verwendung von Kontaktzählwerken und Lochkarten verbessert und in großem Umfang im kaufmännischen Rechnungswesen eingeführt. Sie fanden daneben auch bescheidene Anwendung in Technik und Wissenschaft. In den Jahren 1940 bis 1945 wurde beim Bau einiger größerer Relais-Rechenmaschinen die im Jahre 1850 von dem Engländer Babbage erfundene Programmsteuerung erfolgreich wiederverwendet. Im Auftrag der amerikanischen Armee entstand 1945 durch die Arbeiten von Eckert, Goldstone und Mauchly an der Universität von Pennsylvania der erste vollelektronische Rechenautomat mit 18000 Elektronenröhren: der ENIAC (Electronic Numerical Integrator and Calculator). Man kann dieses Jahr daher als das Geburtsjahr der elektronischen Rechenautomaten bezeichnen.

Ein Rechenautomat besteht im Prinzip aus vier Einheiten: dem Ein- und Ausgabewerk, dem Kommando- oder Steuerwerk, dem Rechenwerk und dem Speicherwerk. Die Verwendung elektronischer Bauelemente (Röhren, Germaniumdioden, Transistoren) ermöglichte die sehr viel höheren Rechengeschwindigkeiten der Automaten gegenüber den Bürorechenmaschinen. Neuentwickelte Geräte können in Mikrosekunden multiplizieren. Inzwischen hat man aber erkannt, daß Schnelligkeit des Rechenwerkes allein nicht genügt, um eine wirtschaftliche Gesamtanlage herzustellen, da Eingabe und Ausgabe sowie Speicherung der Daten zunächst nicht in dem Umfang und mit der Schnelligkeit, wie sie der Rechengeschwindigkeit entsprechen würde, erfolgen konnten. Zielsetzung der heutigen Entwicklung ist es daher, die Operationszeit der einzelnen Baugruppen aufeinander abzustimmen und die Speicherkapazitäten so groß zu machen, daß genügend Zahlenmaterial für die schnellen Rechenwerke zur Verfügung steht.

Die Speicherwerke elektronischer Rechenautomaten arbeiten meistens mit „dualer Zahlendarstellung“ oder „dualer Verschlüsselung der Dezimalzahlen“, da die am häufigsten verwendeten elektronischen Bauelemente und Schaltungen nur zwei stabile Zustände haben. Während das Speicherwerk des ENIAC noch ausschließlich aus Elektronenröhren gebildete Flip-Flap-Stufen benutzte, gibt es heute eine ganze Reihe von weniger aufwendigen Speicherverfahren mit zum Teil sehr großen Speicherkapazitäten. Neben den elektrostatischen Speichern unter Verwendung von Katodenstrahlröhren und den Impulsspeicherverfahren mittels LC-Verzögerungsgliedern sind vor allem die magnetostatischen Speicherverfahren entwickelt und verbessert worden. Magnetkernspeicher und Trommelspeicher erreichen eine maximale Speicherkapazität von  $10^5$  Stellen, der Magnetplattenspeicher von  $10^7$  Stellen. Speicherkapazitäten bis zu  $10^8$  Stellen je Anlage sind in naher Zukunft durchaus zu erwarten. Da niedrigerer Preis und oft auch größere Speicherkapazität eines Speicherwerkes eine längere Zugriffszeit er-

fordern, arbeiten moderne Anlagen mit einer Kombination mehrerer Speicherverfahren.

Es ist natürlich, daß die günstigste Eingabe von Zahlenwerten unter Verwendung normal lesbarer Schriftzeichen erfolgen würde. Diese Technik ist aber noch nicht über das Versuchsstadium hinausgekommen. Dagegen kommt den sogenannten Parallel-Drückwerken als Ausgabeelement elektronischer Rechenmaschinen große Bedeutung zu, denn sie gestalten die Ausgabe von etwa 250 Zeichen je Sekunde. Neuentwickelte Schnelldrucker können 500-2000 Zeichen in der Sekunde schreiben. Bei Benutzung von Lochkarten liegen die Eingabegeschwindigkeiten bei etwa 100-600 Zeichen je Sekunde und die Ausgabegeschwindigkeiten bei etwa 100-200 Zeichen je Sekunde. Im Zuge der Weiterentwicklung bemüht man sich, diese Geschwindigkeiten noch zu erhöhen. Eine erhebliche Verbesserung der Eingabe- und Ausgabeeinrichtungen erreichte man 1952 durch das erstmals für diesen Zweck verwendete Magnetband.

Das Kommandowerk ist für die wichtigste Eigenschaft eines Rechenautomaten zuständig: den selbsttätigen Ablauf einer Kette von Rechenoperationen (Programmsteuerung). Die Rechenbefehle werden in Ziffern oder Buchstaben verschlüsselt und wie Rechenfaktoren gespeichert. Durch diese Operationsschlüssel und Adressenkennzahlen ermittelt die Maschine die vom Programmierer gewünschte Reihenfolge der Operationen und den Speicherort der zu berechnenden Zahlen. Mit Hilfe von Verzweigungsbefehlen können in den Programmablauf viele Entscheidungsmöglichkeiten eingebaut werden. Die Reihenfolge der Operationen hängt dabei beispielsweise von der Größe oder dem Vorzeichen der Zwischenergebnisse ab. Diese Möglichkeiten haben den Rechenautomaten den Ruf eingetragen, „denken“ zu können. Das ist aber völlig ungerechtfertigt, denn ein Rechenautomat kann nur das ausführen, was der Mensch ihm „vorgedacht“ hat. Der Programmierer eines Automaten muß alle Varianten eines umfangreichen Rechenablaufs oft tage- oder wochenlang überlegen und in jeder kleinsten Einzelheit und Auswirkung im Programmschema festhalten. Die Stärke des Automaten liegt darin, daß er das einmal vorgedachte Programm ohne Ermüdung in immer gleicher Schnelligkeit mit unterschiedlichen Zahlenwerten durchführen kann; darin ist er dem Menschen überlegen.

Ein weiteres besonderes Merkmal elektronischer Rechenautomaten ist ihre Zuverlässigkeit. Fehler lassen sich zwar nicht vermeiden, jedoch gibt es Methoden, Fehler sofort anzuzeigen. In modernen Automaten wurde diese Anzeige durch selbsttätige Wiederholung fehlerhafter Rechnungen sinnvoll ergänzt.

Besondere Übung und umfangreiche Schulung sind zum Programmieren notwendig. Der „Apparat“ kann nämlich nur die vier Grundrechnungsarten durchführen, alle anderen Rechenformeln müssen in viele kleine Grundrechnungsschritte zerlegt werden. Es gibt bereits für fast alle mathematischen Aufgaben solche Möglichkeiten. Daraus erklärt es sich, daß für den Betrieb eines Rechenautomaten weit mehr Mathematiker und Programmierer als Ingenieure und Techniker erforderlich sind. Eine Vereinfachung der Programmierungsarbeit läßt sich durch geeignetes Zusammenstellen gebrauchsfähiger Teilprogramme in Programmbibliotheken erreichen.

Man muß aber immer wieder berücksichtigen, daß sich eine Automatisierung nicht im Kauf oder Mieten eines Gerätes, von denen es bereits viele unterschiedliche Modelle gibt, erschöpfen kann. Die Vorbereitung des Geräteinsatzes dauert Monate, jeder kleine Vorgang bedarf der Prüfung mit „Maschinenaugen“. Der Mut, alte eingefahrene Geleise zu verlassen und neue Wege ohne Zögern zu beschreiten, sowie die zeitzeitige, gründliche Ausbildung genügender Mitarbeiter und ihre Eignung zur Zusammenarbeit sind daher Vorbedingungen einer erfolgreichen Büroautomatisierung, die 1945 mit dem ENIAC begann und für die Zukunft eine umfangreiche Weiterentwicklung verspricht.



# Die EMM 801 als Aussteueranzeigeröhre

Bei der Tonaufzeichnung, z. B. bei der Tonaufnahme auf Magnetband oder Draht, ist es erforderlich, sehr genau festzustellen, wann eine Übersteuerung erfolgt, d. h., die Grenze der Aussteuerung muß klar und eindeutig definiert sein. Ist dies nicht der Fall, dann ist es möglich, daß durch eine Aussteuerung der NF in das Sättigungsgebiet oder in den unteren Knick der Magnetisierungskennlinie starke Verzerrungen entstehen, die die Wiedergabequalität erheblich beeinträchtigen. Die erwünschte Aufmagnetisierung bis zur Aussteuerungsgrenze hin ergibt aber stets ein Maximum an Dynamik bei einem Minimum an erforderlicher Wiedergabeverstärkung. Aus diesen Gründen hat man Anzeigeröhren zu Hilfe genommen, die die jeweilige Aussteuerung genau anzeigen.

tungsdimensionierung ist es jedoch möglich, mit der neuen Doppelanzeigeröhre EMM 801 allen 4 Forderungen sehr gut zu genügen.

Nachstehend sollen zwei Schaltvorschläge erläutert werden.

Ein System erhält eine feste Gleichspannung

Die Aussteuerung erfolgt an einem System (z. B. System I, Bild 1). System II erhält eine negative Gleichvorspannung, die der maximal zulässigen Aussteuerspannung entspricht.

Das System II hat also immer dieselbe Schattenlänge, während die Schattenlänge des Systems I entsprechend der Amplitude schwankt. Wird die Schattenlänge des ausgesteuerten Systems I kleiner als die des Systems II, wird also die Grenzmarke überschritten, dann ist damit eindeutig eine Übersteuerung definiert.

Die Wahl der Gleichvorspannung hängt davon ab, inwieweit der Konstrukteur mehr die Forderung 2) oder Forderung 3) erfüllt sehen möchte.

Folgesteuerung der beiden Systeme

Der grundsätzliche Unterschied gegenüber der vorhergehenden Schaltung besteht darin, daß hier beide Systeme angesteuert werden. Während ein System (z. B. System I) immer anzeigt, erhält das zweite System eine posi-

Am Gitter des Systems II erscheint in diesem ganzen Bereich immer eine Spannung von  $U_{gII} \approx 0V$ , weil der Gitterstromerinsatz das Potential der Außenspannung (Vorspannung + Aussteuerspannung) bis auf diesen Wert herabdrückt. Mit der Außenspannung Null ist die positive Vorspannung (im Beispiel +7,4V) durch die negative Aussteuerspannung gerade kompensiert.

Die Aussteuerspannung muß also betragsmäßig den gleichen Wert wie die positive Vorspannung erreicht haben, nur muß das Vorzeichen umgekehrt sein, für das Beispiel also -7,4V. Über 2 MOhm steht die gleiche Aussteuerspannung auch an Gitter I.

Die absoluten Spannungsverhältnisse für diesen Augenblick sind:

Gitter I		-7,4 V
Gitter II	Vorspannung	= +7,4 V
	Aussteuerspannung	= -7,4 V
	Außenspannung	=
	Gitterspannung	= 0 V

Gitter I hat mit dem Wert von -7,4V gemäß  $b = I(U_{gI})$  eine Schattenbreite  $b$  von etwa 4,5 mm erreicht. In diesem Moment beginnt System II mit der Anzeige.

An die Stelle der restlichen Anzeigelänge von 4,5 mm des Systems I tritt nun die ganze Länge des Systems II. Es erfolgt hierbei gleichsam eine Lupenwirkung, wobei die Geschwindigkeit des Anzeigevorganges vergrößert wird. Die Ablesegenauigkeit ist erheblich größer als bei System I, das bei weiterer Aussteuerung in den unteren Knick der Kennlinie kommt, wobei sich die Anzeigempfindlichkeit sehr stark verringert und die Bewegung der Leuchtstreifen sehr langsam erfolgt. System II setzt mit einer großen Empfindlichkeit ein und wird vornehmlich auf dem steilen Teil der Kurve angesteuert.

Auch hier liegt es ganz im Ermessen des Konstrukteurs, wie er die Aussteuerungsgrenze festlegen will. Ob er die Aussteuerungsgrenze an den Beginn der Anzeige des Systems II legt oder an den Punkt, an dem sich die Leuchtsektoren berühren, ist ganz in sein Belieben gestellt. Mit dem Katodenwiderstand ist es möglich, den Einsatz der Anzeige zu beeinflussen.

Schließlich soll noch auf einen besonderen Vorteil hingewiesen werden. Zu Beginn wurde unter Forderung 4) festgestellt, daß eine Sichtbarkeit der Anzeige auch aus größerer Entfernung erwünscht ist. Mit der EMM 801 ist dies allein schon infolge des großen Anzeigebildes dieser Röhre gewährleistet. Ferner ist gerade durch die empfindliche Anzeige des Systems II eine Beobachtung auch aus größerer Entfernung durchaus möglich.

Diese Art der Aussteueranzeige läßt sich z. B. auch in kommerziellen AM-Geräten zur Zweibereichsanzeige benutzen; dabei werden schwache Sender am System I, starke Sender am System II angezeigt. Die Möglichkeiten mit dieser Röhre sind aber so vielfältig, daß mit den beiden angeführten Beispielen nur zwei Wege gezeigt werden konnten, in denen die Röhre über ihre ursprüngliche Bestimmung hinaus zu verwenden ist.

### Schliffplan

Telefunken - Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 560 504: „Die EMM 801, eine Anzeigeröhre zum Spannungsvergleich“

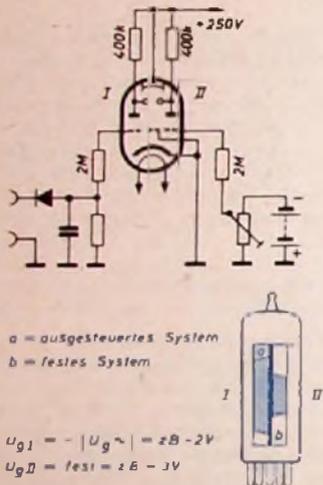


Bild 1. Aussteueranzeige mit einem System und fester Gleichspannung am zweiten System

An eine Aussteueranzeige werden nun als Forderungen gestellt:

- 1) Anzeige bei kleinen NF-Amplituden, da zur Aufmagnetisierung eine Mindestamplitude erforderlich ist. Dies kann durch eine große Empfindlichkeit in diesem Bereich erreicht werden.
- 2) Bedingt durch die logarithmischen Empfindlichkeitskurven des menschlichen Ohres ist es erwünscht, daß die kleinen Amplituden stärker angezeigt werden als die großen Amplituden. Dies wird durch einen exponentiellen Verlauf der  $b/U_g$ -Kennlinie erreicht.
- 3) Da die Magnetisierungskurve aber keinen logarithmischen Verlauf hat, wäre gerade im Gebiet großer Aussteueramplitude eine größere Empfindlichkeit notwendig, um einerseits die Vorteile der Vollaussteuerung auszunutzen, andererseits aber die Nachteile der Übersteuerung zu vermeiden.
- 4) Die Aussteuerungsanzeige sollte möglichst aus größerer Entfernung sichtbar sein.

Die beiden Forderungen 2) und 3) liegen gerade entgegengesetzt. Es ist sehr schwierig (praktisch unmöglich), diesen beiden Forderungen gleichzeitig gerecht zu werden. Man mußte sich deshalb mit der Erfüllung der Forderungen 1) und 2) begnügen und auf die exakte, empfindliche Anzeige der Übersteuerung verzichten. Auch die Erfüllung der Forderung 4) entfiel bisher — vor allem im Bereich der Aussteuerungsgrenze — durch die Empfindlichkeitsverringering infolge des Kennlinienknickes. Bei entsprechender Schal-

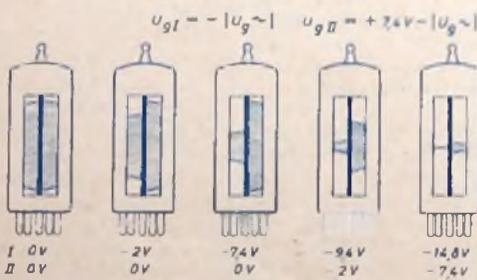
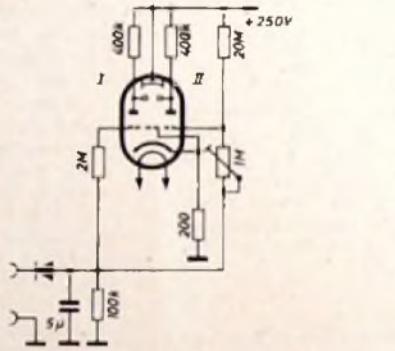


Bild 2. Aussteueranzeige mit beiden Systemen

tive Vorspannung, die von der Aussteuerspannung erst überwunden werden muß, ehe die Anzeige dieses Systems erfolgt; der Einsatz des zweiten Systems ist von der Höhe der Vorspannung abhängig.

Die prinzipielle Wirkungsweise der Schaltung ist folgende (Bild 2): System II erhält über einen Spannungsteiler eine positive Spannung zugeführt, die mittels Widerstandstrimmer einstellbar ist. In der Schaltung nach Bild 2 ist die Vorspannung etwa +7,4V. Steigt nun die Aussteuerspannung zu immer größeren negativen Werten an, dann wird schließlich die positive Vorspannung überwunden.

In demselben Maße, wie elektronische datenverarbeitende Maschinen Eingang in die Industrie und in die Wirtschaft fanden, erschienen vielfach sensationell aufgemachte Aufsätze, die sich mit diesen oft als „Denkmaschine“ oder „Elektronengehirn“ bezeichneten Maschinen befaßten. In den wenigsten Fällen aber kann der technisch interessierte Leser diesen Artikeln etwas über die Arbeitsweise elektronischer Anlagen entnehmen. Als Einführung in die Technik soll deshalb unter bewußtem Verzicht auf technische Details versucht werden, an Hand der Addition zweier Zahlen zu erklären, wie beispielsweise bei der auch in Deutschland schon weitverbreiteten „IBM 650“ die eingegebenen Zahlenwerte zum richtigen Endergebnis verarbeitet werden.

H. J. HAWLITSCHKA

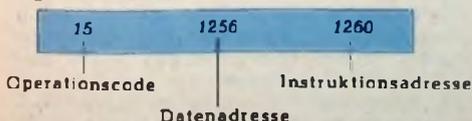
## Einführung in die Arbeitsweise einer elektronischen Rechenmaschine

DK 681.142-83

Soll eine Rechenmaschine praktischen Wert haben, dann muß man folgendes von ihr verlangen:

1. Sie muß Zahlenwerte, die ihr auf mechanischem Wege (z. B. über Lochkarten oder Speziahschreibmaschinen) eingegeben werden, in elektrische Impulse umsetzen können.
2. Sie muß Zahlenwerte speichern können (oft als „Gedächtnis“ bezeichnet).
3. Sie muß gespeicherte Zahlenwerte jederzeit und beliebig oft für die Verarbeitung zur Verfügung stellen können.
4. Sie muß sich nach einem gewünschten Programm steuern lassen.
5. Sie muß errechnete Werte in einer Weise abgeben können, die eine Weiterverarbeitung außerhalb der Maschine zuläßt (z. B. in Form von Lochkarten, gedruckten Tabellen usw.).
6. Sie muß zuverlässig sein, d. h., es muß gewährleistet sein, daß sie Fehler (z. B. einen Bedienungsfehler oder technische Fehler) feststellt und zur Anzeige bringt. Gleichzeitig muß verhindert werden, daß der Rechner mit falschen Zahlenwerten weiterarbeitet und damit zu falschen Ergebnissen gelangen kann.

Demgegenüber verlangt die Maschine vom Bediener, um korrekt arbeiten zu können, daß sie richtig bedient und „programmiert“ wird, d. h., daß von ihr nichts verlangt wird, was ihrer „Logik“ widerspricht. Dazu gehört, daß alle Operationsbefehle in die „Maschinensprache“ umgesetzt werden. Die hier betrachtete Rechenanlage braucht z. B. als Operationsbefehl (meistens „Instruktion“ genannt) eine zehnstellige Zahl, die sie in noch zu besprechender Weise entschlüsselt, um dann je nach den Werten der Zahlen bestimmte Steuersignale zu erzeugen, die wiederum die vom Bediener gewünschten „Operationen“ auslösen. Die Maschinenlogik verlangt ferner, daß jede Aufgabe in eine je nach Schwierigkeit mehr oder weniger große Zahl einzelner Programmschritte zerlegt wird. Da der Arbeitsablauf durch diese Instruktionen gesteuert wird, speichert man das in einzelne Instruktionen aufgliederte Programm vor Beginn der eigentlichen Rechnung im Hauptspeicher der Anlage. Die Maschine arbeitet nun derart, daß sie zunächst den ersten Programmschritt auf Grund der ersten Instruktion durchführt, sich dann die logisch folgende Instruktion von dem Speicherplatz holt, auf dem diese vor Beginn des Arbeitsablaufes gespeichert worden ist, und so fort, bis das ganze Programm abgewickelt worden ist. Wie sehen nun diese Instruktionen aus? Dazu folgendes Beispiel:



Das Steuerwerk der Anlage zerlegt automatisch die zehnstellige Zahl, die die Instruktion verkörpert, in obige drei Zifferngruppen. Sie haben folgende Bedeutung: Die ersten beiden Stellen sind der „Operationscode“, der der Maschine sagt, was sie in diesem Programmschritt tun soll

Netzteileneinheit „IBM 655“

Trammeneinheit „IBM 650“

Bild 1. Magnetrommel-Rechenanlage im IBM-Rechenzentrum Sindelfingen

Lochkarten-Abfühl- und Stanz-einheit „IBM 533“



(z. B. addieren, subtrahieren, das Ergebnis speichern, das Ergebnis in eine Lochkarte stanzen usw.). So bedeutet die 15 in diesem Beispiel, daß ein bestimmter Zahlenwert in den Rechenspeicher addiert werden soll.

Die nächsten vier Stellen geben den „Speicherwert“ an, auf dem die Zahl gespeichert ist, die sie laut Operationscode 15 in den Rechenspeicher addieren soll. Der Speicherplatz hat also in unserem Beispiel die Nummer oder, wie man meist sagt, die „Adresse“ 1256.

In ähnlicher Weise geben die letzten vier Stellen den Speicherplatz der nächstfolgenden Instruktion an. Dieser hat also die Adresse 1260.

Aus diesem Beispiel ersieht man, daß der Operationscode zweistellig, die Adressen vierstellig sind. Die hier besprochene Maschine kann nach 44 Operationscode arbeiten und verfügt über 2004 Speicherplätze. 2000 von diesen Speicherplätzen befinden sich, numeriert von 0000...1999, auf der mit 12 500 U/min rotierenden Magnetrommel. Diese ist mit einem magnetisch harten Material überzogen und in 40 parallele „Bänder“ auf dem Trommelumfang eingeteilt, die wiederum je 50 Speicherplätze enthalten, von denen jeder eine zehnstellige Zahl (Rechenwert oder Instruktion) mit dem algebraischen Vorzeichen speichern kann. Über jedem Trommelband befindet sich ein Satz von Magnetköpfen, wie sie ähnlich in Magnetlängengeräten zu finden sind. Diese dienen zum „Schreiben“ und zum „Lesen“. Entsprechend der Umdrehungsgeschwindigkeit der Trommel erscheint damit jeder der 50 Speicherplätze eines Bandes alle 4,8 ms einmal unter den Köpfen. Zu diesem Zeitpunkt kann also eine Speicherung („Schreiben“) auf bzw. ein Abrufen („Lesen“) von dem betreffenden Speicherplatz erfolgen. Schreiben und Lesen erfolgen prinzipiell in gleicher Weise wie beim Magnetlängengerät, und zwar werden die zehnstelligen Zahlenbegriffe (Rechenwerte oder Programmstrukturen) Stelle für Stelle nacheinander geschrieben oder gelesen („Serienmaschine“). Grundsätzlich ist es natürlich auch möglich, alle Stellen gleichzeitig zu schreiben oder zu lesen. Das hat den

Vorteil der größeren Arbeitsgeschwindigkeit, dagegen den Nachteil des wesentlich größeren Schallleistungsaufwandes.

Neben der Magnetrommel werden in der Praxis auch andere Speicherverfahren verwendet. Dazu gehören der Magnetringkern, das Magnetband und die Magnetplatte als magnetostatische Speicher, Kondensator und Braunsche Röhre als elektrostatische Speicher, Röhrenspeicher (Flip-Flop-Stufen), dynamische Speicher in Form elektromagnetischer Verzögerungsleitungen u. a.

Gemeinsam ist dabei allen Speichern, daß sie die in ihnen gespeicherten Zahlen nicht verlieren, wenn diese Zahlen zur Verarbeitung abgerufen, also gelesen werden. Erst wenn ein neuer Zahlenwert auf demselben Speicherplatz gespeichert werden soll, wird der zuvor darauf geschriebene gelöscht und durch den neuen ersetzt. Dagegen unterscheiden sich magnetostatische Speicher von allen anderen genannten Speicherverfahren dadurch, daß die Speicherung in ersteren auch nach Abschalten der Anlage erhalten bleibt, während sie bei letzteren verlorengeht.

Der Grund für die Wahl einer Magnetrommel als Hauptspeicher dieser Maschine ist das außerordentlich günstige Verhältnis von Speicherkapazität (2000 Speicherplätze) und Zugriffszeit einerseits zu den Herstellungskosten andererseits. Dabei versteht man unter Zugriffszeit die Zeit vom Erteilen des Befehls zum Lesen oder Schreiben auf einen bestimmten Speicherplatz bis zu dem Zeitpunkt, an dem sich dieser Speicherplatz unter den Magnetköpfen befindet. Sie kann Null sein, wenn sich der gesuchte Speicherplatz zum Zeitpunkt des Auslesebefehls gerade unter den Magnetköpfen befindet, sie kann auch die volle Trommelumlauflzeit von 4,8 ms sein, wenn der angesprochene Speicherplatz unmittelbar vor dem Auslesebefehl die Köpfe passiert hat. Man kann also mit einer mittleren Zugriffszeit von 2,4 ms rechnen. Wie wichtig diese Zugriffszeit ist, erklärt sich daraus, daß man bei der Verarbeitung eines Programmbefehls zweimal einen Trommelspeicherplatz suchen muß. Zuerst, wenn die Maschine den durch die Datenadresse gegebenen Speicherplatz sucht,

zum zweitenmal, wenn die Maschine den Speicherplatz sucht, von dem sie die nächstfolgende Instruktion auslesen soll (Instruktionsadresse). Da jedoch die Arbeitszeiten der Maschine für jeden möglichen Arbeitsgang berechenbar sind, lassen sich die Zugriffszeiten dadurch kleinhalten, daß beim Aufstellen des Programms die Speicherplätze für die Instruktionen und die zu verarbeitenden Zahlenwerte optimal ausgewählt werden („Optimale Programmierung“).

Für das nun folgende praktische Beispiel soll zusammenfassend noch einmal festgehalten werden:

1. Die zu verarbeitenden Zahlenwerte („Daten“) und die einzelnen Programmbefehle (Instruktionen, in die das Arbeitsprogramm zerlegt werden muß) werden als zehnstellige Zahlen vor Beginn der eigentlichen Rechnung auf beliebigen Speicherplätzen der Trommel gespeichert.

2. Die Instruktionen werden vor den Daten gespeichert, da die Maschine nach den durch die zehnstellige Zahl verschlüsselt dargestellten Programmbefehlen arbeiten muß und das Speichern der zu verarbeitenden Daten bereits zu dem Gesamtprogramm gehört.

Zur Veranschaulichung der Arbeit der Maschine sei ein einfaches Rechenbeispiel herangezogen: die Addition der Zahlen 1234 und 567890. Wir wissen bereits, daß die Speicherplätze der Maschine zehnstellig sind. Wir müssen daher unsere Summanden der Maschine in folgender Form zuführen

000001234    0000567890

Bevor wir das jedoch tun, stellen wir unser Arbeitsprogramm auf, d. h., wir zerlegen die Aufgabe in Programmschritte, die die Maschine verarbeiten kann. Diese Instruktionen — es sind 5, wie wir noch sehen werden — und die Adressen der Speicherplätze, in die diese Instruktionen gelangen sollen, lochen wir in Lochkarten (sogenannte „Ladekarten“) und legen diese in das Kartenfach der mit „Eingabe“ bezeichneten Einheit (Bild 2). Nach Drücken der Starttaste der Maschine laufen die Lochkarten durch die „Eingabe“-Einheit und werden dann wieder in das Ablagefach ausgegeben. Beim Durchlauf durch die Einheit werden die Lochungen „abgefühlt“, d. h. in elektrische Impulse umgesetzt. Je nachdem, in welcher der 80 senkrechten Spalten der Lochkarte die Lochungen waren und welchen Ziffernwert sie darstellten (Querzeile der Lochkarte), „weiß“ die Maschine, welche

Ziffern sie in den 10 verschiedenen Stellen des Speicherplatzes speichern muß. Im Bild 2 ist der Lauf dieser zehnstelligen Instruktionszahlen gezeigt. Die Instruktion, die diesen Vorgang bewirkt, muß manuell mit 10 dafür vorgesehenen Schaltern am Bedienungspult eingestellt werden („Manuelle Steuerung“). Beim Drücken der Starttaste wird nun der elektronische Schalter 7 geschlossen, der es dem „Steuerwerk“ ermöglicht, die Instruktion, die das „Laden“ unserer für die nachfolgende Addition erforderlichen Instruktionen bewirkt, vom Bedienungspult her zu empfangen. Diese Instruktion wird im Steuerwerk analysiert und als Ergebnis ein Signal gegeben, das die „Eingabe“-Einheit anlaufen läßt und den elektronischen Schalter 1 schließt, um den Impulsen, die durch die Lochungen in den Ladekarten erzeugt wurden, den Weg zum Trommelspeicher freizugeben. Der mit Schalter 1 in Serie liegende Relaisumschaltkontakt 2 wird durch eine Steuerlochung (die nur die Programm-Ladekarten haben) in die untere Stellung umgelegt, so daß die Instruktionen in den Befehlsspeicher gelangen können. Nach Durchlauf aller 5 Ladekarten haben wir unser Programm „geladen“, d. h., alle für die nachfolgende Rechnung erforderlichen Programm-Instruktionen sind auf vorherbestimmten Speicherplätzen der Magnettrommel gespeichert. Es sei angenommen, daß diese beliebige zu wählenden Speicherplätze die Adressen 0101 ... 0105 haben. Dies ist wichtig zu wissen, weil sie uns als Instruktionsadressen in den einzelnen Instruktionen wieder begegnen werden. Auf der im Bild 3 im Mittelfeld schematisch dargestellten Magnettrommel finden wir die 5 Instruktionen in logischer Folge mit den zugehörigen Speicheradressen eingetragen. Die Maschine ist nunmehr in der Lage, ein Programm nach den auf der Magnettrommel gespeicherten Instruktionen abzuwickeln. Nur muß man sie zunächst einmal auf diese Instruktionen hinführen, denn sie „weiß“ ja nicht, wo sie gespeichert hat. Das erfolgt wiederum über das Bedienungspult.

Im Bild 3 ist der nun folgende Vorgang der Addition schrittweise, so wie ihn die Maschine durchführt, dargestellt:

1. Die Maschine holt sich auf Grund einer Einstellung am Bedienungspult vom Trommelspeicherplatz 0101 die Instruktion

70 0201 0102

Sie analysiert diese Instruktion und veranlaßt über das Steuerwerk folgendes:

a) Zuführung der Lochkarte, in die die Summanden eingelocht sind, in die „Eingabe“-Einheit.

b) Abführung der Kartenlochungen und Umsetzung in elektrische Impulse. Dabei bedeutet „Abfühlen“, daß die Maschine feststellt, welche Ziffern in die Karte eingelocht sind und an welchen Stellen sie stehen.

c) Speichern der Summanden in den Trommelspeichern 0201 und 0202. Die Datenadresse gibt die Speicheradresse für den ersten in die Karte gelochten Zahlenwert an. Alle weiteren noch in die gleiche Karte gelochten Zahlen (max. 9) gelangen automatisch in die folgenden Speicherplätze 0202 ... 0210.

d) Nach Durchführung der Instruktion findet die Maschine die nächste Instruktion auf Speicherplatz 0102 (Angabe durch die „Instruktionsadresse“, also durch die letzten 4 Stellen in obiger Instruktion).

Für den Schritt c) muß Schalter 1 geschlossen sein und Schalter 2 sich in der gezeichneten Stellung befinden, damit die Summanden in den „Faktorenspeicher“ gelangen können. Für Schritt d) muß Schalter 7 geschlossen sein. Diese Steuerungen werden gleichfalls über das Steuerwerk veranlaßt.

2. Die in Schritt 1d) im Speicherplatz 0102 gefundene Instruktion

65 0201 0103

veranlaßt nach ihrer Entschlüsselung im Steuerwerk folgendes:

a) Der Rechenspeicher wird gelöscht, d. h., die eventuell von einer vorhergegangenen Rechnung noch darin stehende Zahl wird durch Nullen ersetzt, damit sie das Ergebnis der neuen Rechnung nicht verfälschen kann.

b) Der in dem durch die Datenadresse (0201) angegebenen Speicherplatz stehende Zahlenwert (Summand 000001234) wird in den Rechenspeicher addiert. Dieser zehnstellige Hilfsspeicher, der sich nicht auf der Trommel befindet, sondern als Kondensatorspeicher ausgeführt ist, hat eine sehr kurze Zugriffszeit (max. 96  $\mu$ s) und beschleunigt damit die Rechenzeit.

c) Die Maschine findet die nächste Instruktion auf dem durch die Instruktionsadresse (0103) angegebenen Speicherplatz.

Für Schritt b) muß der elektronische Schalter 3 geschlossen sein, damit der Summand 000001234 von seinem Speicherplatz 0201 in den Rechenspeicher gelangen kann.

3. Die in Schritt 2c) im Speicherplatz 0103 gefundene nächste Instruktion

15 0202 0104

veranlaßt nach ihrer Entschlüsselung im Steuerwerk folgendes:

a) Der in dem durch die Datenadresse (0202) angegebenen Speicherplatz stehende zweite Summand (0000567890) wird im Serien-Addierwerk zu dem schon im Rechenspeicher stehenden ersten Summanden hinzuaddiert. Dazu muß Schalter 3 wieder geschlossen sein. Im Rechenspeicher steht nunmehr als Ergebnis der Addition die Summe der beiden Summanden (s. Bild 3). Man beachte, daß nicht der gleiche Operationscode wie im vorhergegangenen Programmschritt verwendet wurde, obwohl doch in beiden Fällen eine Addition befohlen wurde. Der Unterschied in den Steuerungen, die durch die beiden Operationscode veranlaßt wurden, liegt lediglich darin, daß Code 65 die Löschung des Rechenspeichers vor der Addition veranlaßt, während man das in diesem Programmschritt nicht tun darf, weil ja sonst der erste Summand verlorengehen würde. Aus Bild 2 geht hervor, daß es möglich ist, durch Schließen des Schalters 6 vom Bedienungspult

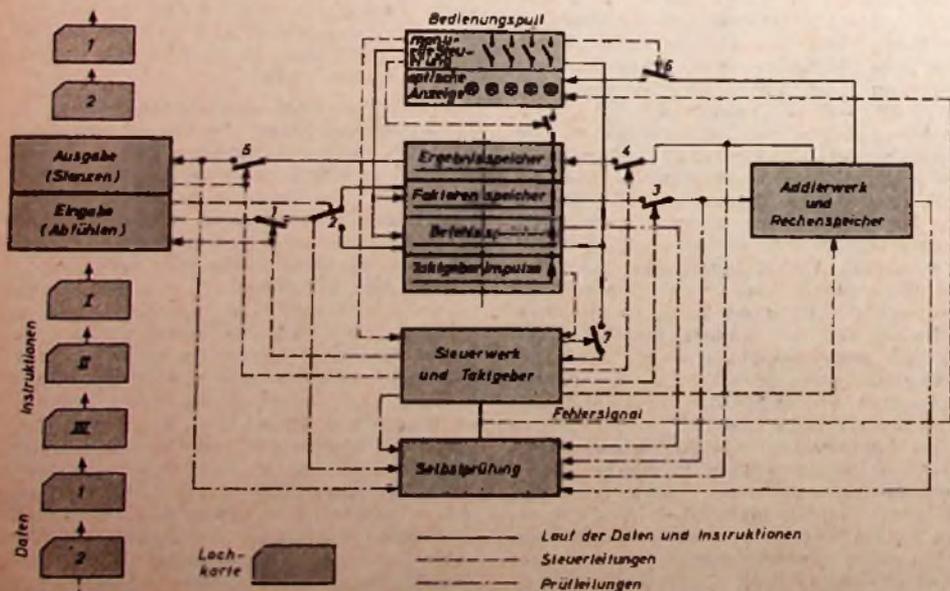


Bild 2. Instruktionserteilung an die elektronische Rechenmaschine

pult aus das Ergebnis durch Glühlampen im Feld „Optische Anzeige“ sichtbar zu machen.

b) Die Maschine findet die nächste Instruktion auf dem durch die Instruktionsadresse 0104 angegebenen Speicherplatz

4. Die im Schritt 3b) gefundene Instruktion 20 0327 0105

veranlaßt folgendes:

a) Das im Rechenspeicher stehende Ergebnis wird im Ergebnisspeicherplatz 0327 gespeichert (s. Bild 3). Dazu muß der elektronische Schalter 4 geschlossen sein. Man beachte, daß der Summenwert im Rechenspeicher durch die Abgabe an den Speicherplatz 0327 nicht gelöscht wird.

b) Die Maschine findet die nächste Instruktion auf Speicherplatz 0105.

5. Die im Schritt 4b) gefundene Instruktion 71 0327 0101

veranlaßt nach ihrer Entschlüsselung im Steuerwerk folgendes:

a) Zuführung einer leeren Lochkarte in die „Ausgabe“-Einheit.

b) Schließen des elektronischen Schalters 5 und Übertragung der Summe aus dem Ergebnisspeicher in die „Ausgabe“-Einheit

c) Stanzen der Summe in die Lochkarte und Ausgabe dieser Ergebniskarte.

d) Die Maschine findet die nächste Instruktion auf Speicherplatz 0101. Dort steht aber die erste Instruktion unseres Programms. Wollte man noch weitere Additionen nach diesem Programm durchführen, dann würde jetzt die Zuführung und Ablührung der im Bild 2 mit „2“ bezeichneten Lochkarte veranlaßt, in die irgendwelche anderen Summanden eingelegt sind, und das ganze Spiel würde sich, nur mit anderen Zahlenwerten, wiederholen. Sind keine weiteren Lochkarten in der „Eingabe“-Einheit, so stoppt die Maschine.

In obiger Darstellung wurden gegenüber der tatsächlich gebauten Maschine einige Vereinfachungen eingeführt, um das Eindringen in die prinzipielle Arbeitsweise zu erleichtern. So wurde nicht erwähnt, daß sich zwischen der Eingabeeinheit und dem Hauptspeicher ein sogenannter Pufferspeicher befindet, der es ermöglicht, die Maschine rechnen zu lassen, während parallel dazu schon die folgende Karte abgefühlt wird. Die abgefühlten Zahlenwerte der Karte wandern in diesen Pufferspeicher und können durch den Operationscode „70“ mit „elektronischer“ Geschwindigkeit in die vorgesehenen Speicherplätze des Hauptspeichers gelangen. Der Zweck dieser Maßnahme ist, Zeit zu sparen, denn obwohl die Abführung nur 300 ms dauert, so ist dies doch eine vergleichsweise sehr lange Zeit.

Da die Gesamtarbeitsgeschwindigkeit einer elektronischen Rechenmaschine maßgeblich davon abhängt, wie lange die Ein- und Ausgabe über Lochkarte oder Schreibwerk dauert, hat man bei dem neuesten Modell dieser Maschine Anschlußmöglichkeiten für 3 Ein-/Ausgabe-Einheiten vorgesehen, die parallel arbeiten.

Ferner kann ein Magnetkernspeicher angeschlossen werden, der 60 zehnstellige Zahlen bei extrem kurzer Zugriffszeit speichern kann. Die Speicherung erfolgt nach dem Prinzip, daß eine binäre „1“ durch Magnetisierung in die positive Sättigung hinein, eine binäre „0“ durch Magnetisierung in die negative Sättigung hinein dargestellt wird. Außer dem Kernspeicher können bis zu 6 Magnetbandeinheiten angeschlossen werden, die es möglich machen, umfangreiche Zahlenmengen auf Magnetband zu speichern.

Es wurde in obiger Betrachtung ferner nicht erwähnt, daß die im Dezimalsystem in die Karte eingelegten Zahlen vor der Verarbeitung in der Maschine verschlüsselt werden, d. h. in ein anderes Zahlensystem umgesetzt

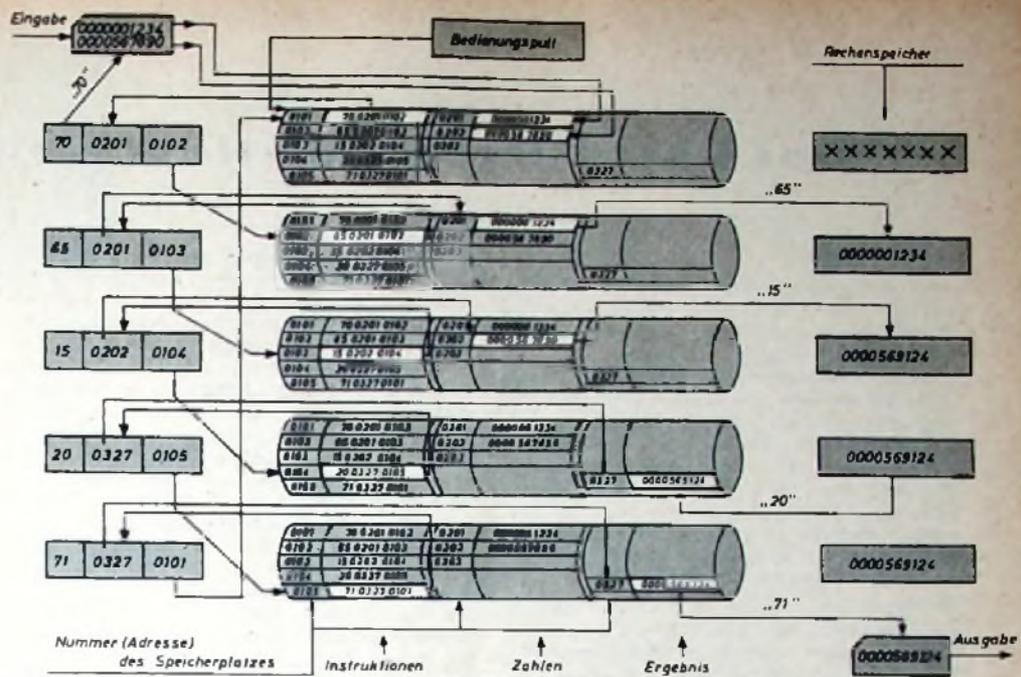


Bild 3. Darstellung einer schrittweisen Addition in der elektronischen Rechenmaschine

werden. Die Gründe hierfür sind folgende: Man kommt mit 7 verschiedenen Schlüsselziffern aus, während das Dezimalsystem deren 10 benötigt (0, 1, ... 9). Ferner wird die Selbstprüfung der Maschine, die laufend an allen für den richtigen Ablauf der Arbeit wichtigen Punkten der Maschine stattfindet, wesentlich vereinfacht.

Nun liegt natürlich die Frage auf der Hand: Für einfache Additionen braucht man doch nicht unbedingt einen so komplizierten elektronischen Rechner? Was „kann“ die Maschine denn außerdem noch? Wie führt sie Rentenberechnungen, Lohnabrechnungen usw. durch? Die Antwort ist einfach: Die Maschine „kann“ in Grunde genommen von allen Rechnungsarten nur das Addieren! Soll sie subtrahieren, so addiert sie den Komplementwert zur nächsthöheren Zehnerpotenz.

**Beispiel:** Der Komplementwert von 27 ist 73, von 875 ist er 125, von 999 ist er 1. Die Aufgabe  $98 - 18$  löst die Maschine also durch die Addition  $98 + 82$ . Das Ergebnis dieser Addition ist natürlich 180, aber der Übertrag in die Hunderterstelle wird von der Maschine unterdrückt.

Eine Multiplikation führt die Maschine in Form der fortgesetzten Addition durch, d. h., soll sie  $13 \times 160$  rechnen, so addiert sie die Zahl 160 13mal zu sich selbst. Analog erfolgt die Division durch fortgesetzte Subtraktion des Divisors vom Dividenden, bis eine Überziehung des Dividenden stattfindet, d. h. der Dividend negativ wird. Die durchgeführten Subtraktionsgänge werden von der Maschine gezählt und als Ergebnis ausgewiesen. Man sieht, daß schließlich alle Rechnungen auf eine Addition zurücklaufen. Soll die Maschine potenzieren, radizieren, Gleichungen lösen usw., so ist es lediglich Sache der Programmierung, die durch geschulte Mathematiker erfolgt, diese Probleme auf die vier Grundrechnungsarten zurückzuführen.

Neben der Durchführung der Grundrechnungsarten „kann“ die hier besprochene Maschine aber noch etwas sehr Wichtiges, das sie von allen früheren Rechenmaschinen unterscheidet: Sie ist in der Lage, „logische Entscheidungen“ zu treffen, d. h., sie kann sich im Zuge eines Arbeitsprogramms in Abhängigkeit von Zwischenergebnissen oder Kennlochanlagen zwischen zwei Möglichkeiten, das Programm fortzuführen, entscheiden. Ein Beispiel soll für zahlreiche andere stehen:

Es können Lochkarten mit den unterschiedlichsten Einteilungen gemeinsam verarbeitet werden, und zwar jede nach einem anderen Programm. Dafür ist Voraussetzung, daß jede Karte eine ihrem Typ entsprechende Kennlochung erhält. Nach Ablührung einer Karte ist dann die Maschine in der Lage, an Hand der Kennlochung festzustellen, ob diese Karte z. B. vom Typ A war. Ist das der Fall, so leitet die Maschine auf das für diesen Kartentyp vorgesehene Programm über. War die abgefühlte Karte nicht vom Typ A, so muß das Steuerwerk der Anlage in analoger Weise entscheiden, ob eine Karte vom Typ B abgefühlt worden ist. War dies ebenfalls nicht der Fall, so prüft die Maschine, ob der Kartentyp C vorgelegen hat usw. Die logischen Entscheidungen sind also durchweg Ja/Nein-Antworten auf eine präzise Frage. Die Maschine gibt nun aber nicht nur diese Antwort, sondern zieht auch die Folgerung aus dieser Entscheidung, indem sie automatisch auf dem richtigen der beiden möglichen Wege in ihrem Programm fortfährt.

Die angeführten Beispiele zeigen deutlich, daß elektronische Rechenmaschinen keineswegs „intelligent“ sind, daß sie nicht „denken“ können, wie es ihnen so gerne nachgesagt wird. Was die elektronische Rechenanlage dem Menschen klar voraus hat, ist, daß sie sehr viel schneller arbeiten kann, aber es muß eindeutig festgestellt werden, daß ihr jede Arbeit zuerst einmal von einem menschlichen Gehirn „vorgedacht“ werden muß. Wenn man davon spricht, daß die Maschine „logische Entscheidungen“ treffen kann, so trifft das zu, aber die beiden Möglichkeiten, zwischen denen sie sich im Ablauf einer Arbeit entscheiden kann, müssen ihr ebenfalls vom Menschen vorgedacht werden, d. h., sie müssen programmiert werden. Zusammenfassend kann also gesagt werden, daß die Maschine zwar dem Menschen eine Menge Routinearbeit abnimmt, daß sie dies aber nur unter der Kontrolle des Menschen tun kann, der ihr den Gang der Arbeit diktiert.

Mit der vorliegenden Arbeit sollte lediglich in einem groben Abriss gezeigt werden, welchen Weg die eingegebenen Zahlenwerte im Zuge der Verarbeitung durch die Maschine nehmen. Ein späterer Aufsatz soll auf die Schaltungstechnik eines elektronischen Rechners im einzelnen eingehen.

# Das Decca-Hyperbel-Navigationsverfahren



①

## I. Grundlagen

Eine Decca-Kette besteht aus drei Senderpaaren. Davon sind drei Sender — je ein Sender dieser drei Paare — in einer Mittelstation (Hauptstation) vereinigt; die drei anderen (Nebenstationen) bilden die Ecken eines 120°-Sternes. Durch diese Anordnung ist eine navigatorisch günstige Bedeckung der Fläche (bei einer Decca-Kette ein Kreis von etwa 500 km Radius um den Hauptsender) gegeben. Die Standortinformationen lassen sich aus annähernd rechtwinkligen Schnittwinkeln der sich zwischen je zwei zusammengehörenden und zusammenarbeitenden Stationen ausbildenden Hyperbeln erhalten.

Um einen Schnittpunkt zu erhalten, genügt normalerweise die Auswertung der Informationen zweier Senderpaare. Bei Hinzunahme des dritten Hyperbelpaares ergeben sich Fehlerdreiecke, deren Abmessungen ein Maß für die Größenordnung des Fehlers sind. Der Übersichtlichkeit halber sind den einzelnen Hyperbelscharen die Farben Rot, Grün und Violett zugeordnet.

Jede Hyperbelnavigation, also auch das Decca-Verfahren, beruht auf dem Prinzip, daß sich bei der Ausstrahlung zweier frequenz-

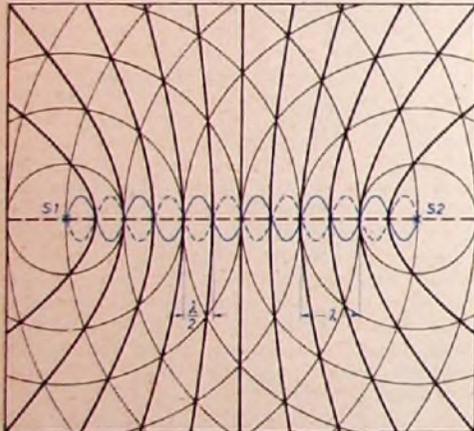


Bild 1. Hyperbelndarstellung durch Rundstrahlung zweier Sender

phasengleicher Wellenzüge von zwei in einer bestimmten, festgelegten Entfernung voneinander liegenden Sendestellen ein elektromagnetisches Feld ergibt, dessen Phasenlage im Raum feststeht. Beide Sender arbeiten ungerichtet und unmoduliert. Infolge Überlagerung der beiden Abstrahlungen ergeben sich Schnittpunkte, in denen die Phasendifferenz Null ist. Verbindet man diese Punkte miteinander, dann bilden die Verbindungslinien Hyperbelscharen, deren Brennpunkte die beiden Senderantennen sind (Bild 1).

Die Verwendung des mathematischen Begriffs „Hyperbel“ für die entstehenden Kurven ist nicht ganz exakt<sup>1)</sup>. Strenggenommen handelt es sich, da die Kurven sich der Erdoberfläche anschmiegen, eigentlich um „Erd-Ellipsoide“.

Die Zahl der entstehenden „Null-Hyperbeln“ ist eine Funktion der abgestrahlten Wellenlänge und der Länge der Basislinie, d. h. der Entfernung zwischen den Senderantennen. Auf

jedem Wege zwischen je zwei Null-Hyperbeln werden Phasendifferenzen zwischen 0° und 360° gemessen. Da sich jeweils in den Zwischenräumen zwischen zwei Null-Hyperbeln, in der Decca-Literatur als „Streifen“ bezeichnet, die Phasendifferenzwerte wiederholen, ist das System nicht eindeutig. Die Mehrdeutigkeit entspricht der Streifenzahl. Diese Mehrdeutigkeit ist bei einem „Rho-Theta“- („ $\rho$ - $\theta$ “)-Verfahren infolge der Übereinstimmung der azimutalen und elektrischen Gradenanteile nicht gegeben. Dagegen werden beim Decca-Verfahren innerhalb eines Streifens, der je nach der verwendeten Frequenz etwa 2 ... 3,5° breit ist, elektrisch 360° gemessen. Das Hyperbel-Verfahren liefert also um eine Größenordnung genauere Ortungsangaben als das  $\rho$ - $\theta$ -Verfahren.

Die Anzahl der sich ergebenden Streifen ist leicht zu errechnen, da bei einer Wellenlänge  $\lambda$ , die von den beiden Stationen phasengleich ausgestrahlt wird, deren Null-Hyperbelabstand auf der Basislinie  $\lambda/2$  ist.

Werden der Basisabstand  $e$  und die Wellenlänge  $\lambda$  zugrunde gelegt, so ergibt sich für die Anzahl  $n$  der Feinortungs-Nullhyperbeln

$$n = \frac{2e}{\lambda}$$

und als Abstand  $a$  der Feinortungs-Nullhyperbeln auf der Basislinie  $e$

$$a = \frac{e}{n} = \lambda/2$$

Je weiter entfernt der Meßpunkt von der Basislinie liegt, um so größer wird der Abstand zwischen zwei Feinortungs-Nullhyperbeln. Der deutschen Kette ist nach dem internationalen Frequenzplan die Grundfrequenz  $f = 14.2866$  kHz zugeteilt (Tab. I).

Da in einem Empfänger zwei gleiche Frequenzen, die von zwei in einem festen Abstand voneinander liegenden Sendestellen abgestrahlt werden, zur Durchführung des Phasenvergleichs nicht auseinandergelassen werden können, benutzt das Decca-System das Prinzip des ersten gemeinsamen Vielfachen zwischen zwei unterschiedlichen, aber auf einer gemeinsamen Grundfrequenz aufgebauten Frequenzen. Da jedes Senderpaar eine andere Frequenz abstrahlt und hieraus im Empfänger erste gemeinsame Vielfache gebildet werden, ergeben sich drei Hyperbelscharen mit unterschiedlicher Anzahl  $n$  von Nullhyperbeln, die wiederum unterschiedlichen Abstand  $a$  haben. Theoretisch wäre es erforderlich, daß alle drei Basislinien  $e$  gleich lang sind. Aus geländebedingten Gründen ist das aber nicht möglich. So ergeben sich bei der deutschen Kette die in Tab. I angeführten Werte  $e$  als Abstände zwischen den Stationen jedes Senderpaars. Da jedoch die Abstrahlung sowohl bei den Nebenstationen als auch bei der

Hauptstation phasengleich übereinstimmen muß, wird bei den Nebenstationen eine Phasenregulierung mittels eines Goniometers zwecks Übereinstimmung mit der Hauptstation durchgeführt.

Da die Grundfrequenz des Decca-Systems  $f$  ist, liegt es nahe, diese Frequenz auch zur Durchführung der Grobortung zu verwenden, um hierdurch den Nullhyperbelabstand zu vergrößern. Somit ergibt sich eine Frequenzabhängigkeit zwischen dem Feinortungs- und dem Grobortungssystem. Ist

$$\lambda_1 = \frac{c}{f}$$

so folgen für die einzelnen Senderpaare unterschiedliche Zahlen von Grobortungs-Hyperbeln

$$n_1 = \frac{2e}{\lambda_1}$$

Tab. II ist zu entnehmen, daß die Anzahl  $n_1$  der Grobortungs-Nullhyperbeln bei allen drei Hyperbelscharen etwa gleich groß ist. Die geringen Unterschiede ergeben sich aus den unterschiedlichen Basislängen  $e$ . Der Abstand  $a_1$  der Grobortungs-Nullhyperbeln auf der Basislinie  $e$  errechnet sich zu

$$a_1 = \frac{e}{n_1} = \lambda_1/2$$

Auch für  $a_1$  ergeben sich wachsende Werte mit zunehmender Entfernung von der Basislinie.

Die Länge der Basislinie einer Kette muß so bemessen sein, daß der Einfluß des Raumwellenanteils der abgestrahlten elektromagnetischen Welle ausgeschaltet ist. Die Phasensynchronisierung zwischen den einzelnen Stationen darf in jedem Falle nur durch die Bodenwelle erfolgen. Da bei Entfernungen von mehr als 600 km vom Sender schon ein merklicher Einfluß der Raumwelle auftreten kann, wird der Überdeckungsbereich einer Kette mit etwa 500 km um die Hauptstation herum festgelegt.

Aus Tab. II ist zu entnehmen, daß der Abstand  $a_1$  der Grobortungs-Nullhyperbeln in der Decca-Literatur „Zone“ genannt, für alle drei Hyperbelscharen gleich groß ist. Er ist etwa 10° im Azimut. Bei der deutschen Kette mit der gegenüber den anderen Ketten längeren Basislinie von etwa 200 km bilden sich insgesamt 20 Zonen für jede Hyperbelschar — gegenüber 10 Zonen bei anderen Ketten — aus. Während die Streifen auf dem Empfänger mit Zahlen bezeichnet werden, erfolgt die Zonenangabe durch Buchstaben.

Die gleich breiten Zonen bei den einzelnen Hyperbelscharen enthalten unterschiedliche Anzahlen von Feinortungsstreifen (Rot = 24 Streifen, Grün = 18 Streifen, Violett = 30 Streifen). Tab. I zeigt, daß die Vieldeutig-

Tab. I. Technische Daten der deutschen Decca-Kette (Grundfrequenz  $f = 14.2866$  kHz)

Hyperbel-schar	Frequenz-abstrahlung	I. gemeinsame Vielfache			$e$ Basislinie [m]	$n$ Anzahl der Null-hyperbeln	$a$ Abstand der Nullhyperbeln [m]
		Vielfache der Grundfrequenz $f$	Frequenz [kHz]	Wellenlänge [m]			
Rot	6 /, 8 /	24 /	342,88	871	194 432,9	446,46	435,6
Grün	6 /, 9 /	18 /	257,16	1167	208 601,9	357,5	583,6
Violett	6 /, 5 /	30 /	428,6	699	202 803,4	580,27	349,6

<sup>1)</sup> A n s o r g e, K.: Die Berechnung von Hyperbelnetzen für die Funknavigation nach dem Decca-Verfahren. Z. Vermessungswesen Bd. 78 (1953) Nr. 1

keit beim roten Feinortungs-Hyperbelnetz 446,46fach, beim grünen 357,5fach und beim violetten 580,27fach ist. Diese Vieldeutigkeit wird durch das Grobortungssystem nach Tab. II beim roten Grobortungs-Hyperbelnetz auf 18,51fach, beim grünen auf 19,86fach und beim violetten auf 19,31fach reduziert. Diese geringe Mehrdeutigkeit kann aber bei den großen Entfernungen nicht mehr stören, da der Standort beim Eintritt in eine Kette ungefähr bekannt ist.

Nun interessiert noch die Meßgenauigkeit der Feinortung auf der Basislinie. Wie bereits erwähnt, ist der Abstand zwischen zwei Feinortungs-Nullhyperbeln auf der Basislinie  $a = \lambda/2$ . Aus Tab. I ist zu ersehen, daß dieser Abstand für das rote System 435,5 m, für das grüne 583,5 m und für das violette 349,5 m ist. Mit einer Übersetzung 1 : 100 in den Phasenmeßinstrumenten des Empfängers können demnach auf der Basislinie noch Abstände von 4,355 m für das rote System, 5,835 m für das grüne und 3,495 m für das violette System gemessen werden. Die Genauigkeit nimmt jedoch mit wachsender Entfernung von der Basislinie ab.

Zusammengefaßt sind an das Decca-System demnach folgende Forderungen zu stellen:

- 1) Dem Empfänger müssen im Meßpunkt von zwei auseinanderliegenden Stationen zwei gleiche Frequenzen zum Phasenvergleich zugeführt werden.
- 2) Diese beiden Frequenzen müssen einander phasenstarr zugeordnet sein.
- 3) Es muß die laufende Ausstrahlung der unmodulierten, ungerichteten und ungedämpften Langwellen, etwa im 3000-m-Bereich, zur Feinortung sichergestellt sein.
- 4) Zur Grobortung muß eine Ausstrahlung sichergestellt sein, damit beim Eintritt in einen Kettenbereich die Position — möglichst ohne aufwendiges Gerät — ungefähr bestimmt werden kann.

Zu 1) Wie bereits erwähnt, wird beim Decca-Verfahren das System des ersten gemeinsamen Vielfachen zweier Wellenzüge mit gemeinsamer Grundfrequenz  $1 f$  angewendet. Deshalb werden für ein Ketten-system nur vier Frequenzen benötigt, wobei sich die ersten gemeinsamen Vielfachen zwischen der Haupt-stationsfrequenz  $6 f$  und den Frequenzen der Nebenstationen  $5 f$ ,  $8 f$  und  $9 f$  zu  $30 f$ ,  $24 f$  und  $18 f$  ergeben. Diese Frequenzen lassen sich nunmehr in der Phase vergleichen. Man sieht, daß jeder Ortungspunkt erst durch die Frequenzvervielfachung im Empfänger erfäßbar wird. Das Karten-Hyperbelnetz existiert nicht physikalisch, es ist ein errechnetes Netz.

Zu 2) Die Phasenstarrheit wird erreicht, indem die Nebenstationen durch die  $6 f$  der Hauptstation auf drahtlosem Wege synchronisiert, also phasenstarr gehalten werden. Hierzu empfangen die Nebenstationen die  $6 f$  der Hauptstation, vergleichen damit eine eigenerzeugte  $6 f$ -Frequenz, erhalten dann durch Frequenzteilung  $1 f$  und bilden hieraus einen Impuls von  $0,3 \mu s$  Dauer und einer Wiederholungsfrequenz von  $1 f$ . Mit diesem Impuls werden die jeweils die Frequenz der Nebenstation bestimmenden, auf  $5 f$ ,  $8 f$  oder  $9 f$  abgestimmten Schwingkreise angestoßen. Durch die Frequenzteilung auf  $1 f$  ist die

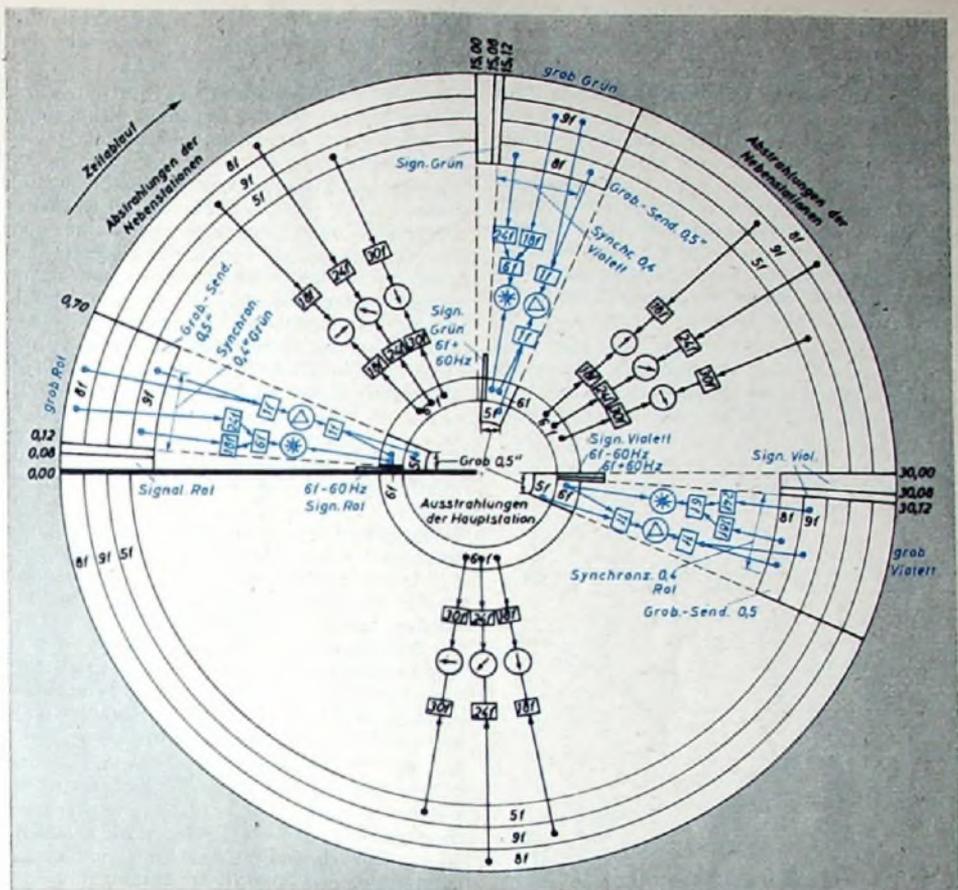


Bild 2. Decca-Zeitdiagramm für die Grob- und Feinortung

Phasenstarrheit dann erreicht, wenn  $1 f$  der Hauptstation mit  $1 f$  der jeweiligen Nebenstation übereinstimmt.

Zu 3) Die Sicherstellung einer ununterbrochenen Ausstrahlung der Feinortungsfrequenzen ist hauptsächlich eine Betriebsfrage und durch automatische Umschaltung auf genügende Reserveeinheiten zu erreichen.

Zu 4) Die Abstrahlung der Grobortungsfrequenz erfolgt beim Decca-Navigationssystem mittels eines Kunstgriffes: Einmal in der Minute wird für jedes der drei Hyperbelpaare ein Signal zur erstmaligen Einstellung der drei als „Decometer“ bezeichneten Empfangsinstrumente (die je einer Hyperbelschar zugeordnet sind) ausgestrahlt. Um keine zusätzlichen Träger benutzen zu müssen, werden die Feinortungsfrequenzen gleichzeitig als Grobortungsfrequenzen verwendet, wobei lediglich zwei weitere Frequenzen, die sich um  $+60 \text{ Hz}$  und  $-60 \text{ Hz}$  von  $6 f$  unterscheiden, als „Signalisierungsfrequenzen“ hinzukommen.

Die Grobortung wird in bestimmten, durch ein frequenzgesteuertes Schaltuhrwerk festgelegten Zeitintervallen in die Feinortung eingeblendet. Im Empfänger wird während der Einblendzeit der Phasendifferenzwert der Feinortung durch Kondensatoren festgehalten. Die Zeitdauer der ausgesandten Grobortung, die elektronisch gesteuert wird, ist mit  $1/3 \text{ s}$  so

kurz, daß keine Falschanzeige der Feinortung erfolgen kann. Wird die Geschwindigkeit eines Flugzeugs beispielsweise mit  $600 \text{ km/h}$  angenommen, so bewegt es sich in dieser Zeit um etwa  $80 \text{ m}$  weiter. Selbst auf der Basislinie liegt also der sich ergebende Phasendifferenzsprung innerhalb eines Streifens. Erst bei der vierfachen Geschwindigkeit für das violette Netz könnten Streifen „übersprungen“ werden.

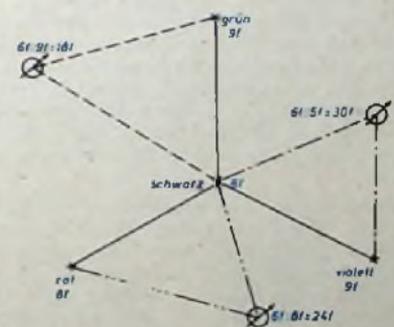


Bild 3. Kettenschema für die Feinortung

Die Anzeige der kurzzeitigen Grobortungsausstrahlung wird im Empfänger durch entsprechend dimensionierte Kondensatoren auf die genügend lange Ablesezeit von etwa  $5 \text{ s}$  verlängert.

Um eine systematische Ordnung zu erhalten, werden die Grobortungsabstrahlungen nach einem festen Zeitschema vorgenommen (Bild 2). Es umfaßt einen Zyklus von einer Minute. Während dieser Zeitdauer wird bei kurzzeitiger Unterbrechung der Feinortung die Grobortung für das rote Netz bei  $0 \text{ s}$ , für das grüne Netz bei  $15 \text{ s}$  und für das violette bei  $30 \text{ s}$  eingeblendet. Für die Feinortung gilt das Kettenschema nach Bild 3.

Tab. II. Technische Daten zur Grobortung bei der deutschen Decca-Kette

Hyperbelschar	Feinortungsvergleichsfrequenz	Grobortungsvergleichsfrequenz	Grundfrequenz $1 f$		$a$	$n_1$	$a_1$
			Frequenz [kHz]	Wellenlänge [m]			
Rot	24 f	1 f	14,2866	21 000	194 432,9	18,51	10 500
Grün	18 f	1 f	14,2866	21 000	208 801,9	19,86	10 500
Violett	30 f	1 f	14,2866	21 000	202 803,4	19,31	10 500

Der Kunstgriff, eine 1-f-Frequenz für die Grobortung aller drei Hyperbelsysteme ohne zusätzliche Frequenzen nur mittels der Feinortungsfrequenzen zugrunde zu legen, läßt sich durch die Ausstrahlung von zwei Frequenzen je Station durchführen. Diese beiden Frequenzen haben einen gegenseitigen Abstand von 1 f. Wird den Feinortungsfrequenzen während der Grobortungszeit je eine weitere Frequenz zugeordnet, so daß die Frequenzdifferenz 1 f ist, dann kann ein entsprechender Empfänger sich für jeden Empfangskanal 1 f herausmischen, womit der Phasenabgleich vorgenommen werden kann.

Der Umweg über 1 f liefert aber nur dann exakte Werte, wenn zwischen den abgestrahlten 5 f und 6 f der Hauptstation eine feste Phasenbeziehung besteht. Diese Phasenbeziehung

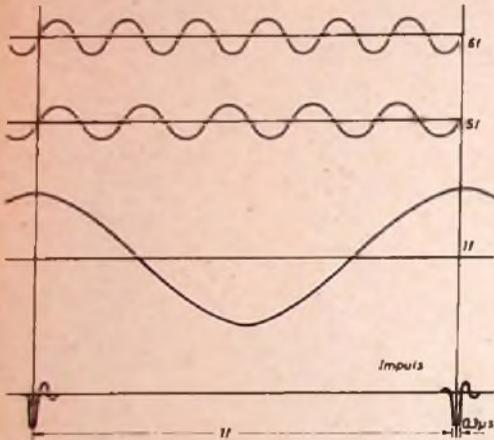


Bild 4. Verlauf von Schwingungen der Frequenzen 1 f, 5 f und 6 f und des Synchronisierimpulses

ung ist dann gegeben, wenn der negative Scheitelwert jeder sechsten Schwingung der 6-f-Frequenz genau mit dem negativen Scheitelwert jeder fünfnten Schwingung der 5-f-Frequenz übereinstimmt (Bild 4).

Die Bilder 5a...d zeigen die Frequenzverteilung für die Grobortungszeiten. Bei allen drei Grobortungszeiten für die drei Hyperbelnetze wird die im Empfänger herausgemischte 1-f-Frequenz benutzt. Da jeder Meßpunkt im Überdeckungsbereich unterschiedliche Entfernungen zu den drei Senderpaaren hat, ergeben sich verschiedene Phasendifferenzwerte gegenüber den Brennpunkten jedes Hyperbelsystems. Dadurch sind Fehlmessungen ausgeschlossen, und die Grobortung läßt sich eindeutig dem zugehörigen Hyperbelnetz zuordnen.

Entsprechend den Zeitdiagrammen, werden für die drei Grobortungszeiten bei der Hauptstation 5 f, bei der roten Nebenstation 8 f sowie bei der grünen 9 f zugeschaltet. Da die Feinortungsfrequenz für Violett aber die Grobortungsfrequenz für die Hauptstation (Schwarz) ist, werden in Violett während der

Grobortungszeit bei gleichzeitiger Abschaltung der Feinortungsfrequenz 5 f die beiden Frequenzen 8 f und 9 f ausgesendet.

Die Ab- und Anschaltungen für die Grobortung werden bei den einzelnen Sendestellen drahtlos durch Signalisierungsfrequenzen von der Hauptstation aus gesteuert (Bild 2). Die Signalisierungsfrequenz für Rot liegt um 60 Hz tiefer als 6 f, die für Grün um 60 Hz höher. Für die violette Signalisierung werden, um den Empfänger nicht durch eine dritte Frequenz zu komplizieren, die roten und grünen Signalisierungsfrequenzen 6 f - 60 Hz und 6 f + 60 Hz unmittelbar nacheinander ausgestrahlt. Bei der nullten Sekunde jeder Minute — der roten Grobortungszeit — strahlt die Hauptstation die Signalisierungsfrequenz 6 f - 60 Hz aus; die Ausstrahlung dauert  $1/12$  s. Hiermit wird die rote Grobortungszeit von 0,5 s Dauer eingeleitet, wobei sich folgende Schaltungen bei den einzelnen Stationen ergeben:

Hauptstation Schwarz strahlt die Feinortungsfrequenz 6 f aus, und die Grobortungsfrequenz 5 f wird zugeschaltet. Nebenstation Rot strahlt die Feinortungsfrequenz 8 f aus, es schaltet sich die Grobortungsfrequenz 9 f zu. Die Nebenstationen Grün und Violett schalten ihre Feinortungsfrequenzen 9 f und 5 f ab (Bild 5 b). Nach der Ausstrahlungszeit von 0,5 s schalten alle vier Stationen automatisch wieder auf die Feinortungsfrequenzen um.

Bei der 15. Sekunde jeder Minute — der grünen Grobortungszeit — sendet die Hauptstation während  $1/25$  s die Signalisierungsfrequenz 6 f + 60 Hz. Hierdurch wird die grüne Grobortungszeit für 0,5 s Dauer eingeleitet. Hauptstation Schwarz strahlt dann 6 f und 5 f — wie bei der roten Grobortungszeit — aus. Nebenstation Grün strahlt die Feinortungsfrequenz 9 f und zusätzlich die Grobortungsfrequenz 8 f aus. Die Nebenstationen Rot und Violett schalten ihre Feinortungsfrequenzen 8 f und 5 f ab (Bild 5 c). Nach 0,5 s strahlen die Sender wieder die Feinortungsfrequenzen.

Bei der 30. Sekunde jeder Minute — der violetten Grobortungszeit — strahlt die Hauptstation die Doppelsignalisierungsfrequenzen 6 f - 60 Hz (für  $1/12$  s) und 6 f + 60 Hz (für  $1/25$  s) unmittelbar nacheinander aus. Die violette Grobortungszeit mit 0,5 s Dauer beginnt, und bei den einzelnen Stationen ergeben sich folgende Schaltungen: Hauptstation Schwarz strahlt 6 f und 5 f aus. Nebenstation Violett schaltet die Feinortungsfrequenz 5 f ab und strahlt dafür die beiden Grobortungsfrequenzen 8 f und 9 f aus. Die Nebenstationen Rot und Grün schalten ihre Feinortungsfrequenzen ab (Bild 5 d). Danach strahlen die Sender wieder die Feinortungsfrequenzen bis zum Ende der vollen Minute ab.

Da für die Abstrahlung der Grobortungsfrequenzen besondere Sender erforderlich sind und diese, ständig vorgeheizt, bei der Hauptstation nur dreimal, bei den Nebenstationen nur einmal in der Minute je 0,5 s lang

strahlen, ergibt sich ein relativ hoher Senderaufwand.

Es wurde anfangs erwähnt, daß die Nebenstationen durch die Hauptstation synchronisiert, also phasensynchron mit der aus 6 f erzeugten 1-f-Frequenz gehalten werden. Es kann demnach eine Synchronisierung nur zur Zeit der Grobortung durchgeführt werden. Schaltungstechnisch ist es aber nicht zweckmäßig, diese Synchronisierung zur Zeit der eigenen Grobortung vorzunehmen. Die Schaltungen des Kettensystems erfolgen deshalb so, daß jede Nebenstation zu der Grobortungszeit synchronisiert wird, die der eigenen Grobortung vorangeht. Die rote Station synchronisiert also zur violetten Grobortungszeit, die grüne Station zur roten Grobortungszeit und die violette zur grünen Grobortungszeit. Um Störungen auszuschalten, die sich durch Relais-Schaltverzögerungen ergeben können, ist die Synchronisierungszeit mit der Hauptstation auf 0,4 s begrenzt.

Bei der Doppelsignalisierung für die violette Grobortungszeit werden die beiden Frequenzen 6 f - 60 Hz und 6 f + 60 Hz unmittelbar nacheinander geschaltet und ausgestrahlt, wobei ein geringer Zeitunterschied in der Länge jeder der beiden Ausstrahlungen vorhanden ist. So ist die Rot-Zeit  $1/12$  s  $\approx$  0,08 s und die Grün-Zeit  $1/25$  s  $\approx$  0,04 s. Um für diese Doppelsignalisierungszeit die Relais der Nebenstationen derart zum Ansprechen zu bringen, daß Rot und Grün abgeschaltet, Violett aber zugeschaltet wird, müssen die Abstrahlungssignalisierungszeiten zur roten und grünen Grobortung auch eingehalten werden. Die rote Signalisierung von  $1/12$  s Länge wird also unmittelbar mit Beginn der nullten Sekunde jeder Minute abgestrahlt. Dann tritt eine kurze Pause von  $1/25$  s bei allen Nebenstationen ein, bevor die entsprechenden Sender zur Abstrahlung der Grobortung bei den Nebenstationen zugeschaltet werden.

Ein gleicher Vorgang vollzieht sich bei der grünen Signalisierungszeit am Anfang der 15. Sekunde jeder Minute. Da die Grün-Signalisierung 6 f + 60 Hz bei der violetten Grobortung nach der roten Signalisierung kommt, tritt also nach der 15. Sekunde bei der Grün-Signalisierung zuerst eine Pause von  $1/12$  s ein, bevor die Grün-Signalisierung von  $1/25$  s Dauer erfolgt. Durch diesen zeitlichen Ablauf kommen die richtigen Umschaltungen bei der Doppelsignalisierung zustande.

Im Gegensatz zu den Nebenstationen schaltet sich bei der Hauptstation für die Rot-Signalisierungszeit einschließlich der Pause die 6-f-Frequenz ab, während die Grobortung 5 f sofort mit 6 f - 60 Hz dazugeschaltet wird.

Bei der Grün-Signalisierung wird 6 f auch während der Rot-Pause ausgestrahlt und erst bei dem grünen Signal abgeschaltet, während die Grobortung 5 f sich sofort bei dem grünen Signal zuschaltet. Bei der violetten Signalisierung zu Beginn der 30. Sekunde jeder Minute schaltet sich ebenfalls die 5-f-Grobortung unmittelbar zu. (Wird fortgesetzt)

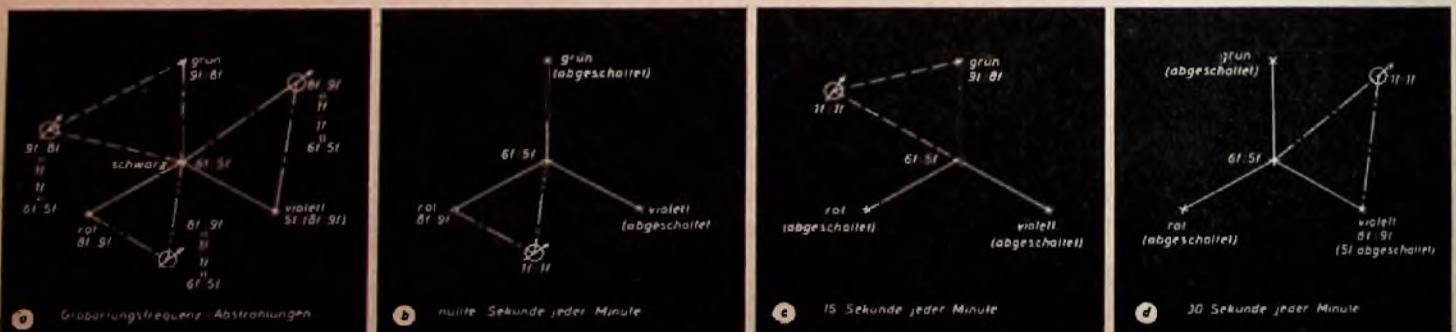


Bild 5. Ketterschema und Frequenzverteilung für die Grobortungszeiten

# Direktanzeigender NF-Frequenzmesser mit Transistoren

DK 621.317.76

Das diesem Gerät zugrunde liegende Prinzip ist bereits seit langer Zeit von direktanzeigenden Frequenzmessern mit Röhren her bekannt und besteht darin, einen Meßkondensator C mit einer Spannung der zu messenden Frequenz f auf konstante Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  aufzuladen und zu entladen und den Absolutwert des mittleren Ladestromes  $\bar{i}$  zu messen (Bild 1). Dieser Absolutwert oder die Ladungsmenge je Sekunde errechnet sich zu

$$\bar{i} = 2f \cdot C \cdot (U_2 - U_1) \quad (1)$$

Dieser mittlere Ladestrom ist der Frequenz proportional, so daß sich die Skala eines eingeschalteten Strommessers direkt in Frequenzen eichen läßt.



Bild 1. Frequenzbestimmung durch Messen des Ladestromes eines Kondensators

Die Umstellung dieser bekannten Schaltung auf Transistoren erfolgte, weil sich daraus für viele Anwendungszwecke u. a. als Vorteile ergeben:

1. Kleiner Leistungsbedarf. Für das beschriebene Gerät (das keine optimale Lösung sein soll) nur etwa 40 mW, so daß für den Betrieb eine kleine Batterie genügt und wegen der Unabhängigkeit vom Lichtnetz bequem an beliebigen Punkten einer Schaltung gemessen werden kann.
2. Größere Erschütterungsfestigkeit infolge der kompakten Bauweise der Transistoren.
3. Kleiner Raumbedarf.
4. Geringer Schaltungsaufwand für den eigentlichen Frequenzzeiger (Bild 2). Im Gegensatz zu dem mit Röhren bestückten Gerät, das Referenz-Dioden, Stabilisatoren oder Kleintyratrons zur Herstellung konstanter Lade- und Entladespannungen für den Meßkondensator benötigt, sind bei dem mit Transistoren bestückten Gerät aus folgenden Gründen diese zusätzlichen Hilfsmittel nicht notwendig: a) Der Kollektorstrom ist bei positiver Basis sehr klein ( $I_{C0} \approx 40^\circ C < 30 \mu A$ ) und damit die Kollektorspannung  $U_c$  — wenn man von dem geringen Spannungsabfall am Kollektorwiderstand  $R_c$  absieht — praktisch gleich der Batteriespannung  $U_B$ . b) Die Kollektorrestspannung (Kniespannung) ist bei negativ übersteuerten Basis sehr klein ( $U_{K0} \approx 0,1 V$ ) gegenüber der Batteriespannung und läßt sich eichen.

Die Kollektorspannung des OC 72, der als Schalter arbeitet, wechselt also zwischen diesen beiden Spannungswerten. Der Meßkondensator wird daher praktisch auf die Batteriespannung aufgeladen und wieder vollkommen entladen, so daß nur die Batteriespannung als einzige Veränderliche Einfluß auf die Anzeige hat. Da der mittlere Strom nach Gl. (1) der Spannung proportional ist, muß man einen mit der Batteriespannung zunehmenden Teil des Stromes über den parallel zum Instrument liegenden Eichwiderstand  $R_1$  leiten. Die Einstellung dieses Widerstandes erfolgt mit Hilfe des fest eingestellten Widerstandes  $R_2$  derart, daß das Instrument in Schalterstellung „Eichen“ immer auf einen festen Wert (z. B. Vollausschlag) eingeregelt wird.

Gl. (1) gilt unter der Voraussetzung, daß für die Auf- und Entladung von C genügend Zeit t zur Verfügung steht, d. h., daß die für Ladung und Entladung gültigen Zeitkonstanten  $R \cdot C$  klein genug sind. Die Ladezeit muß um 60 kleiner sein, je größer das Tastverhältnis und je höher die zu messende Frequenz eines Bereiches sind. Für eine höchste Frequenz von 30 kHz und ein Tastverhältnis 5 : 1 ergibt sich beispielsweise eine kürzeste Zeit  $t_{min}$  von 5,5  $\mu s$ . Nach dieser Zeit muß die Auf- oder Entladung so weit beendet sein, daß der Anzeigefehler nicht größer als zugelassen ist, hier also nicht größer als  $-5\%$ . Wie sich ebenfalls aus Gl. (1) erkennen läßt, ist das der Fall, wenn die Spannung am Meßkondensator 95% des Endwertes erreicht. Dafür ist eine Zeitkonstante von  $R \cdot C < t_{min}/3$  erforderlich, so daß  $R \cdot C < 1,8 \mu s$  sein muß. Für die gleiche Frequenz und ein Tastverhältnis 1 : 1 (z. B. für Sinusform) ist dann  $R \cdot C < 1/9$ , d. h., die Auf- und Entladung wird praktisch zu 100% beendet, und die Anzeigegenauigkeit ist dann nur durch die Genauigkeit des verwendeten Meßinstrumentes bestimmt.

Das im Mustergerät benutzte Instrument hatte einen Strombedarf von 100  $\mu A$  für Vollausschlag, so daß sich für 30 kHz nach Gl. (1) die erforderliche Kapazität zu

$$C = \frac{\bar{i}}{2f \cdot (U_B - U_{K0})} = \frac{0,11 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 4} \approx 460 \text{ pF}$$

ergibt, wenn  $U_B - U_{K0} = 4 V$  als minimale Schallspannung zugelassen wird und durch  $R_1$  10% des Instrumentenstromes fließen. Für  $R \cdot C < 1,8 \mu s$  ergibt sich daraus  $R < 4 k\Omega$ . Für die Aufladung ist dann

$$R_{Auff} = R_c + 2R_d + R_1$$

## Technische Daten

Frequenzbereich: 30...30000 Hz für periodische Vorgänge mit Tastverhältnis 1:1...5:1

Anzeigegenauigkeit:

Für Tastverhältnis 1:1 etwa Instrumentengenauigkeit;

für Tastverhältnis 5:1 und im oberen Teil eines Meßbereiches etwa Instrumentengenauigkeit zusätzlich max. -5%

Empfindlichkeit:

> 0,3V, für 100kOhm Eingangswiderstand  
> 3V, für 1 MOhm Eingangswiderstand

und für die Entladung

$$R_{Entf} = R_{Kn} + 2R_d + R_1$$

( $R_c$  = Kollektorwiderstand,  $R_d$  = Diodenwiderstand in Durchlaßrichtung,  $R_1$  = Instrumentenwiderstand,  $R_{Kn}$  = Kniewiderstand des Transistors  $\approx U_{Kn} \cdot R_c / U_B$ )

Da  $R_{Kn} < R_c$ , ist  $R_{Auff}$  der größere Wert. Er muß, wie oben angegeben, kleiner als 4 kOhm sein. Da der Innenwiderstand des Instrumentes 2,5 kOhm und der Kollektorwiderstand 0,82 kOhm sind, verbleiben für  $2R_d$  etwa 700 Ohm. Dieser Wert läßt sich bei Verwendung der stellen Golddrahtdioden des Typs OA 5 trotz der kleinen Ströme einhalten.

Da die Basis des OC 72 übersteuert werden muß, gleichzeitig aber die für ein Universalgerät erforderliche Empfindlichkeit gegeben sein soll, ist ein dreistufiger Verstärker (3X OC 71) vorgeschaltet, der neben der Verstärkung auch die Begrenzung (durch Übersteuerung) übernimmt, damit das der Basis des OC 72 zugeführte Signal fast rechteckförmig ist. Für den Spannungsverlauf ergeben sich dann die im Bild 3 gezeigten Verhältnisse. Die Diode OA 81 in Reihe mit dem 470-Ohm-Widerstand zwischen Masse und Basis des OC 72 verhindert das Aufladen des Koppelkondensators und damit die Verschiebung der Basisspannung des OC 72.

Im Eingangskreis liegen hinter den Vorwiderständen für die beiden Meßbereiche zwei antiparallel geschaltete Dioden OA 81 und ein 10-kOhm-Widerstand, die als Begrenzer und Überspannungsschutz für den Eingangs-

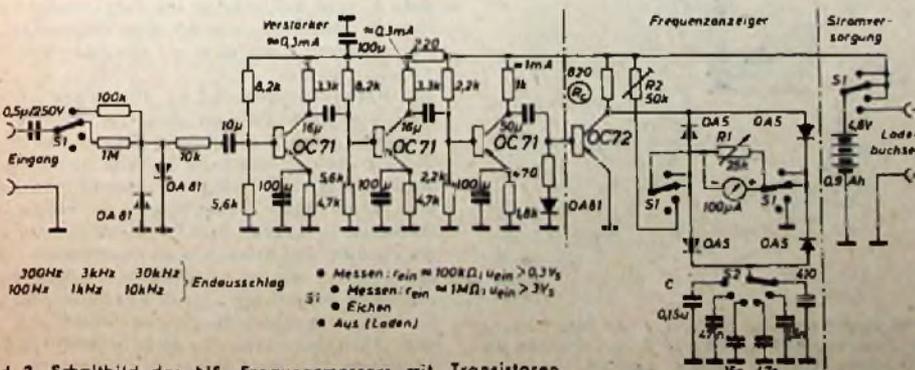


Bild 2. Schaltbild des NF-Frequenzmessers mit Transistoren

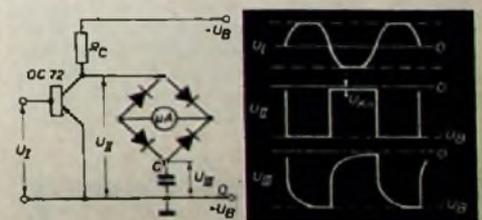


Bild 3. Prinzipschaltung des Anzeigeteiles

transistor wirken. Das Gerät hat zwei Eingänge, um sowohl die Frequenz von niedrigen Spannungen mit relativ kleinem Innenwiderstand als auch von hohen Spannungen mit höherem Innenwiderstand messen zu können.

Die Stromversorgung erfolgte im Mustergerät aus vier Deac-Zellen (4,8 V, 0,9 Ah), kann aber ebensogut aus einer Taschenlampenbat-

terie vorgenommen werden, da der Stromverbrauch sehr niedrig ist. Bei entsprechender Dimensionierung ist es ohne weiteres möglich, mit höheren Batteriespannungen zu arbeiten, da für den OC 72 eine Emitter-Kollektorspannung von max. 16 V zulässig ist. Eine höhere Batteriespannung ist unter Umständen sogar empfehlenswert, da dann für gleichen Instrumentenstrom der Meßkondensator kleiner sein kann (s. Gl. (1)) und sich dadurch kürzere Lade- und Entladezeitkonstanten erreichen lassen.

Der beschriebene Frequenzmesser wurde absichtlich nur für Niederfrequenz ausgelegt, jedoch ist es ohne weiteres möglich, bei Verwendung von HF-Transistoren auch höhere Frequenzen zu messen.

Das Prinzip dieses direktanzeigenden Frequenzmessers beruht darauf, bei bekannter Meßkapazität mittels des Ladestromes  $I$  unbekannte Frequenzen zu messen. Umgekehrt

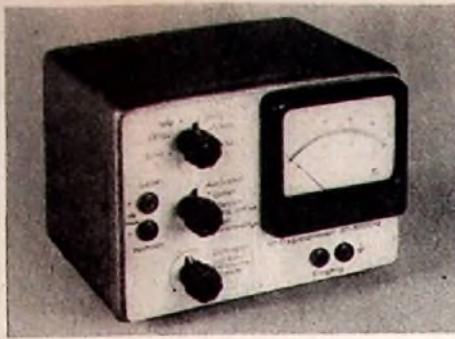


Bild 4. Labormuster des NF-Frequenzmessers

lassen sich damit aber auch bei bekannter Meßfrequenz unbekannte Kapazitäten messen. Der Ausschlag des Strommessers ist dann der Kapazität proportional.

## Elektronische Rechenmaschinen

Im Dienste der Funkwetter-Vorhersage

Die vielseitige elektronische Rechenmaschine hat ein neues Anwendungsgebiet gefunden: die Berechnung der günstigsten Übertragungsfrequenzen für weltweite Funkverbindungen. Mit ihrer Hilfe sollen die für die Verbindung bestimmter Sende- und Empfangsstellen optimalen Frequenzen für jede Tages- und Nachtzeit auf ein Jahr vorausgesagt werden. Diese Informationen sind für alle Stellen, deren Stationen in dem für Funkverbindungen üblichen Bereich von 2 ... 30 MHz arbeiten, von besonderem Wert. In Abhängigkeit von dem sich mit der Tages- und Nachtzeit, der Jahreszeit sowie mit dem 11-jährigen Zyklus der Ionosphäre müssen die Funkstellen bestimmte höchste und niedrigste Frequenzen einhalten, um eine optimale Verbindung herzustellen. Dabei ist es oft notwendig, in verhältnismäßig kurzen Zeitabständen die benutzte Übertragungsfrequenz zu wechseln, um immer im Optimum des zur Übertragung jeweils geeigneten Frequenzbereiches zu arbeiten.

Zur Zeit werden diese Funkwetter-Vorhersagen für die niedrigsten und höchsten Übertragungsfrequenzen bei der SRI, New Jersey (USA), gemacht. Sie beruhen im wesentlichen auf grundlegenden Erkenntnissen, die im Laboratorium des National Bureau of Standards in Boulder, Colorado, gewonnen wurden. Man arbeitet dort im wesentlichen mit graphischen Methoden, jedoch ist die mathematische Auswertung der in Form von graphischen Darstellungen vorliegenden Daten eine sehr zeitraubende Arbeit. Um die Vorhersage zu beschleunigen, wurden die mathematischen und technischen Abteilungen der SRI beauftragt festzustellen, ob sich elektronische Rechenanlagen auch für diesen Aufgabenbereich zweckmäßig einsetzen lassen. Ein hierfür eingesetztes Team stellte bald fest, daß elektronische Rechenanlagen auch zur Lösung dieser Aufgaben geeignet sind, wenn eine Methode angewandt wird, mit der man die graphisch vorliegenden Daten in numerische Symbole umwandelt. Man fand ein Verfahren, das es ermöglicht, die graphisch vorliegenden Werte direkt in die Maschine einzugeben.

Zur Berechnung der günstigsten Übertragungsfrequenzen werden neben den Werten, die den Zustand der Ionosphäre charakterisieren, unter anderem noch folgende Daten benutzt: geographische Koordinaten der Sende- und Empfangsstationen, Leitfähigkeit des Bodens, Richtcharakteristik der Antennen. Wenn die Überbrückung der vorgegebenen Entfernung nur mit Mehrfach-Reflexionen möglich ist, berechnet die Maschine automatisch den infolge dieser Mehrfach-Reflexion auftretenden Energieverlust. Ebenso berechnet die Maschine die am Empfangsort zu erwartenden Feldstärken. Diese Berechnungen werden für verschiedene Frequenzen durchgeführt, um die am besten geeignete herauszufinden. Ebenso wird berechnet, welche Feldstärke am Empfangsort vorhanden sein muß, um mit dem Nutzpegel genügend hoch über dem zu erwartenden Störpegel zu liegen.

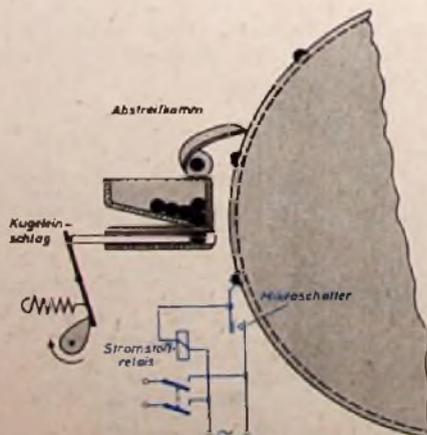
Die Rechenanlage wird so programmiert, daß alle möglichen Formen der Übertragung berücksichtigt werden. Gegen Schluß der Rechnung trifft die Maschine selbsttätig eine logische Entscheidung darüber, welche höchsten und niedrigsten Frequenzen zu einem bestimmten Zeitpunkt zur Überbrückung der vorgegebenen Entfernung am günstigsten sind. Es ist zu erwarten, daß nach Vorliegen genügender Erfahrungen diese Vorausberechnung der Übertragungsbedingungen wesentlich mit dazu beitragen wird, die Betriebssicherheit im kommerziellen Funkdienst zu verbessern. — e)

## Eine neue Schaltuhr

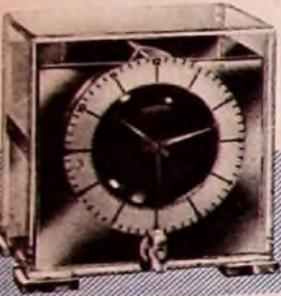
Abstreifkamm einschwenken, und bei Drehung der Trommel rollen die Kugeln in einen Behälter zurück, aus dem heraus sie wieder für die gewünschten Zeiten eingedrückt werden können. Die Uhr schiebt um 12 Uhr selbsttätig den Mikroschalter jeweils eine Rille weiter. Wenn alle 14 Rillen abgetastet sind, (also nach 14x12 Std., d. h. nach einer Woche), schnellt der Schalter in die Ausgangslage zurück. Die Schalthäufigkeit ist nur durch die Anzahl der Kugeln begrenzt, im Normalfall sind dies 72 Stück je Rille (je 12 Std.). Die kürzeste einstellbare Zeit sind 10 min. Das Uhrwerk wird wahlweise als Federwerk, Synchronwerk oder mit elektrischem Aultzug geliefert. Die Ausrüstung ist für Netzanschluß eingerichtet.

Von besonderem Interesse für den KW-Amateur und für die industrielle Automation sind Spezialausführungen der Uhr. Bei einem dieser verschiedenen Modelle macht die Trommel in 24 Stunden eine Umdrehung; gegenüber jeder Rille ist ein Mikroumschalter fest angebracht. Innerhalb eines Tag- oder Nachtzyklus lassen sich dadurch 14 Stromkreise beliebig unabhängig voneinander schalten. Es können auch 7 Schaltschütze gesteuert werden, wenn je eine Rille zum Einschalten und je eine Rille unter Benutzung des Rubekontaktes zum Ausschalten benutzt wird. Da bei 220 V eine Belastung von 4 A zugelassen ist, sind selbst große Motoren über Schütze direkt schaltbar.

W. Kleiner

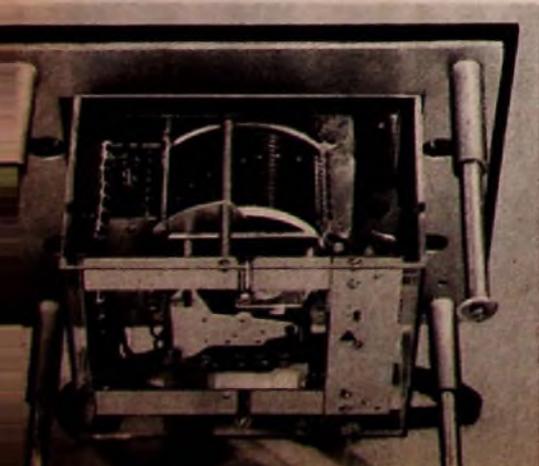


Funktionsprinzip der Schaltuhr; im Foto links ist die Schalttrommel mit den 14 Rillen und den eingedrückt kleinen Kugeln deutlich erkennbar



Die gesteigerte Verbreitung der Automatisierung in der Technik veranlaßte einen schwedischen Erfinder (Ing. S. Ortenblad), eine Schaltuhr zu entwickeln, mit der viele von der Zeit abhängige Vorgänge erfaßt werden können. In der Normalausführung ermöglicht die Reflex-Uhr die Einstellung eines Wochenprogramms, das automatisch abläuft und jede Woche wiederholt wird. Für den Radiofreund ergibt sich die Möglichkeit, an Hand des Radioprogramms z. B. bereits am Sonntag alle Empfangswünsche für die kommende Woche vor einzustellen. Für die folgenden Wochen können dann zum Beispiel die Zeiten für das Wecken, für die Nachrichten usw. stehenbleiben; die übrigen werden gelöscht, und die neue Woche wird eingestellt. Als weitere Anwendungsgebiete für einen Wochenzyklus seien u. a. genannt: Läutwerke oder Sirenen für Arbeitsstätten, Kirchenglockenläuten, Ventilationsanlagen o. dgI.

Der Aufbau der Schaltuhr (Industri A. B. Reflex, Stockholm) ist im Prinzip recht einfach. Eine Trommel (80 mm Durchmesser) ist bei der Uhr mit der verlängerten Stundenzeigerachse eines Uhrwerkes verbunden und wird mitgenommen. In diese Trommel sind mit großer Genauigkeit 14 hintereinanderliegende Rillen eingestochen, in die Stahlkugeln eingedrückt werden können, die dann über einen Mikroschalter ein eingebautes zweipoliges Stromstoßrelais steuern. Zur Löschung läßt sich ein



# Eine halbelektronische Pausenzeichenmaschine

Amateur-Radiostationen müssen sich im allgemeinen mit einfachen Mitteln begnügen. Gerade diese Notwendigkeit hat aber vielfach reifen lassen. Absorptionswellenmesser, Grid-Dipmeter, Stehwellenanzeiger und andere Schaltungsanordnungen wurden zum Beispiel erst durch Amateure populär. Die hier beschriebene „Pausenzeichenmaschine“ — auf den ersten Blick vielleicht eine technische Spielerei — ist ebenfalls eine verhältnismäßig einfache Anordnung, die mit ihrem recht großen Anwendungsbereich für den Amateur eine nützliche Ergänzung seines technischen Rüstzeugs sein kann.

Das leicht selbstherzustellende Gerät erzeugt bis zu 11 verschiedene Tonfrequenzen, die in vorbestimmter Reihenfolge automatisch durch-

Im Prinzip besteht das Gerät aus Netzteil, Glimmlampensummer und Taktgeber. Bild 1 zeigt das Schaltbild, die Bilder 3 und 4 den Aufbau und Bild 2 die Kurvenform der Ausgangsspannung. Zur Arbeitsweise sei gesagt: Die Ladekondensatoren (C 8 ... C 13) des Glimmlampensummers, der außerdem noch aus Glimmlampe G1 und dem unterteilten Ladewiderstand R 4, R 5 besteht, werden durch einen Telefonvorwähler (auch gebraucht im einschlägigen Handel erhältlich) schrittweise

Die Stromversorgung enthält außer einem kleinen 100-V-Stabilisator (Rö 1) keine Besonderheiten. Die Anodenspannung für den Taktgeber wird unmittelbar am Pluspol des Gleichrichters entnommen, während die Speisespannung für den Summer mit 30 kOhm (R 1) und 2x50µF (C 1, C 2) geliebt und, um ein Jaulen beim Zünden des Taktgebers zu vermeiden, mit Rö 1 stabilisiert ist.

Der mechanische Aufbau der Teile ist unkräftlich. Es empfiehlt sich lediglich, die Verdrahtung der Summerkondensatoren C 8 ... C 13 und der Glimmlampe G1 kapazitätsarm auszuführen, damit bei sehr hohen Tonfrequenzen noch genügend C-Abgleichmöglichkeit zur Verfügung steht und um Selbsterregung auf eventuell unbenutzten Wählerkontakten zu verhüten.

Die Tonhöhe der einzelnen Stufen kann mit den Drahttrimmern C 8 ... C 13 abgestimmt werden. C 3 ist für die Schaltfrequenz bestimmend (kleinere Kapazität gibt schnellere, größere langsamere Schaltfolge). Schalter Sk setzt den Taktgeber außer Betrieb, falls einmal nur Dauertonbetrieb gewünscht wird.

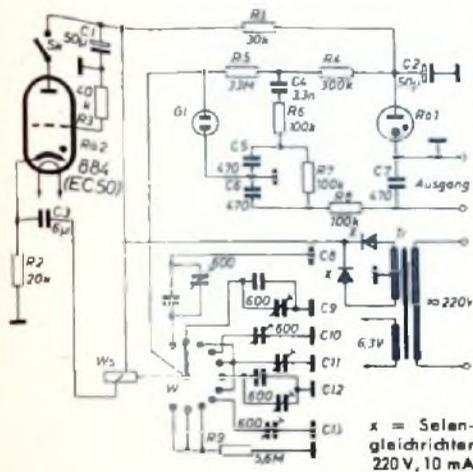


Bild 1. Schaltung der Pausenzeichenmaschine

geschaltet werden. Stimmt man die Tonstufen auf eine markante Melodie (z. B. „Hörst du mein heimliches Rufen“) ab, dann kann das Gerät zur Testmodulation von Sendern dienen. Bei Reichweitenversuchen im UKW- und Dezimeterbereich ließen sich auf diese Weise modulierte Signale noch an der Rauschgrenze des Empfängers eindeutig ausmachen. Da die Ausgangsspannungen bei den verschiedenen Frequenzen gleich sind, können auch einfache Prüfungen des Frequenzganges von NF-Verstärkern und Modulationseinrichtungen durchgeführt werden.

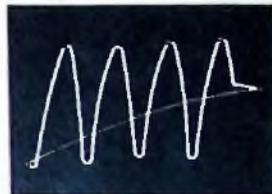


Bild 2. Kurvenform der Ausgangsspannung

umgeschaltet. Die Tonhöhe des Summers ändert sich in Abhängigkeit von der Größe des jeweils eingeschalteten Ladekondensators und der Rhythmus von der Schaltfolge des Wählers. Der Wähler W wird durch im Taktgeber (gasgefüllte Triode Rö 2, R 2, R 3, C 3) erzeugte Stromstöße angetrieben. Nach dem Prinzip eines Kipptriodegenerators lädt sich der Kondensator C 3 über den Widerstand R 2 und die Wählerspule Ws so weit auf, bis die zur Serienschaltung C 3, Ws parallelliegende Kathoden-Anodenstrecke der Kipptriode Rö 2 zündet. Der lawinenartig einsetzende Anodenstrom entlädt jetzt den Kondensator C 3 über die Wählerspule Ws, bringt damit den Anker des Wählers W zum Anziehen (der Kontaktarm dreht sich eine Stufe weiter) und stellt schließlich den Ausgangszustand wieder her. Der Aufladevorgang wiederholt sich nun von neuem. Der Vorwähler hat 11 Schaltstellungen, so daß sich mit 11 verschiedenen Kondensatoren also auch 11 verschiedene Tonfrequenzen festlegen lassen. Die Ausgangsspannung gelangt über C 4 und das Entkopplungs- und Oberwellenfilter R 6, R 7, R 8, C 5, C 6, C 7 an die Ausgangsklemmen. Bei einer Belastung von 100 kOhm stehen dort etwa 100 mV zur Verfügung. Die Kurvenform der Ausgangsspannung ist zwar nicht sinusförmig, aber für einen Glimmlampensummer doch recht oberwellenarm und kann mit den meisten Röhrensummern durchaus konkurrieren.

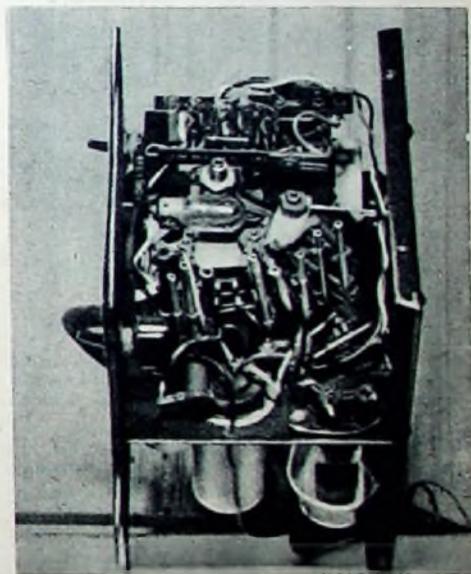


Bild 3. Chassisunteransicht (von der Seite gesehen)

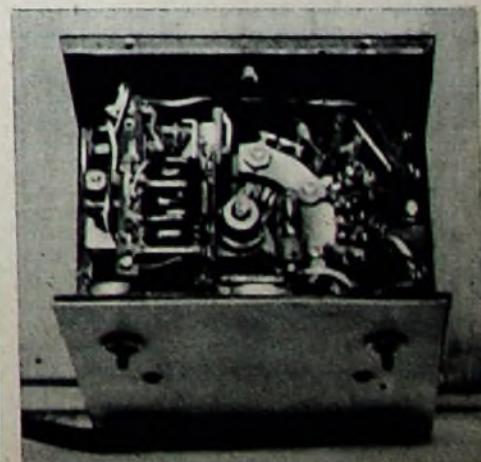


Bild 4. Chassisunteransicht (von vorn betrachtet)

## 150 000 Funkamateure

gibt es in der Welt. Rund 4000 Funkamateure haben zur Zeit in der Bundesrepublik Deutschland eine Sende- und Empfangs Genehmigung.

Der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) zählt etwa 7500 Mitglieder. Die Tätigkeit des Funkamateurs umreißt er mit folgenden Sätzen:

„Der Funkamateur ist ein Wellenbummler im eigenen Heim. Täglich und stündlich weiß er sich verbunden mit Freunden in aller Welt. Die eigene Sende- und Empfangsstation läßt ihn Entfernungen, Länder und Meere vergessen, wenn die tönenden Zeichen des Morse-Codes oder die Stimmen seiner Amateurfreunde aus Asien oder Afrika, aus New York, San Franzisko oder Sao Paulo antworten. Er betreibt seinen Sport aus Liebe zur Sache, fernab gewerblicher oder politischer Ziele. Gesellschaftliche Unterschiede, Verschiedenheiten der Religion oder Rasse kennt er nicht.“

Nüchtern spricht das Gesetz über den Amateurlink vom 14. März 1949:

„Funkamateur ist, wer sich lediglich aus persönlicher Neigung und nicht in Verfolgung anderer, z. B. wirtschaftlicher oder politischer Ziele mit Funktechnik und Funkbetrieb befaßt.“

# Kurzwellensender mit Transistoren

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 9, S. 290

## Modulation

Bei Betrachtung von Bild 4 wird ersichtlich, daß Amplitudenmodulation eines Transistor-Oszillators wegen der damit verbundenen Frequenzänderungen eigentlich wenig sinnvoll ist. Eine Frequenzmodulation wäre dagegen mit sehr einfachen Mitteln durchzuführen, da man die Kollektorspannung oder den Kollektorstrom nur um geringe Beträge ändern müßte. Diese Modulationsart soll jedoch nicht weiter betrachtet werden, denn da aus verschiedenen Gründen meistens mit Quarzsteuerung gearbeitet wird, würde eine Frequenz- oder Phasenmodulation einen etwas größeren Aufwand erfordern.

Bei einem Quarz-Oszillator nach Bild 3 kann man nun Amplitudenmodulation durch Änderung der Kollektorspannung oder der Emitterspannung durchführen. Bild 8 zeigt die an einem solchen Oszillator aufgenommenen Modulationskennlinien. Bei Änderung der Kollektorspannung bricht die Modulationskennlinie bei Spannungen von 4...5 V ab, und zwar ist das etwas von der Einstellung des

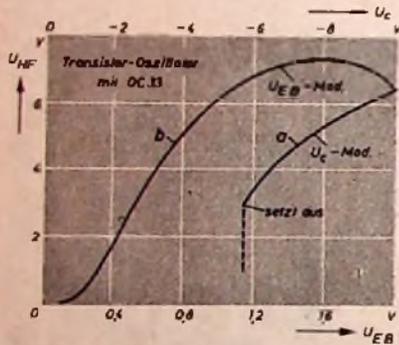


Bild 8. Modulationskennlinie eines Quarzoszillators mit einem Transistor OC 33 bei Kollektorspannungsmodulation und Emitterspannungsmodulation

Drehkondensators des Oszillator-Schwingkreises abhängig. Der Effekt wird leicht verständlich, wenn man Bild 4 betrachtet. Die Schwingkreisfrequenz ändert sich so stark, daß der Quarz schließlich außerhalb des Abstimmereichs zu liegen kommt. Mit einem Transistor OC 410 ist dieser Effekt jedoch wesentlich weniger ausgeprägt.

Die Kollektormodulation, die der Anodenmodulation bei einer Röhre entspricht, ist wegen der Spannungsgrenzdaten des Transistors unzuweckmäßig. Es wurde daher auch noch die Emitterspannung bzw. der Emittierstrom moduliert. Die Modulationskennlinie zeigt Kurve b im Bild 8. Besonders typisch für die Modulation von Transistorsendern sind der gekrümmte Verlauf und das Umbiegen der Modulationskennlinie oberhalb der maximalen HF-Spannung. Mit wachsender Emitterspannung nimmt schließlich die HF-Amplitude wieder ab, und die Schwingungen reißen plötzlich ab. Dies führt zu sehr unangenehmen Verzerrungen, da schon bei geringer Übersteuerung die Trägeramplitude wieder kleiner wird und schließlich aussetzt. Man muß daher die Modulationsamplitude sehr genau einstellen und einhalten, eventuell begrenzen. Wenn die Oberstrichleistung eines solchen Transistor-Oszillators etwa 32 mW ist, dann bleibt als Trägerleistung im Arbeitspunkt bei moduliertem Betrieb nur  $\frac{1}{3}$  davon, d. h. 8 mW.

An dem Sender mit Gegentakt-Endstufe (Bild 7) wurden ebenfalls Modulationskennlinien aufgenommen, und zwar wieder für Kollektormodulation und für Emitterspannungsmodulation (Bild 9). Die Kennlinie für Kollektormodulation (Kurve a) verläuft bis etwa 10 V sehr geradlinig und bricht dann plötzlich ab. Hier ist die maximale Spitzenspannung er-

rechnet sich genauso wie bei Röhrensendern. Für Kollektormodulation wird z. B. ein Betrag von der halben Kollektor-Eingangleistung als Modulationsleistung benötigt. Das sind immerhin 20...30 mW. Der Anpassungswiderstand errechnet sich aus den Eingangsdaten ( $R_{in} = U_c/I_c$  im Arbeitspunkt). Bei Emittiermodu-

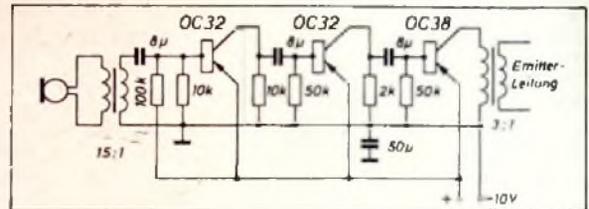


Bild 10. Schaltung eines Modulators

reicht; der Transistor schlägt durch. Das kann sehr leicht zur Zerstörung desselben führen. Diese Modulationsart ist daher für den praktischen Betrieb nur zu empfehlen, wenn Maßnahmen getroffen sind, die eine ganz scharfe Begrenzung der Modulationsamplituden bewirken.

Im Bild 9, Kurve b, ist die Modulationskennlinie bei Emitterspannungsmodulation dargestellt. Der Verlauf ist zwar nicht ganz so geradlinig wie bei der Kennlinie für Kollektormodulation, dafür ist die Gefahr der Zerstörung des Transistors bei zu großen Modulationsamplituden aber wesentlich geringer. Die Modulationskennlinie zeigt einen flachen, leicht abfallenden Verlauf bei Emitterspannungen zwischen -0,5 und 0 V. Aus dieser Kennlinie geht gleichzeitig hervor, daß der beste Wirkungsgrad der Gegentakt-Endstufe bei einer leichten negativen Vorspannung des Emitters liegt, d. h. also, wenn dieser in Sperrrichtung vorgespannt ist. Der Arbeitspunkt wird durch Einfügen eines geeigneten Widerstandes in die Emittierleitung eingestellt. Auch bei Emittierschaltung muß Vorsorge für eine Begrenzung der Modulationsamplituden getroffen werden, da sonst die gleichen Verzerrungen auftreten, wie sie bei der Modulation des Oszillators geschildert wurden.

Mit 2 x OC 410 kann im Arbeitspunkt der Modulation immerhin noch mit einer Trägerleistung von etwa 40 mW gerechnet werden. Das genügt, um mit einer Behelfsantenne mit Sicherheit mehrere 100 m zu überbrücken.

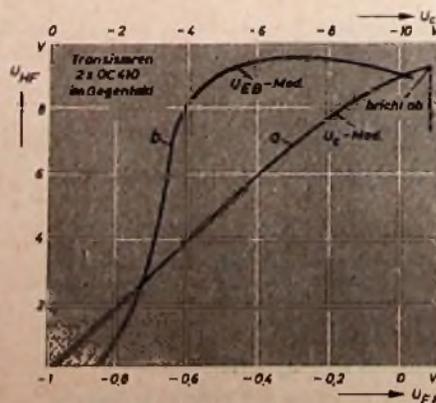


Bild 9. Modulationskennlinie einer Gegentakt-Endstufe mit Transistoren 2 x OC 410 bei Kollektorspannungs- und Emitterspannungsmodulation

lation ist der Anpassungswiderstand durch den Widerstand im Emittierkreis plus der Parallelschaltung der Eingangswiderstände der beiden Transistoren gegeben (20...50 Ohm). Der Leistungsbedarf kann durch Ablesen der benötigten Spannung aus der Modulationskennlinie ermittelt werden.

Bild 10 zeigt einen Modulator mit Transistoren. An den Eingang läßt sich ein Kristallmikrofon anschließen. Der Eingangstransformator (Labor Wennebostel, Dr. Sennheiser, Typ „TM 001“) hat ein Übersetzungsverhältnis 15:1. Der Modulationstransformator (Engel, Typ „TR 1“) ist 3,5:1 übersetzt und wird in die Emittierleitung eingeschaltet. Die Modulation ist klar und verständlich, jedoch muß man Obacht geben, daß keine Übersteuerung eintritt.

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Maiheft folgende Beiträge

**Verstärkerendstufen von Videokonferenzkameras**

**Neuer Photoelektronen-Vervielfacher für Szintillationszähler**

**Fernsehamera mit Spelcherröhre mit gekrümmter Kennlinie, Gesichtspunkte für Entwicklung und Betrieb**

**Arbeitspunkt und Aussteuerbereich von Video-Endstufen**

**Dielektrische und Ferritantennen**

**Frequenzkompressionsanlage zur Fernübertragung und Magnethandaufzeichnung von Radarbildern**

**Elektrodynamisches Relais für Sonderaufgaben in der Automation**

**Tagungen und Ausstellungen**

**Zeitschriftenauslese • Patentschau**

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

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

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

# »Kapameter«

Direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät mit großem Meßbereich und mittlerer Anzeigegenauigkeit für statische und Elektrolytkondensatoren

**Technische Daten**  
**Meßbereiche (Vollausschlag):**  
 100, 1000, 10000, 100000 pF  
 1, 10, 100, 1000 µF  
**Kleinster ablesbarer Wert:** etwa 0,5 pF  
**Meßgenauigkeit:** 1...1,5%  
**Meßspannung:** 15 V im 100-pF-Bereich,  
 1,5 V in allen anderen Bereichen  
**Skala:** linear, 50teilig  
**Zeigerweglänge:** etwa 100 mm  
**Bestückung:** ECC 81, C 250 c 40 E  
**Abmessungen:** 150 x 110 x 210 mm  
**Stromverbrauch:** 13 W

Bei den Kapazitätsmeßgeräten kann man drei Gruppen unterscheiden: Meßbrücken, HF-Resonanzmeßgeräte und Geräte, die auf einer Messung des Stromes durch den zu messenden Kondensator beruhen. Die ersten beiden Gruppen lassen bei sorgfältiger Dimensionierung recht hohe Meßgenauigkeiten zu, haben aber den Nachteil, daß sie keine direkte Anzeige des Meßwertes ermöglichen. Bei den Geräten der dritten Gruppe, deren Prinzipschaltung Bild 1 zeigt, ist die Meßgenauigkeit nicht so hoch, sie bieten aber die Annehmlichkeit, den Meßwert direkt an einer Instrumentenskala ablesen zu können, immerhin lassen sich auch Anzeigegenauigkeiten von etwa 1% erreichen. Allerdings geht ein durch mangelhafte Isolation der Kondensatorbelege bedingter Fehlerstrom direkt in die Anzeige ein und fälscht somit das Meßergebnis. Bei verdächtigen Kondensatoren ist deshalb eine vorherige Messung des Isolationswiderstandes zweckmäßig, wobei aber nur die Größenordnung wichtig ist. In den meisten Fällen wird man dazu mit einer Glühlampenanzordnung auskommen. Nach dem Prinzip von Bild 1 ist es schwierig, den Meßbereich über mehr als 3...4 Dekaden auszudehnen. Wenn man jedoch auf eine direkte Messung des kapazitiven Blindstromes

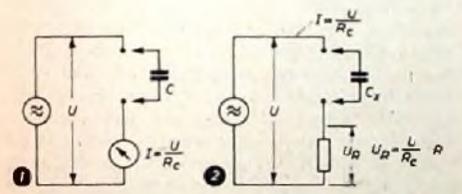


Bild 1. Meßprinzip des Gerätes  
 Bild 2. Abgeändertes Meßprinzip

verzichtet und statt dessen eine Spannungsmessung an einem in Serie mit dem zu messenden Kondensator liegenden Widerstand nach Bild 2 durchführt (unter bestimmten Bedingungen ist das zulässig), lassen sich neun Dekaden erfassen. Das bedeutet nicht weniger, als daß man mit einem einzigen Gerät Kondensatoren von 1 pF...1000 µF messen kann. Beim Selbstbau des hier beschriebenen Gerätes ist es von Vorteil, daß keine besondere Skala für das Meßinstrument zu zeichnen ist und daß zum Abgleich nur zwei Präzisionskondensatoren (100 und 1000 pF) erforderlich sind. Die Meßspannung ist niemals höher als 15 V. Bei der Schaltung nach Bild 1 ist der angezeigte Strom  $I = U/R_c$  (bei gleichblei-

bender Meßspannung und Frequenz) ein direktes Maß für die zu messende Kapazität, da

$$R_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (1)$$

Dieser einfache Zusammenhang gilt aber nicht mehr, wenn wie im Bild 2, ein Widerstand mit dem Kondensator in Reihe geschaltet ist, denn der kapazitive und der ohmsche Widerstand addieren sich nicht arithmetisch.

An die umschaltbaren Widerstände  $R_1 \dots R_9$  ist ein NF-Verstärker angeschlossen, an dessen Eingang etwa 100 mV liegen.

Der 0,2-Ohm-Widerstand für den 1000-µF-Bereich wurde im Mustergerät aus einigen Windungen passenden Widerstandsdrahtes selbst hergestellt<sup>1)</sup>.

Die übrigen Widerstände können fertig bezogen werden. Für den untersten Bereich wird nicht R erhöht, denn das würde eine höhere Anfälligkeit gegen Brummeinstreuungen be-

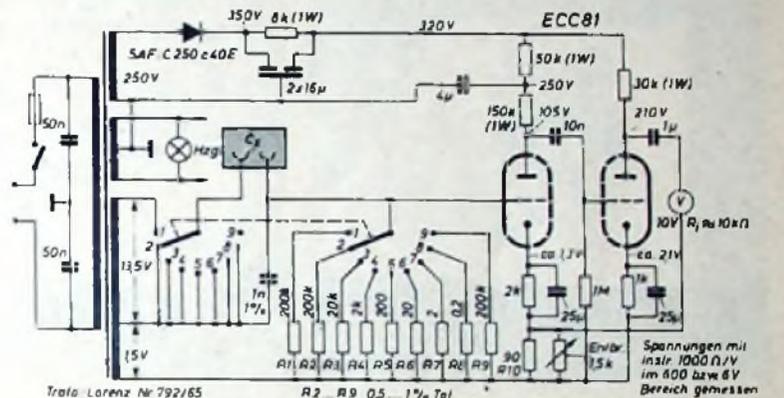


Bild 3. Schaltbild des „Kapometers“

Für den Gesamtwiderstand der Serienschaltung gilt

$$R_{ges} = \sqrt{R^2 + R_c^2} \quad (2)$$

und der durch die Serienschaltung fließende Strom wird

$$I = U / \sqrt{R^2 + R_c^2} \quad (3)$$

Soll nun  $R_{ges}$  praktisch nur von  $R_c$  bestimmt sein, so muß  $R_c$  in jedem nur möglichen Fall mindestens den zehnfachen Wert von  $R$  haben<sup>1)</sup>. Dann gilt wieder  $I = U/R_c$ . Die an  $R$  abfallende Spannung bestimmt sich nach dem Ohmschen Gesetz und ist, da  $I$  allein von  $R_c$  abhängig ist, ein direktes Maß für die Kapazität.

Bild 3 zeigt das Schaltbild des Gerätes. Das Verhältnis  $R_c/R$  ist zu 15:1 gewählt. Im Eingang des Gerätes liegt ein doppelter Stufenschalter mit neun Schaltstellungen in verlustarmer keramischer Ausführung (Mayr „A 129“ oder besser „A 129 n“). Die erste Schaltebene dient dazu, für jeden Meßbereich die passende Meßspannung, die einer besonderen Windung des Netztransformators entnommen wird, an die Serienschaltung von  $R_c$  und  $R$  anzulegen, während die zweite Ebene den erforderlichen Widerstand  $R$  einschaltet. Die Meßspannung ist (außer beim 100-pF-Bereich) immer 1,5 V. Es können also auch Elkos gemessen werden, die keine höhere Betriebsspannung als etwa 2 V aushalten. Für einfachere Prüfungen an Elektrolytkondensatoren ist keine zusätzliche Gleichspannung erforderlich<sup>2)</sup>.

deuten, sondern  $U$  auf 15 V vergrößert. In Schaltstellung 9 ist nur ein CR-Glied angeschlossen, das zum Abgleich und später zur Überprüfung der Eichung dient. Die Anzeigegenauigkeit hängt von der Toleranz der Werte  $R_2 \dots R_9$  ab; man sollte deshalb Meßwiderstände mit höchstens 1% Toleranz wählen.

Der Transformator muß auf allen Bereichen eine belastungsunabhängige Meßspannung liefern. Die Spannungsquelle für  $U$  muß deshalb so niederohmig wie möglich sein. Für die 1,5-V-Wicklung ist möglichst dicker Draht zu wählen; der Kern soll überdimensioniert sein, und schließlich muß auch die Primärwicklung möglichst dickdrähtig sein, da sich ihr Verlustwiderstand auf die Sekundärseite transformiert. Die 13,5-V-Wicklung ist dagegen ziemlich unkritisch, da hier nur Ströme von weniger als 1 mA fließen. Als Kern genügt in Anbetracht der sonst nur geringen Leistung ein M 65-Kern. Um Schwierigkeiten aus dem Wege zu gehen, empfiehlt es sich aber, einen passenden Trafo fertig zu beziehen („792/65“ der Transformatorfabrik G. u. R. Lorenz, Roth bei Nürnberg).

Der zweistufige NF-Verstärker ist mit der Doppeltriode ECC 81 bestückt. Das Siebglied von 50 kOhm, 4 µF im Anodenkreis der ersten Triode verhindert Brummstörungen.

Die zweite Stufe arbeitet als Stromverstärker. Zur Gegenkopplung wird der Instrumentenstrom regelbar in die Katode der ersten Röhre

1) Entweder wird bei bekanntem Drahtmaterial die erforderliche Drahtlänge aus der Formel

$$l = \frac{R \cdot q}{\rho}$$

( $R$  = geforderter Widerstand,  $q$  = Drahtquerschnitt,  $\rho$  = spezifischer Widerstand) berechnet oder aber der Widerstand von 1 m Draht gemessen und

$$l = \frac{R}{R_{(1m)}}$$

bestimmt.

1) Setzt man beispielsweise  $R = 1$  Ohm und  $R_c = 10$  Ohm, dann ist die Summe ihrer Quadrate 101. Da  $\sqrt{101} = 10,05$  und  $\sqrt{100} = 10$  ist, ist der Fehler nicht groß.

2) Obwohl hier die Niedervoltelkos nur mit Wechselspannung belastet werden, treten keine Beschädigungen der Elkos auf.

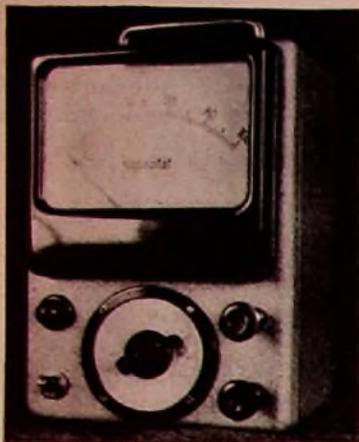


Bild 4.  
Gesamtansicht  
des Meßgerätes

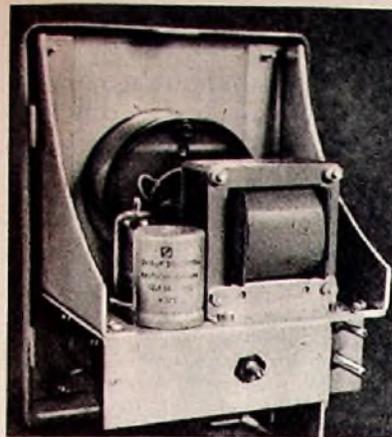


Bild 5.  
Chassisansicht

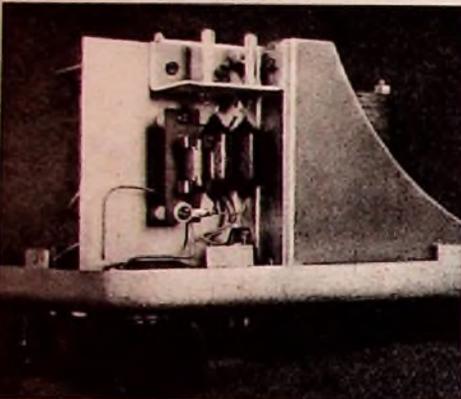
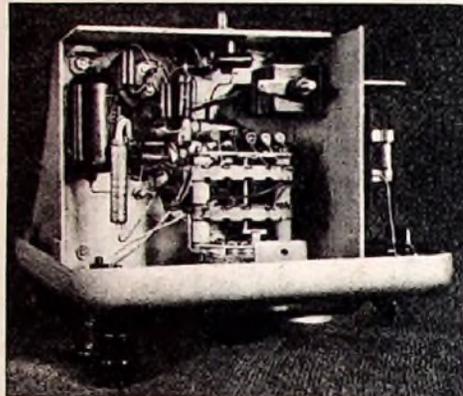


Bild 6.  
(unten links) Blick  
in den Verdrahtungsraum  
Bild 7:  
(unten rechts) Unteransicht  
des  
Gerätechassis



eingespeist. Die Gegenkopplung und somit die Verstärkung lassen sich mit einem 1,5-kOhm-Drahtentbrummer, der parallel zu  $R_{70}$  liegt, für die spätere Eichung recht feingängig einstellen. Um ein eventuelles Auswechseln von  $R_{70}$  zu ersparen, kann dieser auch als 100-Ohm-Regler ausgebildet werden.

Die ECC 81 hat recht kurze Kennlinien. Die Verstärkung für kleinere Amplituden ist deshalb höher als für große. Dies läßt sich aber vorteilhaft ausnutzen. Es ist nämlich durch entsprechende Wahl von  $R_k$  der zweiten Röhre ein Punkt zu finden, bei dem die Verstärkung bei kleineren Amplituden um so viel größer ist, daß die durch den Instrumentengleichrichter bedingte Nichtlinearität der Instrumentenskala (die Anfangswerte sind etwas zusammengedrängt) gerade kompensiert wird. Daraus resultiert eine gleichmäßige Skalenteilung; das erleichtert die Ablesung der Anfangswerte.

#### Liste der wichtigsten Bauteile (Bezug über den Fachhandel)

- |   |                                     |
|---|-------------------------------------|
| 1 Stahlblechgehäuse „15 a“  | (Leitner)                           |
| 1 Netztransformator „702/65“  | (G. u. R. Lorenz, Roth b. Nürnberg) |
| 1 Selengleichrichter C 250 c 40 E   | (SAF)                               |
| 1 Doppelrelko 2X16 $\mu$ F/350 V  | (NSF)                               |
| div. Rellekos nach Schaltbild   | (NSF)                               |
| 1 keramischer Umschalter „A 129 n“  | (Moyr)                              |
| div. Widerstände nach Schaltbild  | (Stemag)                            |
| div. Rollkondensatoren nach Schaltbild  | (Wima)                              |
| 1 Entbrummer 1,5 kOhm   | (Preh)                              |
| 1 Novalsockel mit Gabelledern   | (Preh)                              |
| 1 Skala, unbedruckt, „AS 70“  | (Großmann)                          |
| 1 Meßinstrument „Wpx 2“, 10 V, Skala 50teilig, jedoch gleichmäßig unterteilt (Eichung auf Endausschlag) | (Gossen)                            |
| 2 Steckerschnellklemmen   | (Schützinger)                       |
| 1 Glühlampen-Einbaufassung  | (Schützinger)                       |
| 1 Ausschalter   | (Schützinger)                       |
| 2 Steckerstifte   | (Hirschmann)                        |
| 1 Flachstecker mit Gegenkupplung  | (Hirschmann)                        |
| 5 m isolierter Schaltdraht 0,5 mm „T 3“   | (Iayntho)                           |
| 1 Röhre ECC 81  | (Telefunken)                        |

Die Netzgleichrichtung erfolgt in Einwegschaltung mit einem Selengleichrichter. Zur Siebung sind 2X16  $\mu$ F/350 V ausreichend. Da beide Meßbuchsen „hoch“ liegen, erwies sich eine primärseitige Netzsymmetrierung als zweckmäßig; es genügen 2X50 nF.

#### Der Aufbau

Der Aufbau erfolgt in einem handelsüblichen Stahlblechgehäuse (Leitner „15a“), das, um Platz zu sparen, hochkant verwendet wird. Bild 4 zeigt eine Gesamtansicht des Gerätes. Rechts vom Bereichschalter sind die Anschlüsse für den Prüfling. Im Mustergerät fanden hierfür zwei Einbau-Schnellklemmen von Schützinger (Typ für isolierten Einbau) Verwendung; sie sind wegen ihrer Druckklemmen zweckmäßig und besonders für kleine Serienprüfungen gut geeignet. Die Schalterskala (Großmann „AS 70“) ist mit einem Preßstoffring und Zellonscheibe versehen.

Der Aufbau des Chassis erfolgt in Bankform. Die „Bank“ wird von zwei Seitenkonsolen gehalten, die ihrerseits an den Montageschrauben des Instrumentes befestigt sind. Auf der Vorderseite des Gerätes sind keine Schrauben sichtbar. Ein Trennblech teilt den Chassisraum in zwei Hälften. Die Netzzuleitung erfolgt über zwei auf einem Winkel befestigte Steckerstifte und eine Hirschmann-Flachkupplung.

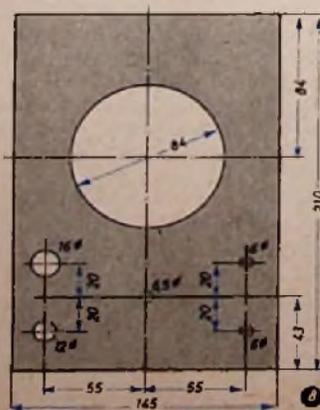
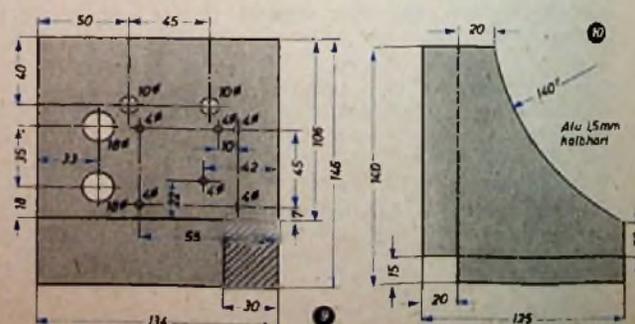


Bild 8. Maß- und Lageplan der Frontplatte. Bild 9. Maß- und Lageplan des Chassis. Bild 10. Maßplan der Seitenkonsolen



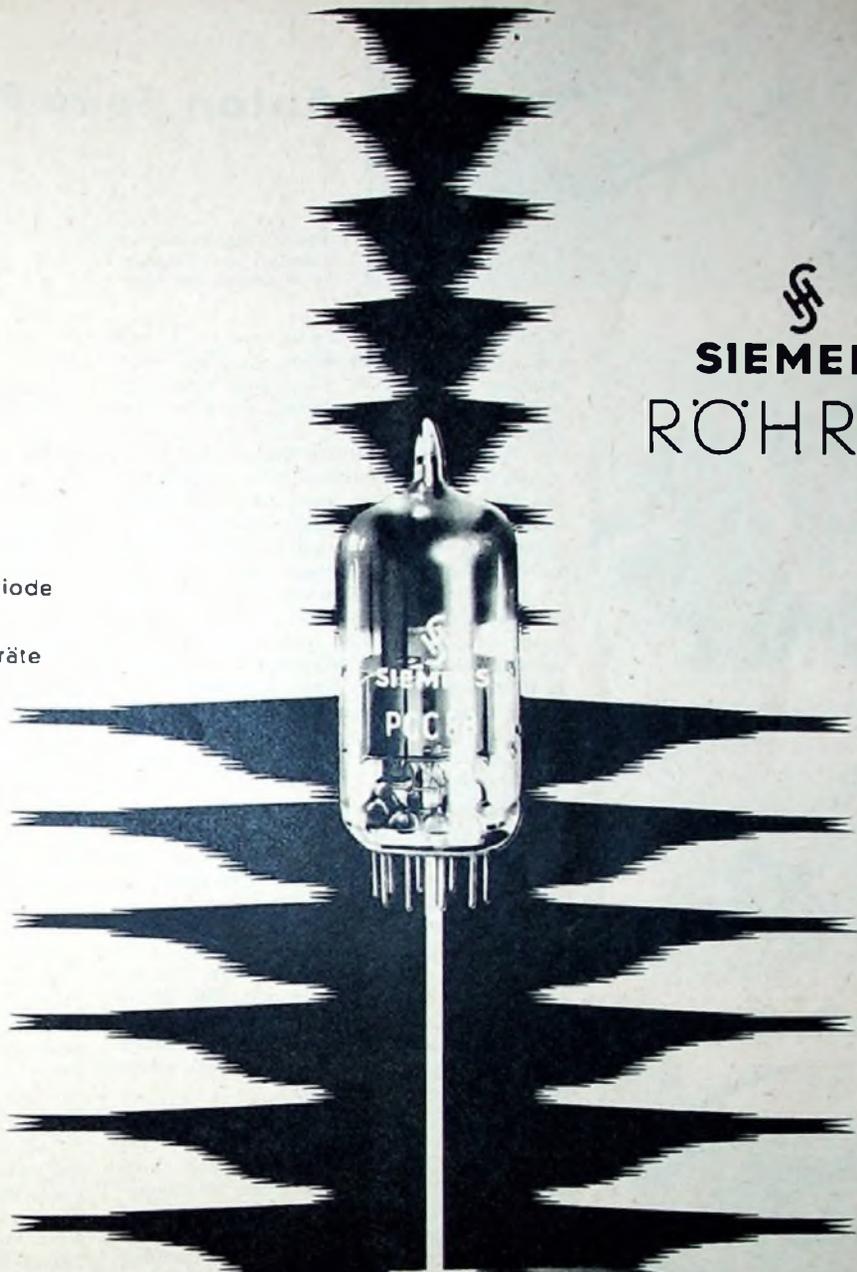
#### Die Eichung

Zur Eichung ist außer dem eingebauten 1000-pF-Normalkondensator lediglich noch ein genauer Kondensator von 100 pF erforderlich. Am geeignetsten sind hierfür Glimmerkondensatoren, jedoch kommt man auch mit keramischen Ausführungen gut aus. Zunächst ist der 1,5-kOhm-Regler auf großen Widerstandswert, also kleinste Verstärkung einzustellen. Nach Überprüfung der Gleichspannungspotentiale wird auf Schaltstellung 9 geschaltet und der 1,5-kOhm-Regler so weit zurückgedreht, bis gerade Vollausschlag erreicht ist. Unter Umständen ist hierbei  $R_{70}$  auszuwechseln; es sei denn, man hat an seine Stelle einen 100-Ohm-Regler zur Grobeinstellung eingebaut. Je nach Genauigkeit der Widerstände  $R_2 \dots R_9$  stimmen dann die Bereiche 2 bis 8 überein. Nun ist noch Bereich 1 (100 pF) zu justieren. Da es schwierig ist, Trafowicklungen auf Bruchteile eines Volt genau zu wickeln, wird durch Verändern von  $R_1$  abgeglichen. An die Meßbuchsen wird hierzu der 100-pF-Normalkondensator angeschlossen und  $R_1$  so lange verändert, bis wieder Vollausschlag erreicht ist. Ein kleiner Restausschlag von etwa einem halben Skalenteil rührt — sorgfältigen Aufbau vorausgesetzt — nicht von einer Brummeinstreuung, sondern vielmehr von der Kapazität der beiden Meßbuchsen zueinander her und ist zu vernachlässigen; außerdem kann diese Restkapazität wegen der linearen Skala bequem vom Meßwert abgezogen werden. Letzteres gilt auch von der Kapazität eventueller Zuleitungen zum Prüfling. Ob der Restausschlag von einer Brummeinstreuung oder von der Kapazität der Meßbuchsen herrührt, läßt sich leicht feststellen, indem man auf Bereich 2 (1000 pF) schaltet. Verschwindet hier der Ausschlag, so rührt er von der Klemmenkapazität her, sonst handelt es sich um eine echte Brummeinstreuung.

  
**SIEMENS**  
**RÖHREN**

## PCC 88

die rauscharme Doppeltriode  
für die Eingangsstufe  
hochwertiger Fernsehgeräte

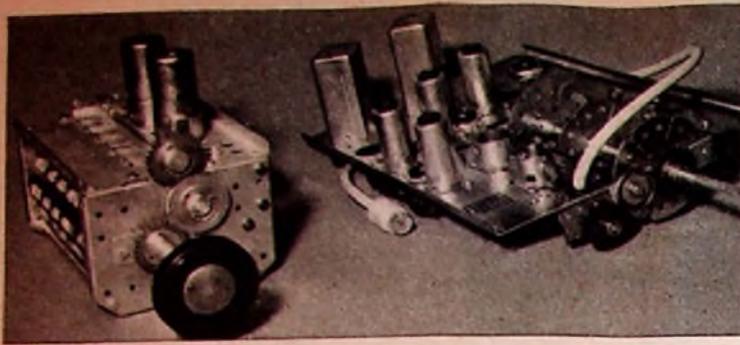


Die Doppeltriode PCC 88 ist eine Fernseh-Spanngitterröhre, bei der ein 0,008 mm dünner, nicht formhaltender Gitterdraht mit großer Spannung auf einem festen Rahmen aufgewickelt ist. Damit ergibt sich zwischen Gitter und Kathode ein Abstand von nur etwa 0,05 mm. Aus diesem kleinen Abstand resultieren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



SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT  
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

80 16



# Salon de la Pièce Détachée Paris 1957

Bild 1. Kanalwähler von Metallo und Fernseh-HF-ZF-Chassis von Alvar

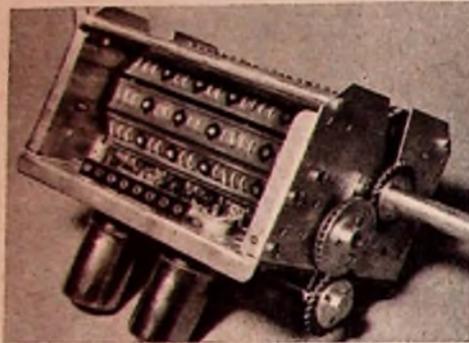


Bild 2. Innenansicht des Kanalwählers von Metallo

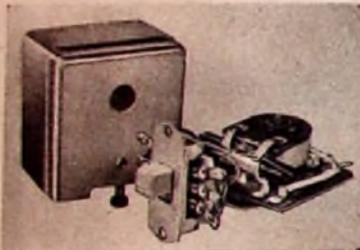


Bild 3. Trennfilter für zweisprachiges Fernsehen von Oréga



Bild 4. Fernseh-Service-Generator der Firma Radio-Contrôle

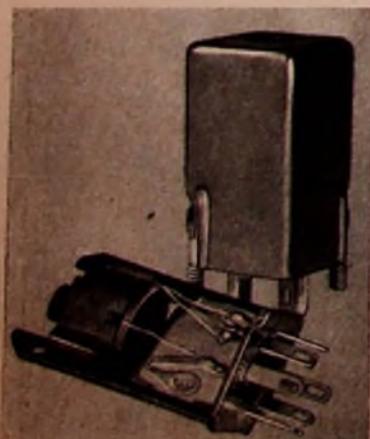


Bild 5. Zwischenfrequenzkreis für Transistorenempfänger von Oréga

Bild 6. Hochtonlautsprechergruppe von Audax

Bild 7 (rechts außen). Dieser Lautsprecher von Ge-Go hat eine zweite Schwingspule zur Entnahme einer Gegenkopplungsspannung

Vom 29. März bis 2. April fand in diesem Jahr die große französische Einzelteil-Ausstellung in Paris statt. Die stetige Weiterentwicklung schien in den letzten Jahren nur dem Spezialmaterial gedient zu haben; man gab sich Mühe, die Einzelteile besonderen Anforderungen, wie Lebensdauer, Klimafestigkeit und Schüttelsicherheit, anzupassen. Diese Entwicklung kam jedoch hauptsächlich nur den Herstellern von kommerziellen Geräten zugute; die Rundfunkindustrie mußte sich bisher aus Preisgründen mit „klassischem“ Material begnügen, das in den vergangenen Jahren kaum weiterentwickelt wurde. Auf der letzten Ausstellung zeichnete sich aber eine neue Tendenz ab: Das Spezialmaterial rückt anscheinend etwas in den Hintergrund, und man beginnt, die Erkenntnisse der letzten Jahre auch auf die für das große Publikum bestimmten Einzelteile anzuwenden.

Fernsehempfänger werden fast nur noch mit Kanalwählern geliefert; viele Gerätefabrikanten beziehen ihre HF-ZF-Chassis fertig von den Spulenspezialisten. Bild 1 zeigt rechts ein solches Chassis von Alvar. Der darin enthaltene Kanalwähler für sechs Frequenzen ist von bestechender Einfachheit. Links daneben sieht man einen neuen Kanalwähler von Metallo, den Bild 2 nochmals von innen zeigt. Dieses Modell ist den in Deutschland üblichen schon ähnlicher, obwohl im Aufbau des Fernseh-Kanalwählers einfachere Lösungen oft bevorzugt werden.

In den französischen Kolonien werden Fernsehprogramme zweisprachig gesendet. Die beiden Tonsignale werden dann auf einem Kanal mit Impulshöhenmodulation übertragen; die Impulsfrequenz ist gleich der Zeilentfrequenz. Den sendereitig benötigten Modulationsumformer stellt SIDER her; der im Bild 3 gezeigte „Décodeur“ von Oréga läßt erkennen, daß der empfangsseitige Aufwand nicht sehr groß ist.

Unter dem reichhaltigen Angebot an Meßgeräten für den Fernseh-Service fiel besonders das Gerät „Minimire“ von Radio-Contrôle (Bild 4) auf (Abmessungen 10×17×18,5 cm; Gewicht 3,7 kg); es erzeugt ein Video-, ZF- oder HF-Signal auf 625 oder 819 Zeilen mit Positiv- oder Negativ-Modulation in Form von horizontalen, vertikalen oder gekreuzten Balken. Die Zahl der Balken kann zwischen 2 und

25 geändert werden; der überstrichene Frequenzbereich reicht von 19 bis 225 MHz.

Völlig in Frankreich hergestellte Metallpapierkondensatoren sah man bei LCSM. Diese Firma verwendet eine Zinkmetallisation, im Gegensatz zu dem bisher bekannten Papier mit Aluminium-Leitschicht englischer Herkunft. CAPA zeigte Styroflex-Kondensatoren von 5 mm Durchmesser und 12 mm Länge bei 650 pF; wirklich kleine Elektrolytkondensatoren für Transistorgeräte waren dagegen nur als Importartikel zu sehen. Die Potentiometer sind wieder etwas kleiner geworden; für diese Miniaturmodelle benutzt man meist eine 4-mm-Achse. Spulensätze für Transistorempfänger wurden von Vidéon, Cicor und Oréga (Bild 5) angeboten.

Auf dem Gebiete der Elektroakustik waren Plattenspieler mit vier Geschwindigkeiten die auffallendste Neuheit; sie wurde von fast allen einschlägigen Firmen aufgegriffen. Für Kraftwagen-Lautsprecher verwendet Audax jetzt Ferritmagnete von 15 000 Gauss. Eine Hochtonlautsprechergruppe mit fächerförmiger Abstrahlung derselben Firma zeigt Bild 6.

Neben Lautsprechern von 7 cm Membrandurchmesser mit Ferritmagnet sah man bei Audax auch Modelle für Heimgeräte mit eisenloser Endstufe. Die Impedanz der in Kreuzwicklung hergestellten Schwingspule ist 800 Ohm. Ein Niederfrequenz-Meßplatz wurde von LEA ausgestellt; er enthält einen Verzerrungsmesser, ein Psophometer, ein Dezibelmeter, ein regelbares Dämpfungsglied, einen Impedanzmesser und einen Signalgenerator 20 Hz ... 20 kHz.

LIE stellte Einzelteile und Meßgeräte für die Niederfrequenztechnik aus, darunter Miniaturtransformatoren für Transistorgeräte, Oktavfilter, Millivoltmeter und Frequenzmesser. Ein Lautsprecher von Ge-Go (Bild 7) hat eine Antriebs-Schwingspule im hinteren Magnetkopf, vor der Membrane befindet sich eine zweite Schwingspule, an der man eine Gegenkopplungsspannung für den Verstärker abnehmen kann.

Auf dem Gebiete der Halbleiter war wenig Neues zu sehen. NF-Transistoren geringer Leistung werden jetzt serienmäßig von verschiedenen Firmen hergestellt; die Serienfertigung von Leistungs- und HF-Transistoren macht aber offenbar immer noch Schwierigkeiten. H. S.



# Einheitliche Begriffe und Maßeinheiten für Elektronenstrahl-Oszillografen

## Vorschlag

Um den uneinheitlichen Begriffen und auch unzulänglichen Leistungsangaben in den bisherigen Veröffentlichungen über Elektronenstrahl-Oszillografen zu begegnen, sind die im Arbeitskreis Oszillografen der Fachabteilung „Elektr. Meßtechnik“ des ZVEI zusammengeschlossenen Firmen übereingekommen, einheitliche Begriffe und Maßeinheiten für Elektronenstrahl-Oszillografen anzuwenden, die zunächst in der nachstehenden Übersicht zusammengestellt und erklärt sind. Ihre allgemeine Verwendung wäre nach Ansicht des Arbeitskreises wünschenswert.

Begriff	Maßeinheit	Kommentar
<b>1. Elektronenstrahlröhre</b>		Angabe des Röhrentyps
a) Schirmdurchmesser	cm	Zur Kennzeichnung wird der Schirmdurchmesser in cm, der Planschirm durch p, der gewölbte Schirm durch w angegeben. Die nutzbare Schirmfläche ist den Daten der Röhrenhersteller zu entnehmen
b) Leuchtfarbe		Leuchtfarbe und Nachleuchten sind für die Normalausführung anzugeben
c) Mittlere Nachleuchtdauer	sehr kurz kurz mittel lang sehr lang	
d) Anodenspannung	V	Spannung zwischen Katode und derjenigen Elektrode der Elektronenstrahlröhre, die etwa auf dem Potential der Ablenkplatten liegt
e) Gesamtbeschleunigungsspannung	kV	Spannung zwischen Katode und Bildschirm. Sie ist maßgebend für die Bildhelligkeit. Nachbeschleunigung ist die von der Elektrode nach Ziff. 1d bis zum Schirm durchlaufene Spannung
f) Ablenkfaktor für Y-Richtung	V/cm	Die für 1 cm Strahlauslenkung an den Y- oder X-Platten notwendige Spannungsänderung
g) Ablenkfaktor für X-Richtung	V <sub>se</sub> /cm	
<b>2. Y-Verstärkung</b>		Angabe der Art des Verstärkers, z. B. Gleichspannungsverstärker, Wechselspannungsverstärker
a) Ablenkfaktor	mV <sub>eff</sub> /cm	Die für 1 cm Strahlauslenkung notwendige Eingangsspannung bei voller Verstärkung
b) Frequenzbereich	Hz	In dem angegebenen Frequenzbereich soll die Verstärkung nicht mehr als um 3 dB (etwa 30%) von der mittleren Verstärkung abweichen
c) Abschwächer Stufen stetig		Spannungsteiler oder sonstige Einrichtungen zur Verstärkungsänderung
d) Eingangsimpedanz	MΩ    pF	Belastung des Meßobjektes durch den Verstärkereingang
e) Anstiegszeit	μs	Die Zeit, die der Verstärker benötigt, um der Amplitude eines idealen Rechtecksprunges von 10 bis 90% zu folgen
f) Oberschwingen	%	Oberschwingen über das Dach eines Rechteckimpulses
g) Dachhöhe bei 10 ms Dachlänge	%	Verhältnis von Dachabfall zu Rechteckhöhe
h) Linearitätsabweichung	%	Änderung des Ablenkfaktors bei 75% des Aussteuerbereiches gegenüber dem Ablenkfaktor bei einer Aussteuerung von 25%, gültig im mittleren Frequenzbereich
Aussteuerbereich	cm	Schirmamplitude
Vergrößerung	-fach	Innerhalb des zulässigen Aussteuerbereiches
i) Tastkopf		Angabe der Art des Tastkopfes, z. B. Tastspitze, Tasttrichter (Gleichrichter mit Kondensator zur Demodulation eines Trägers, Frequenzbereich sollte möglichst angegeben werden), Tastteiler (Breitbandspannungsteiler), Tastverstärker (Vorverstärker)
k) Signalverzögerung	μs	Angabe, ob eine Verzögerungseinrichtung (LC-Kette oder Kabell) eingebaut ist und welche Verzögerung diese bewirkt
l) Eichspannung	V <sub>eff</sub>	Angabe der Eichspannung und ihrer Genauigkeit.

Fortsetzung auf Seite 341



Das neue umschaltbare

TELEFUNKEN

„Magnetophon“ KL 65 S

naturgetreu — wie ein Spiegelbild

Bandsparende Spieldauer

bis zu 3 Stunden ·

Überraschend hohe Tonqualität

auch bei 4,75 cm/s ·

Qualitätsmerkmale, die

Ihr Geschäft noch stärker fördern



Tischausführung  
einschl. Tonleitung  
DM 469,-

Kofferausführung  
einschl. Tonleitung  
DM 598,-

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung des Urheber oder deren Interessen-Verrückungen, wie zum Beispiel GEMA, Bühnenverlage, Verleger usw., gestattet.

*jetzt mit 2 Geschwindigkeiten*

Wer Qualität sucht —  
findet zu

TELEFUNKEN

# Meßgerät zur Bestimmung von

# Antennen-Impedanzen

Wenn man am Fußpunkt einer betriebsfertigen Sende- oder Empfangsantenne die wirksame Impedanz oder den komplexen Leitwert  $Y_x$  ermitteln will, muß man mit einer hochfrequenten Meßspannung arbeiten deren Frequenz annähernd der Arbeitsfrequenz entspricht. Gleichzeitig sind aber bei der Messung alle anderen an der Antenne entstehenden Spannungen, die etwa durch benachbarte Störquellen oder stärkere Rundfunksender induziert werden können, auszuschalten. Der Meßkreis muß daher mit sehr guter Selektivität auf die Meßspannung ansprechen und darf die von der Frequenz der Meßspannung abweichenden Störfrequenzen nicht berücksichtigen.

Für eine einigermaßen genaue Bestimmung der Antennen-Impedanz sind also recht strenge Anforderungen an die Meßanlage zu stellen. Trotz des verhältnismäßig geringen Aufwandes sollen sich aber mit dem nachstehend beschriebenen Gerät hohe Meßgenauigkeiten erreichen lassen. Das Prinzip, nach dem der komplexe Leitwert  $Y_x$  der Antenne gefunden wird, sei an Hand von Bild 1

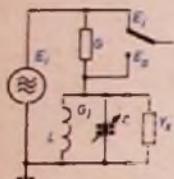


Bild 1. Grundprinzip der Schaltung zum Messen komplexer Leitwerte

erläutert. Ein zu dem Meßgerät gehörender kleiner HF-Oszillator erzeugt die Meßspannung  $E_0$  der gewünschten Frequenz. An dieser Spannung liegt die Serienschaltung eines bekannten reellen Leitwertes  $G$  mit einem abstimmbaren Parallelschwingkreis  $L, C$ . Wenn der Schwingkreis mit der Meßfrequenz in Resonanz ist, stellt er einen ebenfalls reellen Leitwert  $G_1$  dar. Mißt man jetzt mit einem Röhrenvoltmeter sowohl die an den hintereinandergeschalteten Leitwerten  $G$  und  $G_1$  liegende Spannung  $E_1$ , als auch die Spannung  $E_0$ , die am Schwingkreis auftritt, dann läßt sich  $G_1$  leicht aus der Gleichung

$$\frac{E_0}{E_1} = \frac{G}{G + G_1} \quad (1)$$

ausrechnen

Jetzt wird der unbekannte komplexe Leitwert  $Y_x = G_x + jB_x$  parallel zu dem auf die Meßfrequenz abgestimmten Schwingkreis  $L, C$  geschaltet. Um den dadurch verstimmteten Schwingkreis wieder in Resonanz zu bringen, muß sein in Kapazitätswerten geeichter Kondensator  $C$  aus der ursprünglichen Einstellung  $C_1$  auf den Kapazitätswert  $C_2$  gebracht werden. Dann ergibt sich für  $B_x$  der Wert

$$B_x = 2\pi f (C_2 - C_1) \quad (2)$$

Darin ist  $f$  die Meßfrequenz. Außerdem bestimmt man noch einmal das Spannungsverhältnis  $E_0/E_1$ , aus dem man nach (1) die Größe  $(G + G_x)$  und daraus auch  $G_x$  ausrechnen kann, wenn  $G_1$  vorher ermittelt wurde. Auf diese Weise lassen sich also der reelle und der imaginäre Anteil des komplexen Leitwertes messen bzw. berechnen.

Die Selektivität (und damit die Meßgenauigkeit) dieser einfachen Grundschaltung hängt von der Resonanzschärfe des Schwingkreises  $L, C$  ab die

jedoch auch im günstigsten Fall für den vorliegenden Zweck unzureichend ist. Die erforderliche Trennschärfe des Meßgerätes läßt sich aber ohne große Schwierigkeiten dadurch erreichen, daß man das Röhrenvoltmeter zur Messung von  $E_1$  und  $E_0$  mit einem sogenannten Homodyn-Demodulator ausrüstet. Dieser besteht aus einer Diode oder zwei im Gegentakt arbeitenden Dioden, die der die Meßspannung erzeugende Oszillator periodisch schaltet. Die Dioden erhalten also gleichzeitig die Meßspannung  $E_1$  und die am Meßkreis abgenommene, zu messende Spannung. Beide Spannungen müssen gleichphasig an den Dioden liegen. Ist die Amplitude der die Dioden schaltenden Oszillatorspannung groß gegen die Amplitude der zu messenden Spannung  $E_0$ , so ist der Ausgangsstrom des Demodulators der Amplitude von  $E_0$  proportional.

Wird dem Demodulator ein Tiefpaßfilter nachgeschaltet, dann bestimmt die obere Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters die Bandbreite des Demodulators. Wenn man nur die Gleichstrom-Komponente der Demodulator-Ausgangsspannung ausliest und mißt, läßt sich praktisch eine Bandbreite von etwa 1 Hz erreichen, so daß alle Störfrequenzen wirksam unterdrückt werden können. Bild 2 zeigt das vereinfachte Blockbild und Bild 3 das vollständige Schaltbild des Meßgerätes. Das Gerät enthält einen abstimmbaren Oszillator ( $Ro 1a$ ) für den in zwei Bänder unterteilt und mit  $S_1$  wahlweise einschaltbaren Frequenzbereich 100 kHz ... 1 MHz. An den Oszillator schließt sich ein Katodenverstärker  $Ro 1b$  an, an dessen Ausgang die Oszillatorspannung  $E_0$  abgenommen wird. Die Oszillatorspannung  $E_0$  gelangt gleichzeitig zum Eingang des Meßkreises und zum Demodulator. Der Meßkreis besteht aus zwei Präzisionswiderständen von 10 bzw. 100 kOhm, die als Ver-

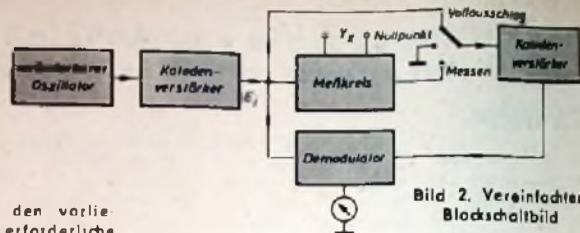


Bild 2. Vereinfachtes Blockschaltbild

gleichleitwerte  $G$  (s. Bild 1) dienen und durch  $S_2$  eingeschaltet werden können. Dadurch ergeben sich zwei Meßbereiche. In Reihe mit  $G$  liegt der abstimmbare Schwingkreis  $L, C$ , dem der zu messende Leitwert  $Y_x$  parallelgeschaltet wird.

Um eine unzulässige Belastung des Meßkreises zu vermeiden, durchläuft die zu messende, am Schwingkreis  $L, C$  auftretende Spannung  $E_1$  zunächst den Katodenverstärker  $Ro 2b$  und gelangt dann zu dem eigentlichen Demodulator  $Ro 3$ , einer Doppeldiode 6H6, deren Diodenstrecken antiparallel geschaltet sind. An den beiden anderen Elektroden von  $Ro 3$  liegt die unmittelbar vom Oszillator kommende und die periodische Schaltung der Diodenstrecken bewirkende Spannung  $E_0$  so, daß jede Diodenstrecke gegenphasig zur anderen geschaltet wird. Die Erzeugung dieser beiden gegenphasigen Spannungen erfolgt in der Phasenumkehrrohre  $Ro 2a$ , deren Steuergitter mit dem Oszillatorkreis verbunden ist. Durch das Milliampereometer (Meßbereich 0 bis 0,2 mA) fließt ein Gleichstrom, der in der Stellung „Messen“ des Schalters  $S_3$  der am Schwingkreis  $L, C$  liegenden Spannung proportional ist. In der mittleren Stellung „Nullpunkt“ schließt  $S_3$  den Eingang von  $Ro 2b$  kurz und der Nullpunkt des Milliampereometers kann dann mit dem Abgleichpotentiometer  $R_6$  eingeregelt werden. In der Stellung „Vollausschlag“ liegt die volle Oszillatorspannung  $E_0$  am Eingang des Demodulators, und das Milliampereometer läßt sich mit  $R_1$  auf Vollausschlag einstellen.

(Nach Crombie, D. D. Selective admittance measuring set for use at medium frequencies. Electronic & Radio Engineer Bd 34 (1957) Nr. 1, Seite 11)

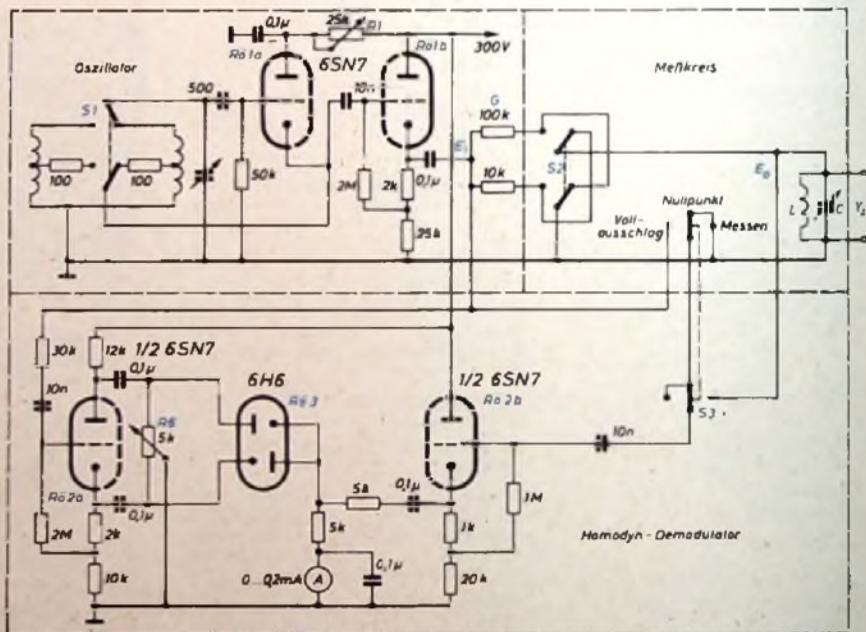


Bild 3. Schaltbild des Impedanz-Meßgerätes

Wenn Gla: dann PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

Begriff	Maßeinheit	Kommentar
<b>3. X-Verstärkung</b>		Angaben wie gemäß Ziffer 2 für Y-Verstärkung
<b>4. Zeitablenkung</b>		Angabe der Art der Zeitablenkung, z. B. selbstschwingende, gesteuerte (getriggerte) und einmalige Zeitablenkung
a) Frequenz	Hz	Anzahl der Zeitlinienabläufe pro Sekunde bzw. Millisekunde eines selbstschwingenden Kippgerätes
b) Zeitmaßstab	s/cm	An Stelle oder neben der Frequenz kann der Zeitmaßstab angegeben werden, der für die zeitliche Auflösung des Meßvorganges bestimmend ist
c) Eichung	s oder Hz	Angabe der Eichzeiten oder Eichfrequenzen und ihrer Genauigkeit
<b>5. Triggerung</b>		Gesteuerte Zeitablenkung, bei der jeder einzelne Ablenkvorgang zwangsweise in regelmäßiger oder unregelmäßiger Folge ausgelöst wird
a) Folgefrequenz	Hz	Frequenzbereich, in dem Triggerung möglich ist
b) Empfindlichkeit extern	V	Erforderlicher Spannungswert (Polarität) zur Fremd-Synchronisierung oder -Triggerung (hierzu kann auch der Frequenzbereich angegeben werden)
c) Empfindlichkeit intern	cm	Erforderliche Mindestbildhöhe zur Synchronisierung oder Triggerung durch die Signalspannung
d) Eingangsimpedanz	MΩ    pF	Belastung der Signalquelle durch die Synchronisier- oder Trigger-Eingangsschaltung
<b>6. Röhren</b>		Angabe der Röhrenbestückung

## Von Sendern und Frequenzen

### Deutschland

Der Südwestfunk beabsichtigt, auf dem Causberg bei Bad Kreuznach einen fernsehumsender für das mittlere Nahetal zu errichten. Vom Südwestfunk wird bei Kröv an der Mosel und vom Westdeutschen Rundfunk auf dem Bialstein im Teutoburger Wald je ein Versuchssender mit 0,4 (0,08) kW im Band IV betrieben.

Im Auftrage des Bayerischen Rundfunks lieferte und errichtete die Firma Kothrein eine FS-Umsetzeranlage auf dem 1650 m hohen Rauschberg bei Ruhpolding in Oberbayern. Mit einer scharfbündelnden Richtantenne wird das Programm des Senders Wendelstein im Kanal 10 empfangen. Ein Kleinst-Umsetzer (hergestellt vom SWF) transponiert auf Kanal 6. Die Sendecantenne besteht aus drei Viererfeldern für das FS-Band III. Abgestrahlt wird der Kanal 6 mit vertikaler Polarisation in Richtung Ruhpolding. Ein Versuchsbetrieb wurde Ostern aufgenommen.

Infolge der Umstellung der Fernsehsender in der DDR auf die CCIR-Norm ist es möglich, das Programm des „Deutschen Fernsehfunks“ auch in größeren Gebieten Westdeutschlands zu empfangen. Ein Berliner Fernsehsender (Standort in Nähe Köpenick), der auf Kanal 5 arbeitet, ist in einem großen Teil Westberlins einwandfrei aufzunehmen. Sendungen des Fernsehsenders Brocken wurden unter anderem gut in Wolfsburg, Gilhorn, Hildesheim, Einbeck und Northeim einwandfrei gesehen; mit dem Sender Inselberg (Thüringer Wald) wurden u. a. Hof, Bayreuth, Fulda, Herfeld und Kassel erreicht.

### Polen

In Kattowitz wird ein großer Fernsehsender errichtet. Er wurde bei einer britischen Firma in Auftrag gegeben.

### Portugal

Die seit längerer Zeit zwischen portugiesischen Stellen und Beauftragten der Siemens & Halske AG über den Aufbau eines Fernsehsender-Netzes für Portugal geführten Verhandlungen sind kürzlich erfolgreich abgeschlossen worden. Die getroffenen Vereinbarungen sehen die Lieferung und Installation von drei Fernseh-Großsendern mit je 10 kW Leistung und von einem 400-W-Sender vor.

Der Fernsehdienst mit 625-Zeilen-Norm soll etwa in einem Jahr mit den vier Sendern in Lissabon, Oporto, Montejunto und Coimbra erörtert werden. Die Richtfunkverbindungen wird ein französisches Unternehmen erstellen.

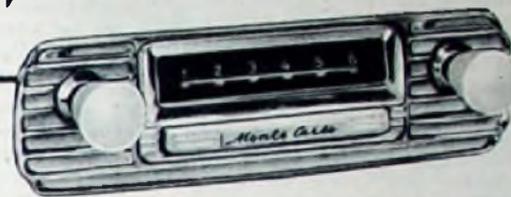
### Vatikan

Mit einer Leistung von 1200 kW wird der Vatikan in Kürze den stärksten europäischen MW-Sender besitzen. Gegenwärtig werden drei MW-Antennentürme von je 91 m Höhe sowie 21 neue KW-Antennen errichtet. Das Stationshaus soll durch angrenzende Studioräume erweitert werden.

# becker

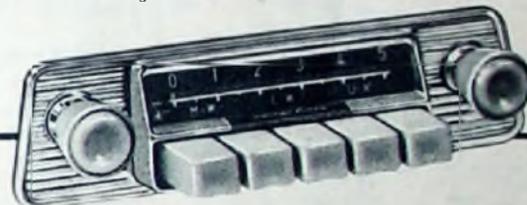
*autoradio*

- ▶ FÜR JEDEN WAGEN
- ▶ FÜR JEDEN GELDBEUTEL
- ▶ FÜR ALLE ANSPRÜCHE



**becker** *Monte Carlo*

leistungstahiger und empfangstreuiger Lang- und Mittelwellensuper. Als raumsparendes Einblockgerät kaum größer als ein Buch. Wie geschaffen für den Einbau in Klein- und Kleinstwagen. Hohe Selektivität, voller klarer Ton und ebenfalls mit automatischem Schwundausgleich. DM 169,- (ohne Zubehör)



**becker** *Europa*

ein preiswertes Spitzengerät seiner Klasse, trennscharf und klangrein, mit 5 Stations- und Wellenbereichsdrucktasten. Empfang nach dem Becker-Prinzip. Größte Fahrtsicherheit durch einfache Bedienung. Ein Tastendruck — und sofort erklingt die Station, die Sie vorher fest eingestellt haben. Becker-Europa M (Mittelwelle) DM 225,-  
Becker-Europa LM (Lang- und Mittelwelle) DM 239,-  
Becker-Europa LMU (Lang-, Mittel-, UKW) DM 315,-  
jeweils ohne Zubehör



**becker** *Mexico*

er war der erste vollautomatische Autosuper der Welt mit UKW. Ohne den Blick von der Fahrbahn zu wenden — ein Tipp auf die Automatik-Taste und schon ist ein Sender zu hören, trennscharf und klangrein, besser als Sie ihn im fahrenden Wagen von Hand einstellen könnten. Elektronisch gesteuert stellt der Becker-Mexico jeden Sender selbst ein. Für MW und UKW DM 585,-. Universalausführung einschl. Einbausatz, Anpassungsteile, Lautsprecher.

# becker

*autoradio*

Das Spezialwerk, das nur Autoradios baut  
Max Egon Becker Autoradiowerk Karlsruhe

# So arbeitet mein Fernsehempfänger



## Wahl der Zwischenfrequenz und Röhrentypen

Die Fernsehbander I und III liegen in dem Frequenzbereich von etwa 40... 230 MHz. Vor allem im Band III (170... 230 MHz) wäre Geradeausverstärkung praktisch nicht mehr möglich. Man wendet daher das Überlagerungsprinzip an, das heißt, man transportiert die von der Antenne aufgenommenen Schwingungen nach entsprechender Verstärkung in der bereits besprochenen Kaskodestufe in eine „Zwischenfrequenz“, die dann die notwendige Verstärkung ermöglicht.

Nach anfänglichem Zögern benutzt die Fernsehempfänger-Industrie heute vorzugsweise die „hohe“ ZF, wobei der Bildträger auf 38,9 und der Tonträger auf 33,4 MHz liegt. Vor eini-

insbesondere im Hinblick auf die Verwendung des gesamten HF-Teils des Fernsehempfängers als Geradeausverstärker beim Dezimeterwellen-Fernsehen. Bei der hohen ZF treten im Kanal 2 wegen des jetzt geringen Frequenzabstandes der ZF vom Kanal leicht Rückwirkungen und Rückmischung auf.

Diese Nachteile können durch Anwendung einer Pentode in der Mischstufe beseitigt werden. Wegen der geringen Kapazität zwischen Gitter und Anode sind Rückwirkungen und Rückmischung sehr gering, und eine Neutralisation ist nicht erforderlich, auch wenn die Mischröhre als Geradeausverstärker betrieben wird. Der etwas höhere Rauschwiderstand der Pentode ist bei sorgfältiger Dimensionierung der Gesamtanordnung des HF-Teils kein Nachteil. Als spezielle Röhren für die Misch- und Oszillatorstufe stehen die Typen PCF 80 (Volvo) und PCF 82 (Telefunken) zur Verfügung. Die PCF 82 entspricht dem amerikanischen Typ 6 U 8.

## Schaltung der Misch- und Oszillatorstufe

Bild 43 zeigt die Schaltung einer Misch- und Oszillatorstufe mit der Röhre PCF 80 (PCF 82). Im Oszillator kommt eine Colpittschaltung (Ultra-Audion) zur Anwendung. Für die Bildqualität ist entscheidend, daß das vom Fernsehsender ausgestrahlte Seitenband vom ZF-Verstärker des Empfängers richtig verstärkt wird. Da der Frequenzgang des ZF-Verstärkers der Breite dieses Seitenbandes angepaßt ist, müssen Bild- und Tonträger in die richtige Lage, das heißt der Bildträger beispielsweise auf 38,9 MHz und der Tonträger auf 33,4 MHz transponiert werden.

Da die Teile des Oszillators einer gewissen Alterung unterworfen sind und auch eine Temperaturabhängigkeit besteht, muß die Oszillatorfrequenz um einen kleinen Betrag variabel sein. Im Band I genügt eine Variationsmöglichkeit von etwa 1 MHz, während im Band III die Änderung etwas größer sein kann. Zur Frequenzänderung dient ein kleiner Drehkondensator, dessen Ausführung den besonderen Erfordernissen des Fernsehempfangs (sehr kleine Kapazitätsänderung) angepaßt ist. Die Kapazität eines Kondensators hängt vom Dielektrikum zwischen den Platten ab. Im vorliegenden Falle besteht der „Rotor“ des Drehkondensators aus einer Hartpapierplatte, die zwischen die Beläge des Kondensators eingedreht werden kann.

Die Kopplung der Oszillatorspannung auf das Gitter der Mischröhre erfolgt über einen Kondensator von etwa 1 pF. Manchmal fehlt dieser Kondensator: Die Kopplung erfolgt dann durch Streukapazitäten in Röhre und Schaltung.

Die Zuführung der Empfangsenergie von der Kaskodestufe auf die Mischstufe geschieht im allgemeinen über Bandfilter, gelegentlich auch über  $\pi$ -Filter. Bandfilter sind jedoch zweckmäßiger, da vornehmlich diese Zwischenkreise die Vorselektion und damit die Spiegelfrequenzsicherheit des Empfängers bestimmen. Bei Kanalumschaltung muß das Zwischenkreisbandfilter zusammen mit Eingangskreisplatte und Oszillatortripel umgeschaltet werden. Der Ausgang der Mischstufe bildet ein  $\pi$ -Filter, über das der ZF-Verstärker angekoppelt wird. Der Eingangskondensator dieses Filters besteht aus der Kapazität zwischen Anode und Katode, einem 10-pF-Kondensator und der Schaltkapazität. Die Ausgangskapazität wird durch die Gitter-Katodekapazität der ersten ZF-Röhre sowie durch die Schaltkapazität gebildet. Die Anwendung eines  $\pi$ -Filters zwischen Mischstufe und ZF-Verstärker hat den Vorteil, daß nur sehr wenig Oszillatorspannung an den ZF-Verstärker gelangen kann.

Der Gitterableitwiderstand der Mischröhre ist unterteilt und der Mittelpunkt an einen „Meßpunkt“ M nach außen geführt. Mit Hilfe eines hochohmigen Spannungsmessers kann man hier das ordnungsgemäße Arbeiten des Oszillators überprüfen. Die am Gitter der Mischstufe anliegende Oszillatorspannung ruft einen Gitterstrom hervor, so daß an M eine Gleichspannung gemessen werden kann. Koppelt man einen amplitudenmodulierten Messender an den Antenneneingang, dann wird durch Gitter-Gleichrichtung an der Mischröhre am Meßpunkt M eine NF-Amplitude erzeugt, deren Größe ein Maß für die Verstärkung des HF-Teils ist. Auf diese Weise läßt sich der Frequenzgang des HF-Teils überprüfen. Bei Anschluß eines Wobblers am Antenneneingang kann über M die Frequenzkurve des HF-Teils mit einem Oszillogramm sichtbar gemacht werden. Auch hierbei dient die Strecke Gitter-Katode der Mischstufe als Gleichrichter. Schließlich kann man bei M gegebenenfalls auch die ZF einkoppeln, um den Zwischenfrequenzverstärker zu prüfen. Dabei wird die Spulentrömmel in eine Stellung gebracht, in der keine Spulen eingeschaltet sind.

## Mechanischer Aufbau des HF-Teils (Kanalwähler, Tuner)

HF-, Misch- und Oszillatorstufe eines Fernsehempfängers werden mechanisch zu einer Einheit zusammengefaßt, dem „Kanalwähler“ oder „Tuner“ (Bild 44). Die Spulenumschaltung erfolgt mit einem Revolver. Die Spulen selbst sind auf kleinen Preßstoffstreifen montiert, die mit Kontakten versehen sind. Solche „Spulenträger“ lassen sich leicht auf dem Umfang einer Trommel anbringen. Sie können ausgewechselt werden, ohne daß Lötverbin-

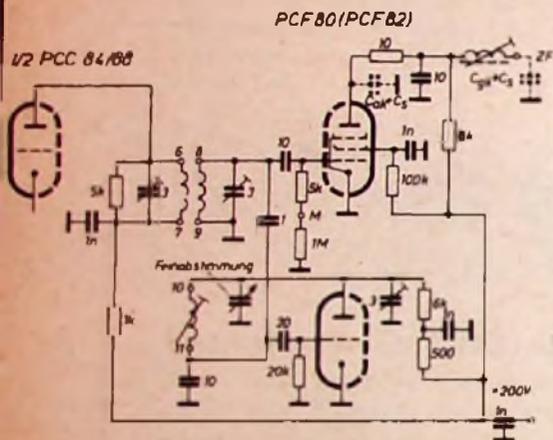


Bild 43. Schaltung des Misch- und Oszillatorteils eines Fernsehempfängers

gen Jahren waren noch Zwischenfrequenzen im Bereich 18... 23 MHz üblich. Diese „niedrige“ ZF schien gewisse Vorteile zu bieten. Die Verstärkung der Röhren ist höher und der Abstand zu den niedrigsten Frequenzen des Bandes I (Kanal 2 = 48,25/53,75 MHz) relativ groß. Es zeigte sich aber bald, daß Störungen durch fremde Funkdienste (zum Beispiel Amateure) dabei sehr viel stärker sind als bei der hohen ZF. Ferner muß in absehbarer Zeit das Dezimeter-Fernsehen berücksichtigt werden. Dabei ergeben sich mit einer niedrigen ZF Schwierigkeiten. Vor dem Empfänger wird dann nämlich ein Konverter geschaltet, der die Frequenzen des Dezimeterwellenbereichs auf die ZF des Empfängers transponiert. Bei einer niedrigen ZF ergäbe sich ein zu geringer Abstand zwischen Oszillatorfrequenz und Empfangsfrequenz im Dezimeterwellenbereich. Nachdem sowohl für den ZF-Verstärker als auch für die Mischstufe geeignete Röhren zur Verfügung stehen, bereitet die Verwendung der höheren ZF keine Schwierigkeiten mehr und hat sich allgemein durchgesetzt.

Im Zusammenhang mit der Wahl der ZF müssen die Röhren in der Mischstufe des Fernsehempfängers betrachtet werden. Es kommt durchweg additive Mischung zur Anwendung. Noch vor kurzem wurde als Misch- und Oszillatortröhre häufig die Doppeltriode PCC 85 benutzt. Der Hauptvorteil einer Triode in der Mischstufe ist ihr niedriger äquivalenter Rauschwiderstand. Allerdings muß die Mischstufe neutralisiert werden. Das ist besonders bei der hohen ZF mitunter kritisch,

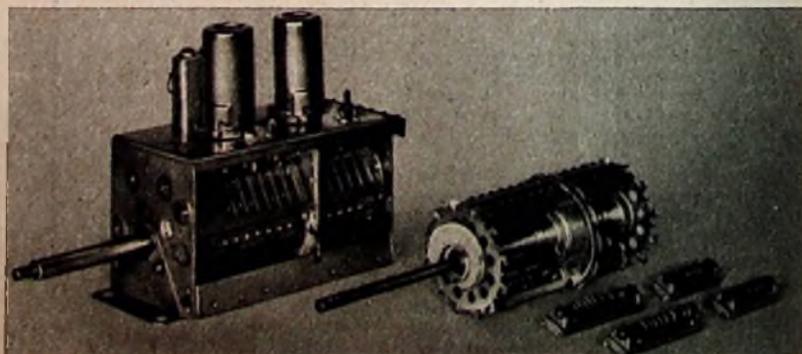


Bild 44. Ansicht eines Kanalwählers

dungen gelöst werden müssen. Zum Abgleich enthalten die Spulen Aluminiumkerne, die von außen bedient werden können.

Die Trommel befindet sich in einer kadmierten Blechwanne, deren Oberseite die Rohrlaufungen, Trimmer usw. trägt. Nach dem Abnehmen einer Haube oder einer Blechplatte, die den unteren Teil der Wanne abschirmt, wird die Spulentrommel zugänglich. Misch- und Oszillatorsteil sind von der HF-Stufe durch eine Zwischenwand getrennt, die gleichzeitig als Rastrad dient. Infolge des großen Durchmessers ist das Einrasten außerordentlich sicher.

Auf der Achse der Trommel sitzen am Anfang und am Ende Haltescheiben. Die Spulenträger werden jeweils zwischen diesen Haltescheiben und der Rastscheibe in der Mitte montiert. Das Rastrad enthält zu diesem Zwecke Aussparungen, in die entsprechende Nocken der Spulenbrettchen eingreifen. An der vorderen und hinteren Haltescheibe sind bei manchen Ausführungen Blattfedern angebracht, die die Brettchen in ihrer Lage sicher festhalten. Auf diese Weise können in jeder Kammer 12 Spulenträger auf dem Umfang der Trommel verteilt werden. Die Kontakte der Spulenträger treffen beim Einrasten auf starke, kurze Federn einer Kontaktleiste, die einen einwandfreien Kontakt gewährleisten. Weitere Einzelheiten sind aus Bild 44 zu entnehmen.

#### Fernsehen im Dezimeterwellenband

Außer den bereits erwähnten UKW-Bändern I und III sind für das Fernsehen noch zwei Dezimeterwellenbereiche, nämlich das Band IV (470...585 MHz) mit 16 Kanälen und das Band V (610...940 MHz) mit 47 Kanälen vorgesehen.

Diese Bänder werden zwar bis heute noch kaum ausgenutzt, sind jedoch wichtig, wenn später mehrere Programme oder Farbfernsehsendungen übertragen werden sollen. Die Industrie hat empfangenseitig bereits Vorkehrungen getroffen, damit die vorhandenen Empfänger mit Vorsatzgeräten benutzt werden können, sobald Dezimeterwellen-Fernsehsender ihren Betrieb aufnehmen.

Die 63 Dezimeterkanäle kann man nicht mehr mit einem Kanalwähler der üblichen Bauweise umschalten. Abgesehen von der Vielzahl der Kanäle ergeben sich Schwierigkeiten durch die großen Zuleitungsinduktivitäten und die zu geringe Einstellgenauigkeit. Zur Abstimmung benutzt man deshalb abstimmbare Topfkreise oder Lecherleitungen mit verschiebbarem Kurzschlussbügel. Man beabsichtigt, mit einfacher Überlagerung zu arbeiten, wobei dann der HF-Teil des normalen Fernsehempfängers zusätzlich als ZF-Verstärker in Geradeausschaltung benutzt wird. Wegen des Kaskodeeinganges ist dann die Rauschzahl des gesamten ZF-Verstärkers sehr klein. Doppelüberlagerung ist

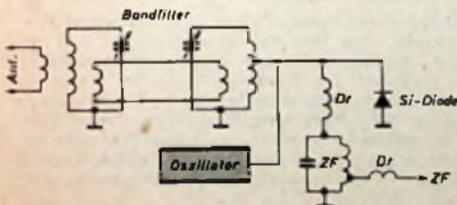


Bild 45. Schaltung eines Vorsatzgerätes für Fernsehen im Dezimeterband mit Diadenmischung

wegen der Störungen, die Oberwellen des zweiten Oszillators hervorrufen können, nicht zweckmäßig.

Die Prinzipschaltung einer Dezimeterwellen-Abstimmeinheit zeigt Bild 45. Im Eingang wird ein Bandfilter benutzt, das auch die Oszillatorausstrahlungen vermindert. Die Antenne wird induktiv angekoppelt. Die Mischung erfolgt mit einer Siliziumdiode. Wegen der starken



## Zwei Schirme schirmen mehr

Deshalb wurde für das neue Labor-W-Mikrofon MD 403 als Richtcharakteristik die Super-Kardioid gewählt, deren zwei Minima Störschall und Raumhall mehr mindern als nur ein Minimum. Das

### SUPER-KARDIOID-MIKROPHON MD 403

eignet sich gut für Heim-Tonaufnahmen. Es hat einen besonders gleichmäßigen Frequenzgang. Übertragungsbereich: bis 12000 Hz. Auslöschung: 2 Minima mit mehr als 12 dB (bei etwa 135°). Das MD 403 ist hoch- und niederohmig lieferbar.

LABOR-W · DR.-ING. *Sunbaiser* BISSENDORF / HANN

# Luftfrachtkunden der KLM in aller Welt



**Brasilien**

Mr. H. Schneiker,  
Curitiba, sagt:

Für den Transport meiner Kameras gibt es verschiedene Möglichkeiten. Es ist jedoch immer deutlicher geworden: Der Versand per Luftfracht entspricht den Notwendigkeiten meiner Branche in jeder Beziehung! Eingehende Unterhaltungen mit Luftfracht-Experten über die Kostenfrage haben häufig überraschend günstige Resultate gehabt. Angebote, in denen die Kosten für Luftfracht gleich angegeben sind, zeugen von der Weitsicht des Exporteurs und erleichtern mir die Entscheidung.

Das sind entscheidende Vorteile! Schneller sein als die Konkurrenz durch Luftfracht: Schneller mit dem Angebot beim Interessenten – schneller mit der Ware auf dem Weltmarkt – schneller mit den Nachlieferungen beim Kunden. Die KLM, die älteste Luftverkehrsgesellschaft der Welt, steht Ihnen dafür mit weitgehenden Spezialerfahrungen zur Verfügung. Flugplannmäßige Frachtbuchungen über 243.000 km direkt nach 74 Ländern und 118 Städten, im Interlinienverkehr nach mehr als 800 Bestimmungsziele in 140 Staaten und rund um die Erde mit modernen Großflugzeugen und Großraum-Spezialfrachtern der KLM!

Luftfrachtspediteure und KLM-Frachterexperten beraten Sie jederzeit gern



Dämpfung, die die Diode verursachen würde, wird etc an eine Anpassung des zweiten Kreises gelegt. Es gelingt auch, die Mischung mit Röhren durchzuführen. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 46. Sie hat eine gewisse Ähnlichkeit mit der Schaltung eines normalen Kanalwählers, wobei jedoch die HF-Stufe entfällt. Die Schwingkreise sind Topfkreise. Ein besonderes Problem bei den Dezimeterwellen-Abstimmkreisen sind die Oszillatoren. In den USA wird hierzu meistens die Röhre 6AF4 benutzt. In Deutschland steht hierfür der Äquivalenztyp EC 93 zur Verfügung. Die Grenzfrequenz dieser Röhre ist etwa 1150 MHz.

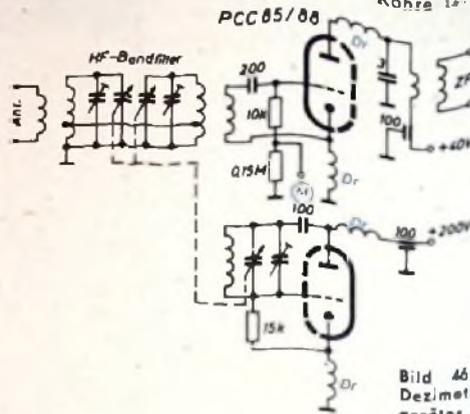
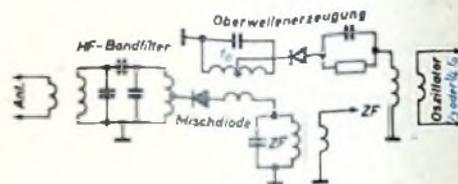


Bild 46. Schaltbild eines Dezimeterwellen-Vorsatzgerätes mit Röhrenmischung

Bild 47. Schaltung einer Mischeinrichtung mit Oberwellenmischung, die auf einem Spulenträgerbrettchen eines normalen Tuners aufgebaut werden kann



jedoch schwingt auch das Triodensystem der PCC 84 noch bis etwa 1000 MHz. Des weiteren eignen sich Röhren der Typen E 88 CC und PCC 88.

In den USA hat man als Übergangslösung versucht, ohne ein Vorsatzgerät auszukommen. Man baute Mischeinrichtungen und Abstimmkreise auf Spulenträgerbrettchen auf, die in noch freie Stellungen des Revolvers eingesetzt wurden. Da Röhren des Typs PCF 80/82 nicht bis zu den hohen Frequenzen schwingen, wurden die Oberwellen eines Oszillators mit dem Triodenteil der PCF 82 zur Mischung benutzt. Im Bild 47 arbeitet der Oszillator auf einen Kreis zur Oberwellenerzeugung, der aus einer Diode mit einem angeschlossenen Schwingkreis besteht. Es wird beispielsweise die dritte oder vierte Oberwelle ausgesiebt und der eigentlichen Mischdiode zugeführt. Das Mischprodukt gelangt an das Gitter des Pentodenteils der PCF 80. Der Oszillator muß natürlich jeweils auf einer Frequenz schwingen, die  $\frac{1}{3}$  oder  $\frac{1}{4}$  der zur Überlagerung benötigten Frequenz ist. Die Spulen und Dioden lassen sich leicht auf einem Brettchen unterbringen. Allerdings ist die Frequenzkonstanz des Oszillators meistens kaum ausreichend. (Wird fortgesetzt)

## FT-ZEITSCHRIFTENDIENST

### Regelbares Tiefpaßfilter einfacher Bauart

Für hochwertige Breitbandverstärker und besonders für Tonfrequenzverstärker ist oft ein Tiefpaßfilter erwünscht, das ein regelbares Dämpfen oder Abschneiden der Höhen gestattet. Die Regelbarkeit soll sich dabei sowohl auf die obere Grenzfrequenz als auch auf die Flankensteilheit des Filters erstrecken. Im allgemeinen werden dazu entsprechende Filter oder Filterketten in einem Gegenkopplungsweg benutzt. Nach Möglichkeit nimmt man Filter, die nur Kondensatoren und Widerstände, aber keine Selbstinduktionen enthalten, weil Selbstinduktionen gewisse Nachteile wie Anfälligkeit gegen äußere Magnetfelder, nichtlineare Verzerrungen, Einschwingvorgänge usw. mit sich bringen können.

Um eine ausreichende Regelmöglichkeit zu erzielen, muß das Filter aber eine recht große Flankensteilheit haben; es soll also derart eingestellt werden können, daß die Frequenzkurve oberhalb der Grenzfrequenz steil abfällt. Dies gelingt praktisch nur mit einem Doppel-T-Filter, für das aber Schaltelemente mit sehr geringen Toleranzen erforderlich sind und das eine ziemlich umständliche Umschaltvorrichtung benötigt.

Die Bedenken gegen eine Selbstinduktion sind im vorliegenden Falle unbedeutend. Eine einfache Abschirmung dürfte fast stets eine störende Einwirkung von Fremdfeldern ausschließen. Die nichtlinearen Verzerrungen sind vernachlässigbar, solange die tonfrequente Signalspannung kleine Amplituden (nicht mehr als etwa 2 V) hat, und die Einschwingvorgänge sind auch nicht stärker als bei RC-Filtern mit entsprechender Durchlaßkurve. Die Praxis hat gezeigt, daß sich mit Hilfe einer eisengefüllten Spule ein einfaches und billiges Tiefpaßfilter bauen läßt, das eine allen Ansprüchen genügende Regelmöglichkeit mit geringem Aufwand verbindet.

Im Bild 1 ist die Grundform eines derartigen Tiefpaßfilters dargestellt, während Bild 2 die Frequenzkurve dieses Filters ohne den parallel zur Spule  $L$  liegenden Kondensator  $C_3$  wiedergibt. Die Frequenzkurve zeigt oberhalb der Grenzfrequenz einen Abfall von rund 20 dB je Oktave, der aber für manche Zwecke noch nicht steil genug sein dürfte. Eine wesentliche Verbesserung der Flankensteilheit erhält man, wenn man den Kondensator  $C_3$  parallel zur Selbstinduktion  $L$  legt. Im Bild 4 ist u. a. die Durchlaßkurve für diesen Fall (Kurve für  $R_3 = \infty$ ) zu erkennen. Die Flankensteilheit hat jetzt auf 40 dB je Oktave zugenommen. Gleichzeitig ergibt sich aber ein unerwünschter Wiederanstieg der Durchlaßkurve nach einem tiefen und schmalen Minimum, das bei dem Resonanzpunkt von  $L$  und  $C_3$  liegt. Die Praxis soll aber bewiesen haben, daß der erneute Anstieg der Durchlaßkurve oberhalb der Grenzfrequenz nicht stört, solange er mindestens 20 dB unter der Durchlaßkurve für die Mittelfrequenz bleibt. Diese Bedingung ist gewährleistet, wenn die Kapazität  $C_3$  nicht größer als ein Zehntel der Kapazität von  $C_1$  oder  $C_2$  ist. Bei diesem geringen Wert von  $C_3$  wird übrigens durch die Zuschaltung von  $C_3$  keine Änderung der Größen von  $C_1$ ,  $C_2$  und  $L$  notwendig. Die Werte von  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L$ ,  $R_1$  und  $R_2$  hängen naturgemäß von der gewünschten Grenzfrequenz  $f_G$  ab und lassen sich durch die beiden folgenden Formeln berechnen:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot (\pi \cdot f_G)^2} \quad \text{und} \quad R_1 = R_2 = \pi \cdot f_G \cdot L$$

In diese Formeln sind  $R$  in Ohm,  $C$  in F,  $L$  in H und  $f_G$  in Hz einzusetzen. Durch einfache Umschaltung von  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$  läßt sich eine beliebige Grenzfrequenz des Filters einstellen. Bei der Umschaltung wird man auch  $C_3$  jedesmal so verändern, daß seine Kapazität immer gleich einem Zehntel der Kapazität von  $C_1$  bzw.  $C_2$  bleibt. Die Selbstinduktion  $L$  wird dagegen nicht geändert.

Auch die Flankensteilheit des Filters läßt sich auf sehr einfache Weise innerhalb weiter Grenzen variieren, indem man parallel zur Spule  $L$  einen regelbaren Widerstand  $R_3$  nach Bild 3 schaltet. Je kleiner man  $R_3$  macht, um so langsamer und flacher verläuft der Frequenzabfall oberhalb der Grenzfrequenz. Im Bild 4 sind die Frequenzkurven für einige konkrete Werte von  $R_3$  eingetragen, die die Wirkungsweise dieser Art der Regelung deutlich machen. Der Maximalwert von  $R_3$  ist nicht sehr kritisch, soll aber mindestens etwa das 200 000fache (gemessen in Ohm) der Selbstinduktion  $L$  (gemessen in H) betragen, damit man eine ausreichende Flankensteilheit einstellen kann.



Bild 1. Grundschaltung des regelbaren Tiefpaßfilters

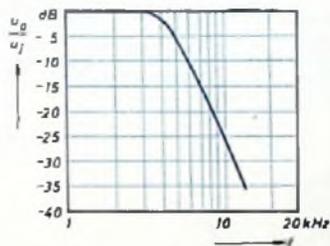


Bild 2. Durchlaßkurve des Tiefpaßfilters nach Bild 1 für  $C_3 = 0$

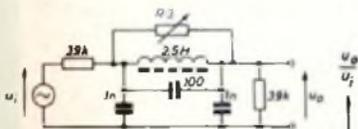


Bild 3. Die Flankensteilheit des Tiefpaßfilters kann durch einen zur Spule parallelen, regelbaren Widerstand  $R_3$  variiert werden

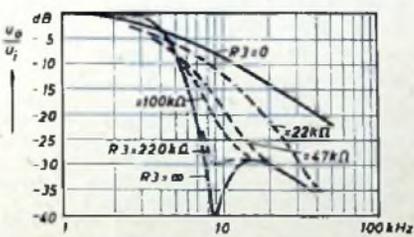


Bild 4 (oben). Durchlaßkurven des Tiefpaßfilters nach Bild 3 für verschiedene Widerstandswerte  $R_3$

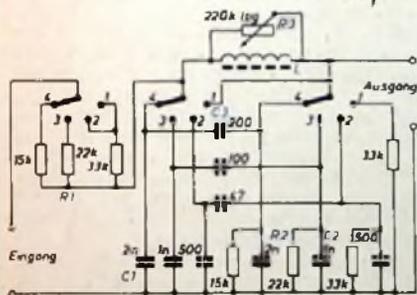


Bild 5. Vollständige Schaltung eines auf die Grenzfrequenzen 5 kHz, 7 kHz und 10 kHz umschaltbaren Tiefpaßfilters mit durch  $R_3$  regelbarer Flankensteilheit

Bild 4 beweist, daß man so die Flankensteilheit zwischen etwa 40 dB und 6 dB je Oktave ohne größere Verschiebung der Grenzfrequenz einwandfrei regeln kann.

Schließlich ist im Bild 5 das vollständige Schaltbild eines auf die Grenzfrequenzen 5 kHz, 7 kHz und 10 kHz umschaltbaren Tiefpaßfilters mit regelbarer Flankensteilheit zu sehen. Der Eingang muß von einer niederohmigen Quelle, etwa von einer Triode mit geringer Impedanz oder von einer stark gegengekoppelten Pentode gespeist werden. Die Grenzfrequenzen lassen sich durch geringe Variationen von  $C_3$  etwas verschieben, so daß man beispielsweise in der Schalterstellung 2 statt einer Grenzfrequenz von 10 kHz eine solche von 9 kHz erhalten kann. Die Selbstinduktion  $L$  wickelt man am besten aus einem emaillierten Draht auf einen Kern aus Ferroxcube. Für alle Schaltelemente ist eine Toleranz von  $\pm 10\%$  zulässig.

—gs  
(L a k e y, D. M.: Inexpensive variable-slope filter. Wireless World Bd. 62 [1956] Nr. 11, S. 563)

# FUNKSPRECH- UND FERNSEHANLAGEN

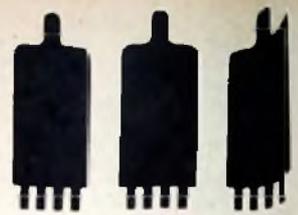
## FERNMELDEGERÄTE

*Elektroakustik*

## TRANSISTOREN DIODEN



NURNBERG 2



### Gleichstromverstärker mit besonders guter Nullpunktstabilität

Da die Genauigkeit eines Gleichstromverstärkers nicht besser als seine Nullpunktstabilität sein kann und da diese bei einem mehrstufigen Verstärker mit galvanischer Kopplung im allgemeinen sehr schlecht ist, muß man besondere Maßnahmen zur Stabilisierung des Nullpunktes ergreifen, wenn der Verstärker für Meßzwecke benötigt wird und kleine Gleichspannungen mit geringem Fehler gemessen werden sollen. Schaltungsmäßig am einfachsten ist es, den zu messenden Gleichstrom in einen proportionalen Wechselstrom umzuwandeln, diesen in einem Wechselstromverstärker üblicher Art zu verstärken und wieder gleichzurichten. Die zu diesem Zweck häufig verwendeten mechanisch oder mechanisch-elektrisch arbeitenden Zerhacker sind entweder nicht sehr genau und nur für größere Meßspannungen geeignet oder haben einen recht komplizierten und teuren Aufbau, wie etwa Wandler mit schwingenden Kondensatorplatten. Ein hochwertiger, rein elektronisch wirkender Zerhacker ist daher erstrebenswert.

Mit zwei Siliziumdioden läßt sich nun ein Gleichstrom-Wechselstrom-Wandler bauen, der in Verbindung mit einem Wechselstromverstärker einen sehr empfindlichen Gleichstromverstärker mit ausgezeichneter Nullpunkt Konstanz ergibt. Die Grundschaltung des Kristalldioden-Zerhackers zeigt Bild 1. Die Dioden werden von einer Wechselspannung über einen kleinen Transformator mit der Frequenz der Wechselspannung zwischen Durchlaßrichtung und Sperrrichtung periodisch hin und her geschaltet. Ihre Polung ist so, daß beide während der einen Halbwelle der Schaltspannung in Durchlaßrichtung vorge-spannt werden und mit ihrem dann vernachlässigbaren Innenwiderstand die Eingangsklemmen des Wechselstromverstärkers kurzschließen. Während der anderen Halbwelle der Schaltspannung liegen dagegen beide Dioden mit ihrem hohen Sperrwiderstand den Eingangsklemmen parallel, so daß die zu messende Gleichspannung am Eingang des Wechselstromverstärkers voll in Erscheinung tritt.

Der hohe Sperrwiderstand der Siliziumdioden (er liegt in der Größenordnung von 1 M $\Omega$ ) verhindert, daß bei der Zerhackung der Gleichspannung ein Amplitudenverlust eintritt. Um die die Meßspannung liefernde Gleichspannungsquelle während des Kurzschlusses durch den Zerhacker nicht zu belasten, muß nämlich ein möglichst großer Reihenwiderstand  $R$  vorhanden sein. Nur wenn der Sperrwiderstand der Kristalldiode groß gegen  $R$  ist, hat die Amplitude der zerhackten Gleichspannung etwa den gleichen Wert wie die Gleichspannung.

Voraussetzung für das einwandfreie Arbeiten des Diodenzehackers ist, daß die Amplitude der schaltenden Wechselspannung groß gegenüber der Länge des gekrümmten Bereiches der Diodenkennlinie ist, damit sich in der Durchlaßrichtung ein kleiner Innenwiderstand der Diode ergibt. Die Spannung eines 6-V-Heiztransformators reicht dazu im allgemeinen aus. Die im Bild 1 dargestellte symmetrische Anordnung mit zwei Siliziumdioden ist notwendig, damit die schaltende Wechselspannung keine Potentialdifferenz zwischen den Ausgangsklemmen des Zerhackers verursacht. Wenn die beiden Hälften des Diodenkreises in bezug auf die Mittelanzapfung der Sekundärwicklung des Transformators auf genaue Symmetrie justiert sind, hat der obere Verbindungspunkt der Dioden zwangsläufig stets das gleiche Potential wie die Mittelanzapfung. Praktisch konnte bei bester Justierung erreicht werden, daß

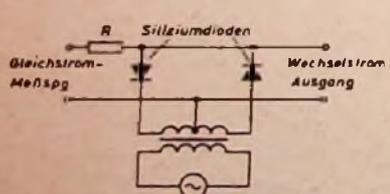
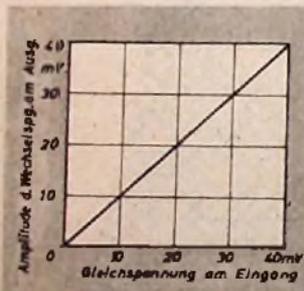


Bild 1. Grundschaltung des elektronischen Zerhackers. Bild 2 (rechts). Kennlinie des Kristalldioden-Zerhackers



an den Ausgangsklemmen eine Wechselspannung von nur 0,2 mV auftrat, wenn die zu messende Gleichspannung den Wert Null hatte. Die Kennlinie des Zerhackers (Bild 2) zeigt, daß die Ausgangswechselspannung der Eingangsgleichspannung bis zu 40 mV proportional ist (maximale Abweichung etwa 1%).

Im Bild 3 ist das vollständige Schaltbild eines Gleichstromverstärkers wiedergegeben, der den beschriebenen Siliziumdioden-Zerhacker enthält und eine Nullpunkt Konstanz von 0,1 mV während einer Stunde aufweisen soll. Zum Vergleich sei angegeben, daß sich bei galvanisch gekoppelten Gleichstromverstärkern die Nullpunktswankungen nicht auf weniger als etwa 2 mV herabdrücken lassen.

Die Frequenz der schaltenden Wechselspannung hängt von der geforderten oberen Grenzfrequenz des Verstärkers ab. Meistens reicht bereits die Netzfrequenz aus, mit der sich ein Frequenzbereich von 0 bis 10 Hz ergibt. Die Symmetrie des Zerhackers wird mit dem Potentiometer  $R_6$  eingestellt. Die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  sollen den Durchlaßstrom der Dioden begrenzen und

verbessern die Konstanz der Symmetrie, da sie größer sind als der Durchlaßwiderstand der Dioden. Daher bleiben Schwankungen des Durchlaßwiderstandes unwirksam, wenn  $R_2$  und  $R_3$  genau übereinstimmen. Der Eingangswiderstand des Zerhackers ist etwa 500 k $\Omega$ . Würde man an Stelle der Siliziumdioden Germaniumdioden verwenden, dann würde sich nur ein Eingangswiderstand von etwa 5 k $\Omega$  ergeben.

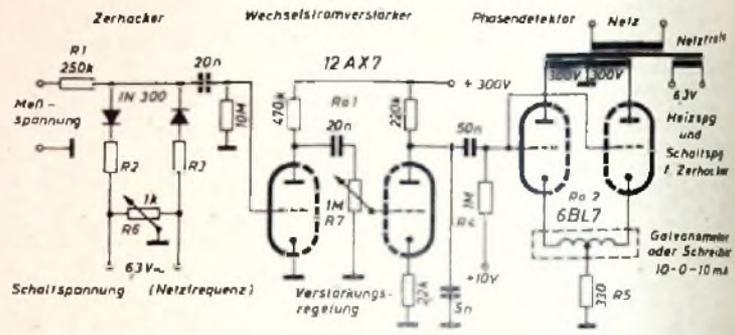


Bild 3. Schaltbild eines Gleichstromverstärkers mit einem Siliziumdioden-Zerhacker und einer Nullpunkt Konstanz von 0,1 mV während einer Stunde

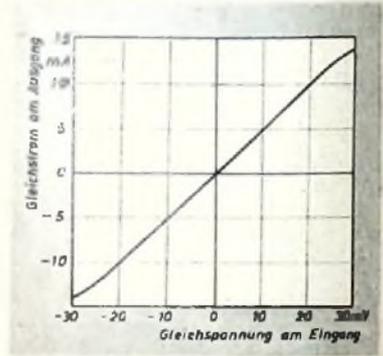


Bild 4. Der Ausgangsgleichstrom des Verstärkers nach Bild 3 in Abhängigkeit von der zu messenden Gleichspannung

Auf den Zerhacker folgt ein normaler zweistufiger Wechselstromverstärker mit der Doppeltriode  $R_6 1$ . Um die Verstärkung mit dem Potentiometer regeln zu können, ohne den Nullpunkt der gleichgerichteten Ausgangsspannung zu verschieben, und um eine richtungsabhängige Anzeige zu erhalten, ist für die Gleichrichtung der verstärkten Wechselspannung ein phasenempfindliches Detektor erforderlich, der von der Doppeltriode  $R_6 2$  gebildet wird. Die Anodenspannung der beiden Systeme von  $R_6 2$  ist eine Wechselspannung, die die gleiche Frequenz und Phase wie die Schaltspannung des Zerhackers hat und den beiden Trioden systemen von  $R_6 2$  im Gegentakt zugeführt wird. Anodenstrom fließt daher nur durch das Triodensystem, in dem Anoden- und Steuergitterspannung phasengleich sind. In der Schaltung Bild 3 werden die Schaltspannung und die Anodenspannung für  $R_6 2$  über einen Transformator dem Wechselstromnetz entnommen.

Man erhält auf diese Weise die gewünschte richtungsabhängige Anzeige, da je nachdem, ob die zu messende Gleichspannung positiv oder negativ ist, ein Anodenstrom nur durch das eine oder das andere System von  $R_6 1$  fließt. Die Anzeige erfolgt durch einen Tintenschreiber mit Mittelnullpunkt, dessen Meßsystem für Vollauschlag nach beiden Seiten einen Strom von +10 mA bzw. -10 mA benötigt, entsprechend einer Meßspannung von +20 mV bzw. -20 mV. Bild 4 zeigt die Meßkennlinie des Gesamtverstärkers.

Selbstverständlich kann man auch an Stelle des Tintenschreibers jedes andere geeignete Galvanometer benutzen. Je nach dem Innenwiderstand und der Empfindlichkeit des Galvanometers kann es unter Umständen notwendig sein, den Wert von  $R_5$  und die über  $R_4$  zugeführte positive Gittervorspannung etwas zu ändern.

(Fleming, L.: Silicon diode chopper stabilizes D-C amplifier. Electronics Bd 30 (1957) Nr. 1, S. 178)

### Berichtigung

In der Schaltung des Phonokoffers „Milano“ auf Seite 122 der FUNK-TECHNIK Bd. 12 Nr. 7 gehört in das Schaltsymbol „Kreis mit Wechselstromzeichen“ auf der Primärseite des Netztrafos kein V, sondern ein M, da es sich um das Kurzzeichen für den Antriebsmotor handelt.

In der Beschreibung des 25-V-Qualitätsverstärkers „Hilifon“ (FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 97-98 und Nr. 5, S. 129-132) stimmt die Schaltung des Netzwerkes zwischen den beiden Triodenhälften der zweiten ECC 83 nicht ganz mit der Verdrahtungsskizze überein. Richtig ist die Verdrahtungsskizze.

# RUNDFUNK-SPULENSÄTZE

für die Industrie und für den Amateur



UKW-Spulensätze mit Induktivitätsabstimmung — Miniatur-ZF-Filter 10,7 MHz — Drehwellenschalter 14teilig — Miniatur-Tastenschalter mit 3 bis 7 Tasten

Gustav Neumann  
Creuzburg/Werra (Thüringen)

Interessenvertretung in:

- FINNLAND: Radiotekni Oy, Helsinki, Erantaankatu 15-17
- SCHWEIZ: Radio-Lehmann, Künzli, Zürich
- BELGIEN: Frédéric Glabus, Brüssel, 396 Avenue de la couronne

Tastenschalter-Superpulensatz  
TSp 5/36 (K, M, L, TA u. UKW-Taste)

# METALLGEHÄUSE



FÜR  
INDUSTRIE  
UND  
BASTLER

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

# Kaufgesuche

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

HANS HERMANN FROMM sucht ständig gute Empfangs- u. Miniaturröhren, Wehrmachtströhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, 87 33 95

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art in großen und kleinen Mengen werden laufend angekauft. Dr. Hans Buskila, München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 3 03 40

Radio-Röhren, Spezialröhren, Sender-Röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Hübely, Hamburg-Altona, Schlachterwaden 8

Wohlfühl-, Kathodenröhren, Chablotienröhren, Motoren, Berlin W 35

Radio-Röhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH., München 2, Leobachplatz 9

Radio-Röhren aller Art kauft: Röhren-Müller, Kaulfurl/M., Kaulfurger Str. 24

# Verkäufe

Radio-Röhren zur Aufnahme von Sprache

Musik-Bausatz ab 40,50 DM. Prospekt

auf der Lake & Co. Möhlhelm/Ruhr

Radio-Röhren aller Art, vorabgeglichene

Bandfilter, HF-Drosseln, Einzel-

Mehrfachfertigung, Renitz-Elektronik,

W 15, Fasanenstraße 47

Radio-Röhren preisgünstig ab-

RS 337, RS 384, RS 391, RFG 3, LD 5, HRP 2/100/1,5, STV 100/10, 280/40, 280/40z, 280/80, 280/150. Angebote an Berlin SO 36, Schließ-

# KONTAKTSCHWIERIGKEITEN?



Alle Praktiker der Hochfrequenztechnik  
UKW-Technik  
Fernsichttechnik  
Fernmeldetechnik  
Maßtechnik

kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften Kontaktgabe an Vielfachschaltern.  
**CRAMOLIN** hilft Ihnen.

Cramolin beseitigt unzulässige Übergangswiderstände und Wackelkontakte. Cramolin verhindert Oxydation, erhöht die Betriebssicherheit Ihrer Geräte. **CRAMOLIN** ist garantiert unschädlich, weil es frei von Säuren, Alkalien und Schwefel ist, wirksam bis -35°C. **CRAMOLIN** wird zu folgenden Preisen und Packungen geliefert: 1000-ccm-Flasche zu DM 24,-, 500-ccm-Flasche zu DM 13,-, 250-ccm-Flasche zu DM 7,50, 100-ccm-Flasche zu DM 3,50, je einschl. Glasflasche, sofort lieferbar, ab Werk Mühlacker. Rechnungsbeträge unter DM 20,- werden nachgenommen. (3% Skonto).

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

# Technikermangel?



# Eine Chance für strebsame Facharbeiter

Die zunehmende Automatisierung der Industrie verlangt einen immer größeren Stab von Spezialisten für gehobene Stellen. Die Betriebe bevorzugen für diese verantwortlichen Posten strebsame Facharbeiter mit gründlicher Werkstattpraxis 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 aufklärende Buch **DER WEG AUFWÄRTS** mit den Lehrgängen Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik und Mathematik. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute nach einer Postkarte (10 Pfennig Porto ist das wert) an das Technische Lehrinstitut

DR.-ING. CHRISTIANI KONSTANZ • POSTFACH 231



AUF EINEN STREICH...

können auch Sie treffen, wenn Sie die Vorteile der Hirschmann-Ausbauserie für Fernseh-Clap-Antennen ausnützen. Aus einer Antenne der Fesa 3B zaubern Sie mit Hilfe von drei Zusätzen im Handumdrehen 5 weitere Antennen, so daß Sie für die verschiedensten Empfangsverhältnisse gewappnet sind. Der 7. Streich: einfachste Montage durch vormontierte Elemente und Abstimmung auf den gewünschten Kanal durch Biegedrehen. Prospekt DS 2

# Hirschmann - Antennen



Sender aus ehemaligen Wehrmachtbeständen als **FERN-STEUERSENDER für 27,12 MHz** Reichw. mit 90 V ca. 500 m, leicht umzubauen. Beziehb. aus: 1 Röhre MC 1, Spule (80 mm), Trimmer, keram. Kondens., Widerst., Buchsen u. Anschlußdrähten, mont. auf Perlinaspl., feuchtigkeitsgesch. Geräte ungebr., Gew. 60 g, Gr. 72 x 55 mm, DM 3,50, Senderschalt. DM 0,60, Umbausatz DM 0,80  
**KRUGER • München, Irzgießereistraße 19**

Nur im Einkauf liegt Ihr Verdienst!!!

# Seas Hi-Fi-Lautsprecher

für höchste Ansprüche zu konkurrenzlosen Preisen

**Type 250 D** Spezialauführung mit Hochtonkegel, 30-16000 Hz, 9 Watt, 5 Ohm, Metallkorb ø 250 mm, 10 000 Gauß, Gewebe Zentrierung, Netto-Preis nur **DM 17,95**  
**Type 210 D** Spezialauführung mit Hochtonkegel, 40-16000 Hz, 7 Watt, 5 Ohm, Metallkorb ø 210 mm, 10 000 Gauß, Gewebe Zentrierung, Netto-Preis nur **DM 15,00**

Fernar liefert main Werk:

Type 206 TV	40-8000 Hz, ø 205 mm,	5 Watt, 4 Ohm,	9 500 Gauß, netto 11,00 DM
Type 210	40-8500 Hz, ø 210 mm,	7 Watt, 5 Ohm,	10 000 Gauß, netto 14,00 DM
Type 250 E	30-8000 Hz, ø 250 mm,	8 Watt, 4 Ohm,	10 000 Gauß, netto 15,55 DM
Type 280	30-8000 Hz, ø 250 mm,	8 Watt, 5 Ohm,	10 000 Gauß, netto 17,25 DM
Type 300 E	30-8000 Hz, ø 302 mm,	12 Watt, 5 Ohm,	10 000 Gauß, netto 30,- DM
Type 300	30-7500 Hz, ø 302 mm,	15 Watt, 8 Ohm,	12 500 Gauß, netto 04,- DM

Vergleichen Sie bitte technische Daten und Preise mit denen anderer Firmen, Ich bin überzeugt, es wesentlich günstiger zu sein, daß auch Sie mein Kunde werden. Prompte Lieferung, bei Nichtgelieferten Rückgaberecht innerhalb 8 Tagen.

**F. A. CRUTER • Seest/Westf. • Tel. 2037 • Elektro-, Radio- u. Fernseh-Großhandlung**



Ch. Rohloff • Oberwinter bei Bonn  
Telefon: Reinddeck 289

# Amateure • Bastler

Röhren-Elkos • CuL-Draht  
Klavaturen u. Lautsprecher  
zu vorzählbaren Preisen. Bitte Listen anfordern!  
**B. Müller, Elektrotech., Spalchingen/Württg.**

# Stabilisatoren

auch in Miniatur-Ausführung  
zur Kostenhaltung  
von Spannungen



# Stabilovolt

GmbH.  
Berlin NW 87  
Siedingstraße 21  
Tel. 39 40 24



Gegen Kassenmagler...  
**Master-Kassen**  
100 AB1 KASSENFABRIK HEILBRUNN

ZM 31



4

## GESCHWINDIGKEITEN



Die weltbekannten PE - Plattenwechsler u. PE - Plattenspieler sind nunmehr auf die 4 Geschwindigkeiten  $16\frac{2}{3}$ ,  $33\frac{1}{3}$ , 45 und 78U/min eingerichtet

**PERPETUUM-EBNER**

DIE ÄLTESTE UND GRÖSSTE PHONO-SPEZIAL-FABRIK DES KONTINENTS

ST. GEORGEN/SCHWARZWALD