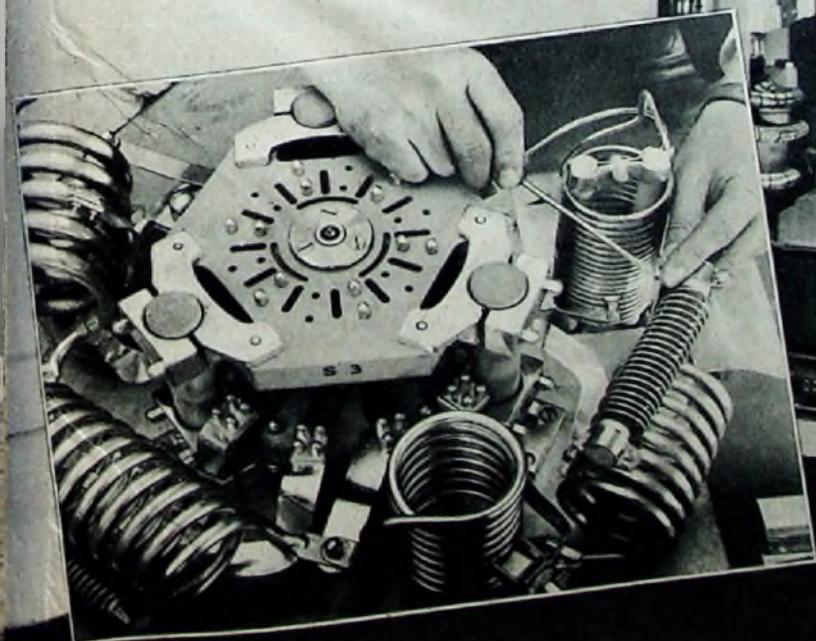
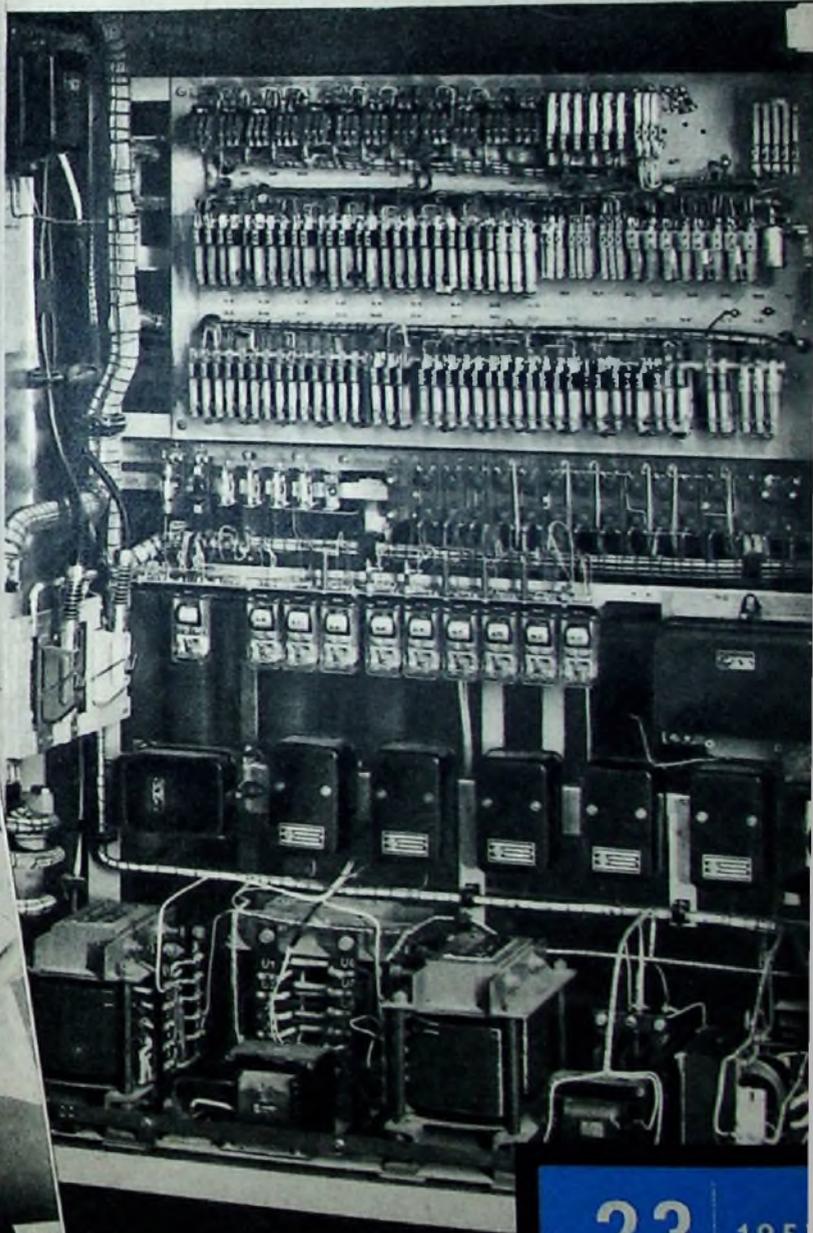
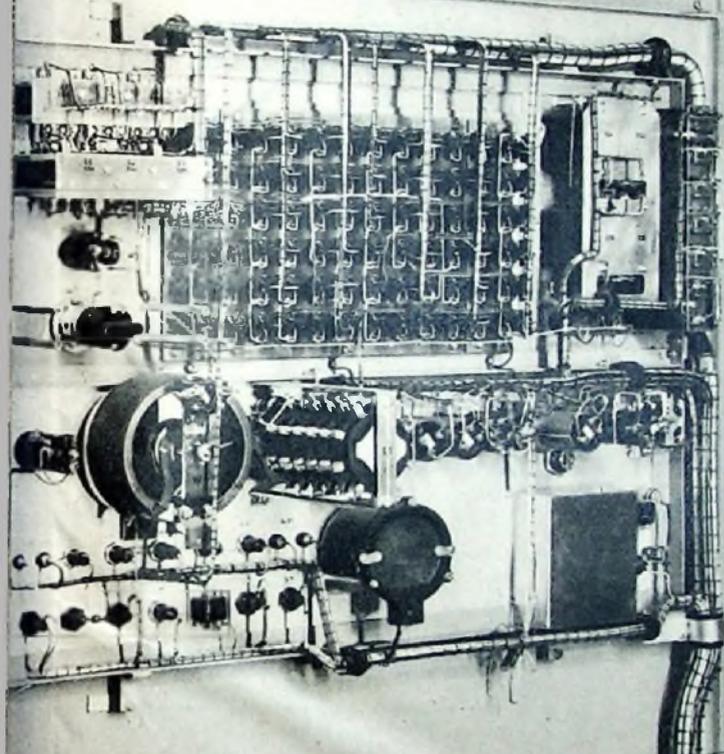
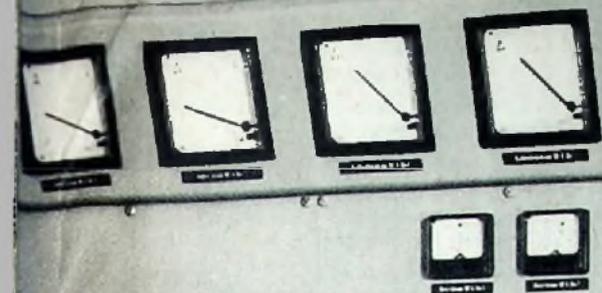


BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

TELEFON



23 | 195

1. DEZEMBERHEFT

### Die Elektroindustrie auf der Deutschen Industrie-Messe 1958 in Hannover

Das für die Hannover-Messe maßgebliche Branchenprinzip macht die geschlossene Unterbringung der Elektroindustrie in einem Gebäudekomplex erforderlich. 1947 war die Elektroindustrie mit 98 Ausstellern auf einer Fläche von 2400 m<sup>2</sup> vertreten; heute sind es allein aus dieser Branche 1100 Aussteller, so daß sich umfangreiche Neubauten auf dem Messegelände als notwendig erwiesen. Die im Juli d. J. begonnenen Bauten schließen sich der 1953 erbauten Halle 10 an. Die neue zweigeschossige Halle 10 A ist richtiger; sie wird schon im Frühjahr 1958 im Erdgeschoß die Rundfunk-, Fernseh- und Phonographie geschlossen aufnehmen. Neben der Halle 10 A folgt nach Westen zu als Mittelpunkt des Komplexes die ebenfalls neue Halle 12 — ein Hochhaus mit fünf Stockwerken —, die den Ausstellern der Leuchtenindustrie vorbehalten ist. Unmittelbar neben diesem Hochhaus entsteht dann in L-Form noch die Erdgeschoßhalle 11; sie ist für schwere Ausrüstungen zur Energieerzeugung und -verteilung reserviert. Insgesamt hat damit die Elektroindustrie (die bisher belegte Halle 9 gibt sie an den Maschinenbau ab) eine Ausstellungsfläche von rund 56 000 m<sup>2</sup>, die inzwischen an die Aussteller auf zehn Jahre fest vermietet wurden.

### Zählung der Schwingungskreise in Empfängern

Das endgültige Normblatt „Rundfunk- und Fernsehgeräte, Zählung der Schwingungskreise in Empfängern“ kam unter der Nummer DIN 45 311 im September 1957 heraus.

### Schaltzeichen Magnetköpfe

DIN 40 700, Blatt 7, ist die Bezeichnung des im September 1957 erschienenen Normblattes „Starkstrom- und Fernmeldetechnik, Schaltzeichen Magnetköpfe“.

### Conrad-Malschob-Preis Ausschreiben

Drei Preise (1000 DM, 500 DM und 300 DM) wurden vom VDI für persönliche Erinnerungen (z. B. an bedeutende Ingenieure oder Wirtschaftsführer, an bedeutsame technikgeschichtliche Ereignisse o. ä.) oder für die Behandlung eines geeigneten Themas aus der Technikgeschichte ausgesetzt. Die Bedingungen des Preis Ausschreibens können durch die Pressestelle des Vereins Deutscher Ingenieure (Düsseldorf, Prinz-Georg-Straße 77-79) bezogen werden.

### Koordinator des Deutschen Fernsehens

Die Arbeitsgemeinschaft der westdeutschen Rundfunkanstalten wählte im Oktober den Fernsehbeauftragten des Süddeutschen Rundfunks Dr. Helmut Jedele zum Koordinator des Deutschen Fernsehens für das Jahr 1958.

### 80 Jahre Tonkonserve

Am 15. Dezember 1877 reichte Thomas Alva Edison ein Patentsuchen für sein Verfahren

zur Tonaufzeichnung ein. Die wirkliche, sich um ein Mittelloch drehende Tonrillenplatte wurde 10 Jahre später durch Emile Berliner eingeführt.

### UKW-Küsten-Sprechfunk

Mit der Einrichtung eines Küsten-Sprechfunks beginnt die Deutsche Bundespost. Er soll bewegliche Stationen auf Schiffen längs der deutschen Küsten auf eine Entfernung von etwa 30 Seemeilen mit Teilnehmern des festländischen Fernsprechnetzes verbinden.

### 10 Jahre Telefunken-Werk Hannover

Am 11. November 1957 erfolgte im hannoverschen Telefunken-Werk die feierliche Schlüsselübergabe des neuen Bürohauses und des Zentralagers in gleichzeitiger Würdigung des zehnjährigen Bestehens des Werkes. Die Gesamt-Brutto-Nutzfläche umfaßt jetzt über 40 000 m<sup>2</sup>. Am 1. Oktober 1957 waren hier 4017 Mitarbeiter (Frauenanteil = 61,97 %) für die Fertigung von Rundfunk- und Fernsehempfängern sowie von Geräten für die Elektroakustik eingesetzt. Über 2 Millionen Rundfunk- und Fernsehempfänger wurden bisher allein in diesem Werk hergestellt. Besonderes Augenmerk wird auf die Weiterentwicklung der Automatisierung gerichtet; schon heute ist das Werk eine der modernsten Fabrikationsstätten in Europa.

### Drei Millionen Elac-Kristall-Systeme

Am 29. Oktober 1957 wurde in Kiel das dreimillionste Elac-Kristall-Tonabnehmersystem hergestellt. Die Elac begann vor etwa 10 Jahren mit den Entwicklungsarbeiten für die Fabrikation von Phono-Bauteilen; heute besitzt sie in einem eigens hierfür eingerichteten Zweigwerk die größte Produktionsstätte für Kristall-Tonabnehmer in Deutschland.

### Pingula U 58

Im November 1957 brachte die Akkord Radio GmbH als neuesten Kofferempfänger den „Pingula U 58“ auf den Markt. Dieser Empfänger — eine Weiterentwicklung des „Pingula U 57“ — ist mit DF 97, DK 92, 2 X DF 96, DAF 96, DL 96, 2 Ge-Dioden und 2 Tgl. bestückt. Seine Empfangsbereiche sind UKML (Empfindlichkeit auf allen Bereichen unter 5 µV). Weitere Daten: kontinuierliche Tonblende, TA- und Magneton-Anschluß, Ovaleitungs- und Ferritstabantenne, Dipolantenne, Batterie-ladeeinrichtung, Wechselstrom- und Batteriebetrieb, Holzgehäuse mit Leder- oder Kunstlederbezug in verschiedenen Farben, Abmessungen 315 X 217 X 136 mm, Gewicht 3,5 kg o. Batterie.

### Zweifach-Bündeltriode QOE 02/5

Eine neue Zweifach-Bündeltriode QOE 02/5 der Valvo GmbH eignet sich zur Verwendung als HF-Verstärker, Oszillator und Frequenzvervielfacher, und zwar für Frequenzen bis zu 500 MHz. Sie hat einen Verstärkungsfaktor von 33, eine Steilheit von 10 mA/V und gibt entsprechend der jeweiligen Be-

triebsart eine HF-Ausgangsleistung von 4,5 ... 5,8 W ab. Beide Systeme der Röhre haben ein gemeinsames Schirmgitter; bei höheren Frequenzen störende Induktivitäten wie sie bei anderen Gegentakt-Konstruktionen auftreten, fallen dadurch fort. Geringer Heizleistungsbedarf und kleine Abmessungen machen die neue Zweifach-Bündeltriode besonders auch für die Verwendung in mobilen Sende- und Empfangsanlagen geeignet.

### Verbesserter Fernsehprüfgenerator „GM 2891 F“

Der Philips Fernseh-Prüfgenerator „GM 2891 F“ wird jetzt in einer verbesserten Ausführung unter der Typenbezeichnung „GM 2891 F“ geliefert. Dieses Gerät unterscheidet sich von dem bisherigen durch ein zusätzliches Testbild des Bildmustergenerators. In Stellung 5 des Testbild-Wahlschalters kann nunmehr auch ein quadratisches Gittermuster eingestellt werden. Diese neue Einstellmöglichkeit erleichtert die Kontrolle eines Fernseh-Schirmbildes auf richtige Arbeitsweise der beiden Kippgeräte für die horizontale und vertikale Ablenkung. Außerdem hat das Gerät an der Rückseite eine Kurzschlußbuchse, bei deren Bedienung der Bildträger dem HF-Ausgang unmoduliert entnommen werden kann.

### Elektronische Frequenzmesser „PT 1411“ und „PT 1412“

Die Elektro Spezial GmbH hat die elektronischen Frequenzmesser „PT 1411“ und „PT 1412“ herausgebracht. Diese Geräte ermöglichen es, die Frequenz mit einem Meßfehler von 1/100 in einem Gleichspannungswert umzuformen und somit Kompensatoren anzuschließen, deren absolute Genauigkeit 2,5/100 und deren Reproduzierbarkeit 1/100 ist. Die Frequenzmesser können mit entsprechenden Gebern (photoelektrisch oder induktiv) für die kontinuierliche Messung von Drehzahlen verwendet werden. Unter Benutzung einer speziellen Trigger-Einrichtung lassen sie sich in Verbindung mit Ovalradzählern auch als Durchflußmengenmesser einsetzen.

### Dehnungsmeßbrücke „PT 1200“

Die neue Dehnungsmeßbrücke „PT 1200“ der Elektro Spezial GmbH gestattet, statische, statisch-dynamische und dynamische Vorgänge aufzunehmen und ist so ausgeführt, daß sowohl halbe als auch vollständige Dehnungsmeßstreifenbrücken und entsprechende Geber mit Dehnungsmeßstreifen angeschlossen werden können. Die Trägerfrequenz von 6000 Hz erlaubt, Meßfrequenzen bis zu 1500 Hz aufzunehmen. Das Gerät ist mit Ausgängen für Elektronenstrahl-Oszillografen, Drehschreiber und Schleifen-Oszillografen versehen. Für den Kapazitäts- und Widerstandsabgleich ist eine Abstimmanzeigeröhre eingehaut, die Abgleicharbeiten wesentlich erleichtert. Es stehen 10 Meßbereiche zur Verfügung, und zwar von 0,1/100 ... 100/100 Dehnung (Vollausschlag). An diese Brücke können auch induktive Geber angeschlossen werden.

### Interkoma 1957

Messen, Steuern, Regeln ... Grundlagen der Automatisierung .....	785
Die Spannungsverteilung in Gemeinschafts- Antennenanlagen .....	786
Gleichspannungswandler mit Leistungstransistoren .....	789
Philips Zentrallaboratorium seiner Bestimmung übergeben .....	791
Elektrische Messung nichtelektrischer Größen	
Kraft- und Momentenmessungen .....	792
Radar für kleine Ziele .....	795

### Beilage

Der Oszillograf als Meßgerät	
Bedienung und Prüfung eines Oszillografen (2) .....	799
Der »Spacitor« — Ein neues Halbleiter-Bauelement .....	801
Für den KW-Amateur	
Ein 70-Watt-Amateursender für alle Bänder .....	802
Die Kurzschrift des Fachmannes	
Fachwörter .....	803
Transistoren-Kleinstempfänger .....	805
Service-Technik	
Löten Sie richtig? .....	808
Umschalter für Außenlautsprecher .....	808
Für den Anfänger	
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (17) .....	809
FT-Zeitschriftendienst	
Die Synchronisierung von Schmaltonfilmen .....	812

Unser Titelbild: 100-kW-Kurzwellensender von Telefunken für den Überseefunkverkehr in der neuen Großsendestelle Usingen; unten links im Bild: der Schwingkreis des Senders. Werkaufnahmen: Telefunken.

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Korus, Rehberg, Schmidtke, Schmal) nach Angaben der Verfasser. Seiten 783, 784, 787, 798, 804, 813, 815 und 816 ohne redaktionellen Teil.

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

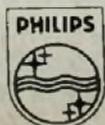


# Ein zusätzliches Weihnachtsgeschäft für Sie!

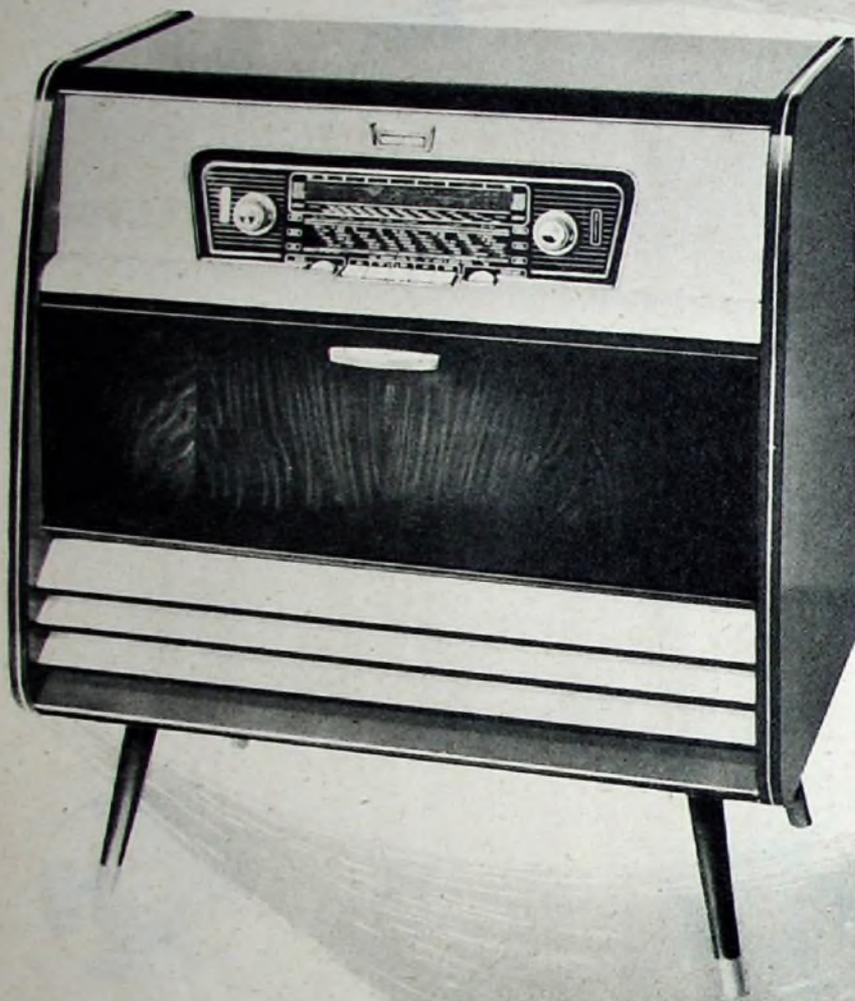
Weihnachten bringt für Sie einen großen Umsatz in Philips M 45-Schallplatten. Nutzen Sie die Chance, die sich Ihnen hier bietet, aus! Führen Sie beim Verkauf dieser Schallplatten auch das spezielle Abspielgerät für M 45-Schallplatten vor: Mignon der moderne Phono-Automat – das passende Geschenk zum Weihnachtsfest.



Mignon Grundausführung DM 74.-  
mit Spannungsumschalter  
und 2-adrigem NF-Kabel DM 79.-  
Mignon-Phonokoffer ... DM 199.-  
Mignon-Phonokoff. Luxus DM 218.-



# PHILIPS



Eine neue Musiktruhe, die eine neue Käuferschicht erschließt:

## BALLETT 58

Sie wurde eigens für solche Truhen-Liebhaber geschaffen, die bislang entweder aus räumlichen oder aus finanziellen Gründen die Verwirklichung ihres Wunsches zurückstellen mußten. Bescheiden im Platzbedarf, ist die BALLETT 58 genau das Richtige für kleinere Wohnräume. Dabei wirkt sie ausgesprochen gefällig und elegant und hat leistungsmäßig all das zu bieten, was der Käufer erwartet. Hinzu kommt der außerordentlich günstige Preis von DM 599.-, Grund genug, die BALLETT 58 besonders herauszustellen!

SCHAUB  
LORENZ



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

INTERKAMA 1957

## MESSEN, STEUERN, REGELN · Grundlagen der Automatisierung

Am 10. November hat die INTERKAMA ihre Pforten geschlossen. Was vielen Ausstellern und Besuchern in Anbetracht der Flut von Ausstellungen und Kongressen noch am Tage der Eröffnung ein Wagnis zu sein schien, zeichnete sich schon nach den ersten Tagen als Erfolg ab, und heute kann man sagen, die INTERKAMA hat alle Erwartungen übertroffen. Die 149 ausländischen Firmen aus 12 Ländern und die insgesamt über 80 000 Besucher aus 65 Ländern unterstrichen den wahrhaft internationalen Charakter dieses jüngsten Kindes im Kreise der Fachausstellungen und Kongresse. Mit 179 Firmen war die deutsche einschlägige Industrie der Firmenzahl nach zu 95 % vertreten; nach der Belegschaftsstärke ergibt sich noch ein erheblich höherer Prozentsatz. Erfreulich, daß „Messe-Wandler“ so gut wie ganz fehlten und überall das ernste, sachliche Fachgespräch zwischen den Experten dominierte.

Als Hersteller elektrischer und mechanischer Meßgeräte zählen wir in der Bundesrepublik Deutschland rund 200 Firmen, von denen nur wenige Großfirmen mit über 1000 Mann Belegschaft sind; zahlenmäßig überwiegen mittlere und kleine Firmen. Insgesamt beschäftigt dieser heute wichtig gewordene Industriezweig etwa 60 000 Menschen und erreichte 1956 einen Umsatz von rund 1 Milliarde DM. Davon entfallen etwa 300 Millionen D-Mark auf den unmittelbaren Export und weitere 100 Millionen D-Mark auf den indirekten Export. Obwohl diese Sparte der deutschen Industrie sehr lohnintensiv ist und der Anteil der Facharbeiter und Ingenieure im Gesamtbetrieb ungewöhnlich groß ist, war es möglich, durch Rationalisieren und Fertigen größerer Serien im Rahmen des allgemeinen Anstiegs der Investitionen nach wie vor zu Weltmarktpreisen zu liefern.

Rationalisieren und Automatisieren, das sind die beiden Schlagworte, die heute im Alltagsgespräch immer wiederkehren. Man sollte aber nicht vergessen, daß Voraussetzung für beides stets das Messen ist. Die Messung steht am Anfang einer jeden Überlegung in dieser Richtung, und aus ihr entwickeln sich dann mehr oder weniger zwangsläufig die so oft als Spitzenleistungen der Technik bewunderten Regelungen und Steuerungen, die ihre Perfektion in der Automatisierung ganzer Fertigungsprozesse oder Fabriken finden. Mehr denn je zuvor ist im vergangenen Vierteljahrhundert das Bemühen vieler Disziplinen der Naturwissenschaften und der Ingenieurwissenschaften darauf gerichtet gewesen, neue Meßverfahren zu ersinnen, deren Grenzen aufzuzeigen und durch immer exakteres und gleichzeitig schnelleres Messen neue Erkenntnisse zu gewinnen.

Der Zeitfaktor spielt dabei oft eine ausschlaggebende Rolle, weil vielfach nur bei schneller Aufzeichnung einer Vielzahl von Meßwerten und der Möglichkeit zum schnellen Auswerten die Messung ihren eigentlichen Sinn erfüllen kann. Ein erster Schritt in dieser Richtung sind die um die Jahrhundertwende in

größerem Umfang (neben den bis dahin fast ausschließlich benutzten anzeigenden Meßgeräten) entwickelten Instrumente für registrierende Messung. Seit den zwanziger Jahren gewinnen regelnde Meßgeräte zunehmend an Bedeutung, denn sie liefern einen Meßimpuls, der oft unmittelbar zum Steuern oder Regeln geeignet ist. Auch einfache Rechenaufgaben überträgt man vielfach schon direkt dem Meßgerät oder gibt die vom Meßgerät erfaßten Werte — gegebenenfalls nach Umwandlung in einen geeigneten elektrischen Wert mittels des Meßwertumwandlers — direkt in eine Rechenmaschine oder in eine Rechenanlage ein. Zur übersichtlichen Niederschrift einer Vielzahl von Meßwerten in Tabellenform stehen heute sinnreiche Einrichtungen in Gestalt der Meßwertdrucker zur Verfügung, die als programmgesteuerte Einrichtungen zur Meßwertverarbeitung nicht nur die Meßwerte, sondern daneben auch Datum, Uhrzeit oder sonstige wichtige Kenndaten und sogar Überschreitungen vorher festgelegter Grenzwerte in einer zweiten Farbe ausdrucken.

Zum Auswerten großer Datenmengen haben sich die elektronischen Großrechenanlagen hervorragend bewährt. Sie sind auch für bestimmte Aufgaben aus der Meßtechnik geeignet, aber meistens sind die technischen Möglichkeiten solcher Anlagen viel zu groß, als daß ihr Einsatz in diesem Rahmen sinnvoll wäre. Was für viele Aufgaben heute noch fehlt, ist die kleine Rechenmaschine, die „Einzweck-Maschine“ im Gegensatz zur großen „Universal-Maschine“. Während für solche Aufgaben der Digitalrechner am Platze ist, gewinnt der Analogrechner wegen seiner Fähigkeit, simulieren zu können, vor allem in der Regelungstechnik zunehmend an Bedeutung. Mehr und mehr bedient man sich zur Untersuchung der Betriebseigenschaften von geregelten Anlagen sogenannter Regelmodelle, die schon bei der Planung eine gegenseitige Abstimmung der regelungstechnischen Baugruppen ermöglichen und durch den Fortfall zeitraubender Rechnungen die gestellten Aufgaben mit einem Minimum an Zeitaufwand lösen.

Messen, Steuern und Regeln sind die drei Begriffe, die heute jede Produktion beeinflussen und Ausgangspunkt eines jeden technischen Gesprächs über Automatisierung sind. Fälschlicherweise spricht man in diesem Zusammenhang oftmals von einer zweiten industriellen Revolution. Was sich heute abspielt, das ist keine Revolution, sondern eine Evolution — eine Entwicklung, die sich ganz konsequent aus unseren immer weiter fortschreitenden Erkenntnissen ergeben hat. In dieser Entwicklung war die INTERKAMA 1957 ein bemerkenswerter Meilenstein. Es bleibt zu hoffen, daß Ausstellungen dieser Art und dieses Niveaus in gewissen Zeitabständen immer wieder stattfinden, um einem internationalen Kreis von Fachleuten in geschlossener Schau den Stand der Technik zu demonstrieren und darüber hinaus einen echten fachlichen Gedankenaustausch zu ermöglichen.

—th

# Die Spannungsverteilung in Gemeinschafts-Antennenanlagen

DK 621.396 621.22

Gemeinschafts-Antennenanlagen bieten, vom Standpunkt des Bauherrn und des Architekten aus betrachtet, die ideale Möglichkeit, alle Bewohner eines Hauses in der gleichen Weise wie mit elektrischer Energie, Gas und Wasser auch mit HF-(Rundfunk- und Fernseh-) Spannungen zu versorgen. Eine einzige Antennenanordnung auf dem Dach, an der alle Wohnungen angeschlossen sind, verhindert, daß das Haus später durch zahlreiche Antennengebilde der verschiedensten Art verunziert wird, da jeder Mieter ein Recht auf eine Hochantenne für Rundfunk und Fernsehen hat, das durch mehrere Gerichtsurteile ausdrücklich bestätigt wurde. Der Kostenanteil je Teilnehmer ist nicht höher als der Preis einer brauchbaren Einzelantenne. Wegen dieser Vorteile gehört in jeden Neubau eine Gemeinschafts-Antennenanlage.

Wie in jeder Gemeinschaft muß man jedoch auch hier die gebotenen Vorteile durch Zugeständnisse erkaufen. Wenn mehrere Empfänger an einer Antenne angeschlossen sind, kann nicht ein einzelner die gesamte aufgefangene Energie erhalten, weil sie an alle verteilt werden muß. Es kommt noch hinzu, daß die unerläßliche gegenseitige Entkopplung der Empfänger Energieeinbußen zur Folge hat. Trotz dieser unvermeidlichen Verluste soll aber jedem Teilnehmer noch eine ausreichende Antennenspannung zur Verfügung stehen. Deshalb muß der Installateur schon bei der Projektierung einer Gemeinschafts-Antennenanlage die Spannung an den einzelnen Empfänger-Anschlußdosen abschätzen können. Dazu genügt es aber nicht, nur die Feldstärke am Empfangsort zu kennen, sondern man muß auch die Verluste in der Antennenanlage wenigstens annähernd berechnen.

Im allgemeinen kennt der Installateur die Empfangsbedingungen in seinem Arbeitsbereich schon aus längerer Erfahrung, so daß er die Spannung, die am Fußpunkt bestimmter Antennen zu erwarten ist, mit ausreichender Genauigkeit abschätzen kann. Liegen noch keine Erfahrungswerte vor, dann ist die Spannung durch Messungen mit einem Antennentestgerät zu ermitteln. Vor allem für den Fernsehempfang muß in schwierigen Empfangslagen die günstigste Antenne durch Versuche bestimmt werden.

Die exakte Berechnung der Verluste einer Gemeinschafts-Antennenanlage läßt sich leider nicht auf so einfache Formeln zurückführen, daß sie der Installateur durchführen könnte. Für die Praxis genügt es aber, wenn man die Grenzwerte der Spannungen kennt, die in einer Anlage auftreten können. Die niedrigste Spannung muß noch für einen brauchbaren Empfang ausreichen, und von der höchsten darf der Empfängereingang noch nicht übersteuert werden.

Diese beiden Grenzwerte lassen sich mit Hilfe der Leitungstheorie in verhältnismäßig einfacher Weise berechnen. Durch einige Vereinfachungen ergeben sich Abschätzformeln, mit denen sich auch der Installateur ohne mathematische Kenntnisse einen Überblick über die Spannungsverteilung in einer Gemeinschafts-Antennenanlage verschaffen kann. Weiterhin kann man mit diesen Formeln Tabellen oder Leitertafeln herstellen, aus denen die Spannungswerte direkt abzulesen sind. Ein einfaches Rechengesetz bietet selbst dem Ungeübten die Möglichkeit, schnell zu arbeiten und Fehler zu vermeiden.

## Abschätzformeln für Ultrakurzwellen

Von den heute üblichen und allgemein als zweckmäßig anerkannten Schaltungen von Gemeinschafts-Antennenanlagen zeigt Bild 1 Prinzipskizzen von zwei Beispielen. Im Bild 1a sind einige Empfänger-Anschlußdosen an einer Stammlleitung angeschlossen, die am Ende mit einem Widerstand  $R_a$  abgeschlossen ist. Zwei bis vier solcher Stammlleitungen (Bild 1b)

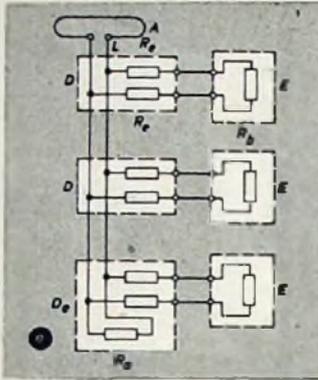


Bild 1a. Prinzipschaltung einer Gemeinschafts-Antennenanlage mit einer Stammlleitung

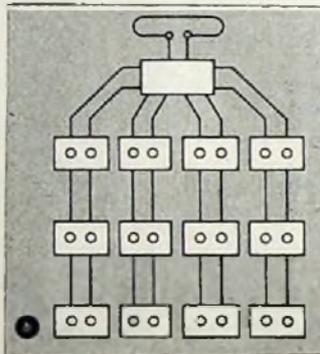


Bild 1b. Prinzipschaltung einer Gemeinschafts-Antennenanlage mit vier Stammlleitungen

lassen sich in einer Verteilerdose zusammenführen, an deren Eingang die Verbindungsleitung liegt. In jeder Anschlußdose sind zwischen den Kabel-Anschlußklemmen und den Buchsen zum Anschluß des Empfängers Entkoppelwiderstände eingeschaltet, um Rückwirkungen der einzelnen Empfänger aufeinander zu verringern und in zulässigen Grenzen zu halten.

Die einfachste Antennenanlage dieser Art nach Bild 1a besteht aus der symmetrischen Antenne A, der symmetrischen Niederführung L sowie drei Empfänger-Anschlußdosen D mit je zwei eingebauten Entkoppelwiderständen  $R_e$  und symmetrischen Ausgangsbuchsen, an die über eine symmetrische Leitung die Empfänger E mit symmetrischem Eingang angeschlossen sind.

Zunächst sollen die Spannungen an den einzelnen Anschlußdosen einer solchen Anlage mit einer Stammlleitung ermittelt werden. Das wäre sehr leicht, wenn man die Entkoppelwiderstände  $R_e$  vor den Empfängern E so groß machen könnte, daß die Leitungsbelastung durch Dose und Empfänger vernachlässigbar klein bliebe. Dann bräuchte man nur den Abschlußwiderstand  $R_a$  am Ende der Leitung gleich ihrem Wellenwiderstand zu machen, damit bei richtiger Anpassung der Antenne

an allen Dosenklemmen die gleiche Spannung läge, die der Empfänger von der gleichen Antenne in einer richtig angepaßten Einzelanlage erhalten würde. Aber selbst wenn man von der Kabeldämpfung absieht, ergibt sich dieser Zustand, bei dem das Antennenleitungsnetz wie bei Starkstrom eine „steife“ Spannungsquelle wäre, in einer sinnvoll ausgelegten Anlage nur annähernd für Kurz-, Mittel- und Langwellen bei kleiner Dosenanzahl. Bei Ultrakurzwellen jedoch (UKW-Rundfunk und Fernsehen) würde die Spannung an den Empfängereingängen dann wegen der großen vorgeschalteten Entkoppelwiderstände  $R_e$  auf einen zu niedrigen Wert absinken. Die Entkopplung zwischen den einzelnen Dosen wäre zwar sehr hoch, aber die Empfängerspannung zu gering. Um möglichst wenig Spannung zu verlieren, bemißt man die Entkopplung vielmehr so knapp wie möglich. Allzu große Entkoppelwiderstände sind zudem sinnlos, weil die unvermeidlichen Schaltkapazitäten in den Dosen, vor allem zwischen den Kabel-Anschlußklemmen, bei hohen Frequenzen, besonders im Fernsehband III (174...223 MHz), bereits einen so großen Nebenschluß bilden, daß auch eine offene Dose, an der kein Empfänger angeschlossen ist, die Stammlleitung merklich belastet.

Unter Berücksichtigung aller Gesichtspunkte hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die Entkoppelwiderstände in den Dosen zusammen so groß wie den Eingangswiderstand des Empfängers zu machen. Vor die üblichen Empfänger mit 240-Ohm-Eingang werden also 2 Widerstände von je 100...120 Ohm geschaltet. Dann ist die Spannung am Empfänger noch halb so hoch wie am Doseneingang. Bei kurzgeschlossenem Dosenausgang geht der Belastungswiderstand des Antennenkabels auf die Hälfte zurück. Das ist tragbar, weil die Spannung an den anderen Dosen dadurch nur um etwa den gleichen Betrag abnimmt, wie durch die Belastung einer zusätzlich angeschlossenen Dose. Unter diesen Umständen muß man aber bei der Berechnung der Spannungsverteilung in der Gemeinschafts-Antennenanlage die Belastung durch die Anschlußdosen berücksichtigen.

Der physikalisch und mathematisch exakte Ausgangspunkt für die Ableitung der Berechnungsformeln ist die Leitungstheorie<sup>1)</sup> zur Vereinfachung wird zunächst nur der Spannungsfall durch die Dosenbelastung ohne Berücksichtigung der Kabeldämpfung berechnet. Die Kabelverluste werden später getrennt ermittelt und in Abzug gebracht.

Trotz dieser Vereinfachung ergibt sich eine komplexe Leitungsgleichung, die keine einfache numerische Auswertung zuläßt. Daher seien nur zwei Grenzfälle betrachtet. Im ersten Grenzfall ist die Länge aller Verbindungsleitungen zwischen je zwei Anschlußdosen und zwischen der ersten Dose und der Antenne ein ganzes Vielfaches von  $\lambda/2$  ( $\lambda$  = Betriebswellenlänge). Im zweiten Grenzfall ist die Länge aller Verbindungsleitungen gleich einem ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$ . Bei Leitungslängen von ganzen Vielfachen von  $\lambda/2$  hat der Eingangswiderstand am Leitungsanfang immer den gleichen Wert wie der Widerstand, der am Leitungsende liegt. Leitungen mit Längen von ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$  transformieren dagegen den Abschlußwiderstand an ihrem Ende auf einen anderen Wert an ihrem Anfang.

<sup>1)</sup> s. a. NTZ Bd. 10 (1957) Nr. 7, S. 348-356

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung einer Stammleitung mit einigen Antennendosen im Abstand  $a$  von ganzen Vielfachen von  $\lambda/2$ . Der Abschlusswiderstand in der letzten Dose am Leitungsende sei so gewählt, daß er zusammen mit dem parallelliegenden Belastungswiderstand der letzten Dose mit angeschlossener Empfänger gleich dem Wellenwiderstand  $Z$  des Kabels ist. Die übrigen Dosen mit Empfängern sollen die Leitung mit dem Widerstand  $R_d = kZ$  belasten.

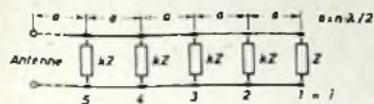


Bild 2. Antennenstammleitung mit Belastungen im Abstand von ganzen Vielfachen der halben Wellenlänge ( $a = n \cdot \lambda/2$ )

Da man die immer vorhandenen Blindkomponenten unbeachtet lassen darf, ist der Dosenwiderstand reell, d. h. rein ohmsch. Bei Vernachlässigung der Kabeldämpfung sind in diesem Fall alle Dosenbelastungswiderstände parallelgeschaltet. An allen Dosen liegt die gleiche Spannung  $U_p$ , die sich aus der Parallelschaltung der Einzelwiderstände ergibt

$$U_p = U_0 \frac{1}{1 + \frac{i-1}{2k}} \quad (1)$$

Darin sind  $U_p$  = Dosespannung,  $U_0$  = Antennenspannung bei angepaßtem Meßgerät und  $i$  = Dosenzahl.

Auch für das Stehwellenverhältnis  $m_p$  erhält man eine einfache Berechnungsformel. Es ist auf der Leitung zwischen der  $i$ -ten und der  $(i+1)$ -ten Dose vorhanden und gleich dem Verhältnis des Wellenwiderstandes  $Z$  zum Widerstand  $R_p$  der  $i$  parallelgeschalteten Dosen

$$m_p = \frac{Z}{R_p} = 1 + \frac{i-1}{k} \quad (2)$$

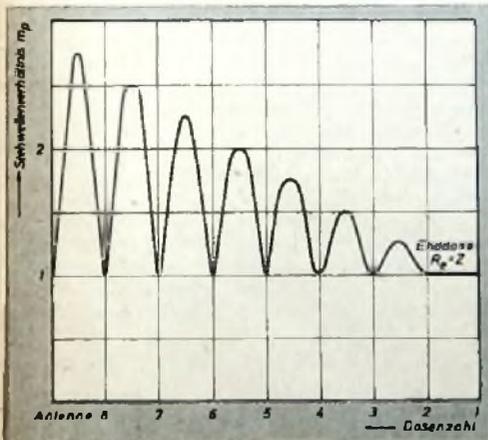


Bild 3. Stehwellenverhältnis längs einer Antennenstammleitung mit 8 Dosen ( $R_d = 4Z, a = \lambda/2, k = 4$ )

Tab. I. Charakteristische Werte der beiden Grenzfälle für  $R_d = 4Z$

i	$m_p$	$U_p/U_0$	m	$U_i$	$U_i/U_0$							
					bei einer Gesamt-dosenzahl von							
					8	7	6	5	4	3	2	1
Antenne				2,55	1	1	1	1	1	1	1	1
8	2,76	0,53	1,16	2,20	0,93							
7	2,6	0,57	1,10	2,00	0,84	0,95						
6	2,26	0,62	1,18	1,70	0,72	0,81	0,92					
5	2,0	0,67	1,08	1,67	0,68	0,75	0,85	0,98				
4	1,76	0,73	1,20	1,31	0,55	0,62	0,71	0,80	0,91			
3	1,5	0,8	1,05	1,25	0,53	0,59	0,68	0,78	0,87	0,98		
2	1,25	0,89	1,25	1	0,42	0,48	0,54	0,61	0,70	0,78	0,89	
1	1	1	1	1	0,42	0,48	0,54	0,61	0,70	0,78	0,89	1

Aus Gl. (1) und Gl. (2) folgt

$$\frac{U_p}{U_0} = \frac{2}{1 + m_p} \quad (3)$$

Das Stehwellenverhältnis  $m_p$  auf einer Stammleitung mit 8 Dosen mit dem Abstand  $a = \lambda/2$  und dem Belastungswiderstand  $R_d = 4Z$  ist im Bild 3 aufgetragen.

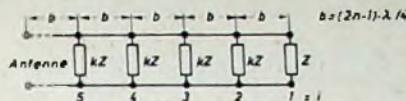


Bild 4. Antennenstammleitung mit Belastungen im Abstand von ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$  ( $b = (2n-1) \cdot \lambda/4$ )

Die gestrichelten, mit der Gesamtdosenzahl  $i$  bezeichneten Linien im Bild 6 geben in % der Spannung bei Anpassung ( $i=1$ ) an, wie hoch die Dosespannung  $U_p$  ist, wenn  $i$  Dosen in  $n \cdot \lambda/2$  Abstand an der Stammleitung angeschlossen sind. Dafür gilt

$$\frac{U_p}{U_0} = \frac{2}{1 + m_p} \cdot 100\% \quad (4)$$

Haben die Dosen einen Abstand  $b$  von ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$  (Bild 4), dann sind sie nicht einfach parallelgeschaltet, da bei jeder  $\lambda/4$ -Leitung der Abschlusswiderstand am Leitungsanfang transformiert erscheint. Auch in diesem Fall läßt sich der resultierende Belastungswiderstand an der Antenne für jede beliebige Dosenzahl berechnen, wenn man sich vorstellt, daß, vom Leitungsende beginnend, eine Dose nach der anderen zugeschaltet wird. Dann ergibt sich die erforderliche Antennenspannung für eine Stammleitung mit  $i$  Dosen zu

$$U_{i+1} = U_i \cdot m_i \quad (5)$$

In Gl. (5) bedeuten  $U_i$  = Spannung an der  $i$ -ten Dose (Zählung vom Leitungsende beginnend) und  $m_i$  = Stehwellenverhältnis auf der Leitung zwischen der  $i$ -ten und der  $(i+1)$ -ten Dose. Für die Anwendung dieser Formel muß jedoch die Spannung  $U_1$  an der letzten Dose bekannt sein.

Man kann aber auch die Spannungsverteilung längs der Stammleitung in % der Antennenspannung  $U_0$  bei Anpassung berechnen. Für die  $i$ -te Dose, die der Antenne am nächsten liegt, ergibt sich

$$\frac{U_{i-1}}{U_0} = \frac{2}{1 + m_{i-1}} \quad (6)$$

Dieser Wert ist unabhängig von der Kabellänge zwischen Antenne und Dose.

Die beiden betrachteten Grenzfälle unterscheiden sich hier nur dadurch, daß an der Antenne und an der nächsten Dose die gleiche Spannung liegt, wenn die Länge der Verbindungsleitung gleich einem ganzen Vielfachen von  $\lambda/2$  ist, während die Antennen-

spannung um den Faktor  $m_{i-1}$  höher ist als die Spannung an der nächsten Dose, wenn die Verbindungsleitung eine Länge von ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$  hat. Im ersten Fall haben die Spannungen, wie bereits erläutert, an allen Dosen den gleichen Wert. Im zweiten Fall sind sie dagegen abgestuft.

$$\frac{U_{i-1}}{U_0} = \frac{U_i}{U_0} \cdot \frac{1}{m_{i-1}} \quad (7)$$

Bild 5 zeigt den Spannungsanstieg längs einer Stammleitung mit 8 Dosen bei einer Dosenbelastung  $R_d = 4Z$  und einem Dosenabstand von ungeraden  $\lambda/4$ -Vielfachen. Wegen der Widerstandstransformation von Dose zu Dose treten nur geringe Stehwellen auf.

In Tab. I sind die charakteristischen Werte für die beiden behandelten Grenzfälle und die Dosenbelastung  $R_d = 4Z$  zusammengestellt.

Die Werte  $U_p/U_0$  und  $U_i/U_0$  für 2...8 Dosen

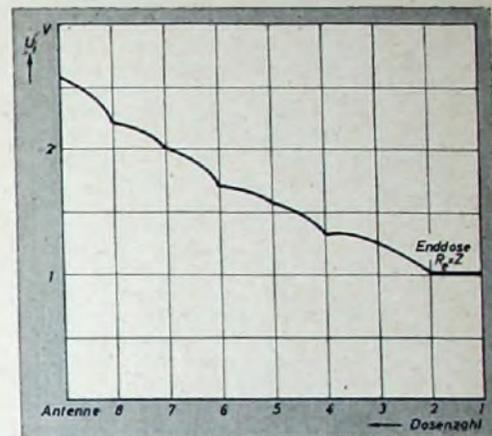


Bild 5. Spannungsanstieg längs einer Antennenstammleitung mit 8 Dosen ( $R_d = 4Z, b = (2n-1) \cdot \lambda/4, U_1 = 1V$ )

an der Stammleitung zeigt das Diagramm Bild 6. Die durch die strichpunktierte Linie verbundenen Werte  $U_p/U_0$  (Verhältnis der Dosespannung zur Antennenspannung bei Anpassung) wurden unter der Annahme berechnet, daß jede Dose eine Dämpfung von 1 dB verursacht. Diese Abschätzwerte weichen von den Grenzwerten, die sich aus der genaueren Rechnung ergeben, nur wenig ab, wenn die Kabellänge zwischen den Dosen gleich einem ungeraden Vielfachen von  $\lambda/4$  ist.

Für den Installateur, der sich zur Projektierung und Überprüfung von Gemeinschaftsantennenanlagen einen Überblick über die zu erwartende Spannungsverteilung verschaffen muß, ist die beschriebene Berechnung trotz der wenigen einfachen Formeln noch zu schwierig und langwierig. Da jedoch an die Genauigkeit der Abschätzung keine hohen Ansprüche zu stellen sind, darf man das Ab-

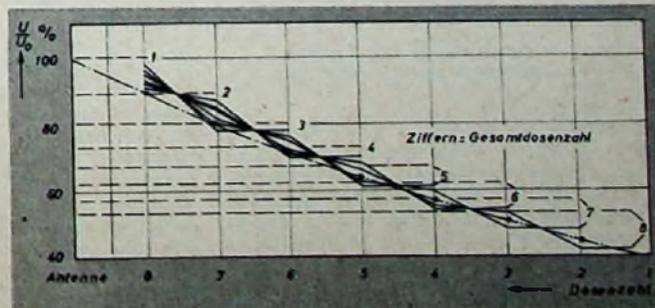


Bild 6. Spannungsverteilung längs einer Antennenstammleitung für verschiedene Gesamt-dosenzahlen ( $R_d = 4Z$ ; --- =  $U_p/U_0$  für  $a = n \cdot \lambda/2$ , — =  $U_i/U_0$  für  $b = (2n-1) \cdot \lambda/4$ , -o-o- =  $U_d/U_0$ , berechnet mit 1 dB Belastungsdämpfung je Dose

schätzverfahren weiter vereinfachen. Zu diesem Zweck wurden für die verschiedenen Antennendosen der Hirschmann-Gemeinschafts-Antennenanlage und die verschiedenen Frequenzbereiche mittlere Dosenbelastungen ermittelt, die eine ausreichende Annäherung an die Rechnung ergeben.

Die in der Praxis nicht zutreffende Annahme, daß die Kabellänge zwischen den einzelnen Empfänger-Anschlußdosen ein ungerades Vielfaches von  $\lambda/4$  ist, kann ebenfalls fallengelassen und der Geltungsbereich der Abschätzung auf beliebige Kabellängen ausgedehnt werden. Man muß nur die niedrigste und die höchste Spannung kennen, die in der Anlage auftreten können, damit man sicher ist, daß alle Geräte noch einen brauchbaren Empfang bringen, aber keines übersteuert wird. Diese Forderung läßt sich mit Sicherheit erfüllen, da weder eine niedrigere Spannung als die für die Enddose berechnete noch eine höhere Spannung als die für die erste Dose an der Antenne ermittelte auftreten kann.

Der Fall, daß alle Dosenabstände gleich einem ganzen Vielfachen von  $\lambda/2$  und daher alle Dosen Spannungen gleich und annähernd so niedrig wie die für die letzte Dose berechnete Spannung sind, ist in der Praxis wenig wahrscheinlich. Es kann aber leicht vorkommen, daß man an den vorderen Dosen erheblich niedrigere Spannungen mißt, als die Abschätzung mit Hilfe der mittleren Dosenbelastung ergeben hat. Dann liegt kein Installationsfehler vor, da die Spannung an den vorderen Dosen theoretisch alle Werte annehmen kann, die zwischen den beiden Grenzwerten liegen, die sich bei der vereinfachten Abschätzung mit mittleren Dosenbelastungen für die betrachtete und für die letzte Dose ergeben. Im allgemeinen dürften die Meßwerte aber in der Nähe der höchsten Schätzwerte liegen. Die experimentelle Überprüfung hat nämlich gezeigt, daß diese Optimalwerte in weiten Bereichen praktisch unabhängig von der Frequenz vorhanden sind und die Minimalwerte nur in sehr schmalen diskreten Frequenzbereichen auftreten.

#### Die Belastungsdämpfung der Anschlußdosen

Bei der Ermittlung der Belastungswiderstände  $R_d$  üblicher Empfänger-Anschlußdosen muß man beachten, daß diese Dosen außer den

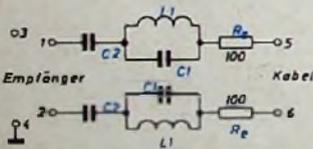


Bild 7. Prinzipschaltung der Anschlußdose für Fernsehempfänger, Typ „Fado 100“

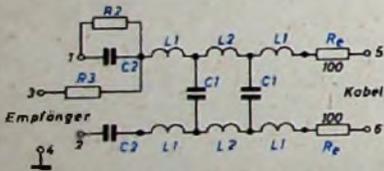


Bild 8. Prinzipschaltung der Anschlußdose für Rundfunkgeräte, Typ „Rado 100“

Entkoppelwiderständen  $R_e$  noch weitere Schaltelemente enthalten. Die Hirschmann-Anlage verwendet 2 Dosenarten, den Typ „Fado 100“ zum Anschluß von Fernsehgeräten und den Typ „Rado 100“ zum Anschluß von Rundfunkgeräten (Bilder 7 und 8). An den Fernseh Dosen sollen alle Fernsehfrequenzen, in Deutschland also die Bänder I (40 ... 68 MHz) und III (174 ... 223 MHz), abgenommen werden können und an den Rundfunkdosen alle Rundfunkfrequenzen, vor allem das UKW-Rundfunkband II (87,5 ... 100 MHz). Von den Kurz-, Mittel- und Langwellen sei vorerst abgesehen. Anderer-

seits sollen aber die Rundfunkdosen in den Fernsehbandern und die Fernseh Dosen im UKW-Rundfunkband nur eine möglichst geringe Belastung verursachen.

Um das zu erreichen, enthält die Fernsehdose „Fado 100“ (Bild 7) zwei Sperrkreise L 1, C 1, die auf das UKW-Rundfunkband abgestimmt sind. Die Rundfunkdose (Bild 8) ist durch den aus den Drosseln L 1, L 2 und den Kondensatoren C 1 bestehenden Tiefpaß mit einer Grenz-

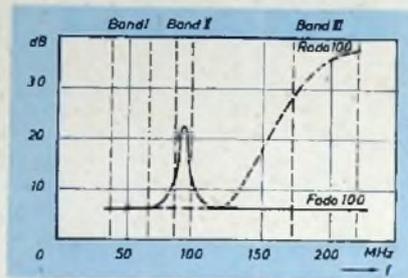


Bild 9. Dämpfungskurven der Empfänger-Anschlußdosen „Rado 100“ und „Fado 100“, gemessen an Stichproben aus der Serienfertigung

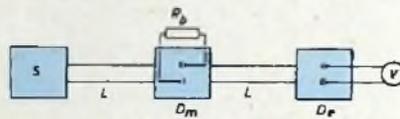


Bild 10. Prinzipschaltung der Anordnung zur Messung der Belastungsdämpfung von Anschlußdosen

frequenz von etwa 140 MHz für das Fernsehband III gesperrt. Für das Fernsehband I ist dagegen keine Sperre eingebaut. Die Entkoppelwiderstände  $R_e$  haben in beiden Dosentypen je 100 Ohm. Die Reihen Kondensatoren C 2 vor den Klemmen 1 und 2 zum Anschluß des Fernsehgerätes oder des UKW-Einganges des Rundfunkempfängers sind mit je etwa 50 pF so bemessen, daß sie die UKW-Frequenzen einschließlich des Fernsehbandes I noch fast ungeschwächt durchlassen und für die Kurz-, Mittel- und Langwellen bereits eine wirksame Sperre bilden. Die beiden Widerstände R 2 und R 3 dienen zur Entkopplung der Kurz-, Mittel- und Langwellen. Im Bild 9 sind die Durchlaßkurven der Fernseh Dosen „Fado 100“ und der Rundfunkdosen „Rado 100“ dargestellt. Die Kurven verbinden die Mittelwerte einer größeren Anzahl von Meßreihen, die an Stichproben aus der Serienfertigung aufgenommen wurden.

Einen Anhaltspunkt für die Größe der Dosenbelastung in Abhängigkeit von der Frequenz geben die Kennlinien im Bild 11, die mit der Meßanordnung nach Bild 10 gemessen wurden. Zwischen den Sender S und die Enddose  $D_e$ , die mit dem Abschlußwiderstand und dem angeschlossenen Diodenvoltmeter V die Leitung mit dem Wellenwiderstand Z abschließt, wurde bei verschiedenen Frequenzen abwechselnd eine durchgehende Leitung oder eine gleichlange Leitung, in deren Mitte eine weitere Dose  $D_m$  lag, geschaltet. Wie bereits erläutert, ist die Länge der Leitungen L (im Verhältnis zur Wellenlänge) bei zwei Dosen ohne Belang. Dann wurde jeweils am Voltmeter abgelesen, um welchen Wert die Spannung an der Enddose beim Einschalten der zweiten Dose, die jeweils offen, mit 240 Ohm abgeschlossen oder kurzgeschlossen war, zurückging. Die gemessenen Werte von je 3 Rundfunkdosen „Rado 100“ und je 3 Fernseh Dosen „Fado 100“ sind, in das Dämpfungsmaß dB umgerechnet, in die Diagramme, Bild 11, eingetragen. Obwohl die Meßpunkte von gleichen Dosen teilweise recht stark streuen, was auf kleine Unterschiede der Einbauelemente, im Aufbau und beim Kabelanschluß zurückzuführen sein mag, kann man doch aus den gezeichneten Mittelwertkurven

eine gute Übersicht über den Frequenzgang der Dosenbelastung und den Einfluß des Dosenabschlusses gewinnen.

Für die Fernsehdose „Fado 100“ zeigen die Kennlinien (Bild 11b), daß sie im Band III offen ungefähr die halbe und kurzgeschlossen ungefähr die doppelte Belastung bildet wie beim Abschluß mit 240 Ohm. Im UKW-Rundfunkband II ist die Belastungsdämpfung wegen der Sperrkreise unabhängig vom Dosenab-

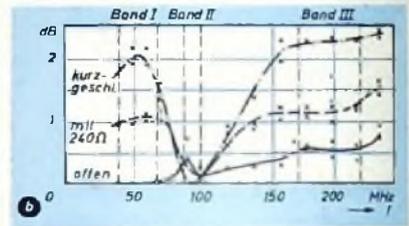
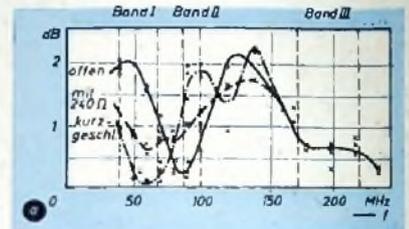


Bild 11. Belastungsdämpfung der Empfänger-Anschlußdosen „Rado 100“ (a) und „Fado 100“ (b)

schluß sehr klein. Im Fernsehband I zeigen sich ähnliche Verhältnisse wie im Band III, jedoch mit dem Unterschied, daß die offene Dose überhaupt nicht belastet, da bei den niedrigeren Frequenzen des Bandes I die Querkapazitäten in der Dose noch keinen Einfluß haben.

Bei der Rundfunkdose „Rado 100“ (Bild 11a) zeigt sich die gute Wirkung des Tiefpasses darin, daß sich im Band III unabhängig vom Dosenabschluß die Leerlaufkurve ergibt. Im Band II liegen die Werte für die Dose mit 240-Ohm-Abschluß bei 1 dB; die Werte der offenen Dose sind wesentlich kleiner, die der kurzgeschlossenen wesentlich größer. Im Band I dagegen ergeben sich nur bei der richtig abgeschlossenen Dose die erwarteten Werte, während die Kurvenäste für die leerlaufende und die kurzgeschlossene Dose vertauscht sind. Diesen Kurvenverlauf verursacht der Tiefpaß, der wie eine Leitung, deren Länge ein ungerades Vielfaches von  $\lambda/4$  ist, den Kurzschluß (bzw. Leerlauf) an seinem Ende in einen sehr großen (bzw. sehr kleinen) Widerstand an seinem Eingang transformiert. (Wird fortgesetzt)

#### Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir das Nötige veranlassen können.

FUNK - TECHNIK

Vertriebsabteilung

# Gleichspannungswandler mit Leistungstransistoren

DK 621.314.1; 621.314.7

Zum Betrieb elektronischer Geräte aus Batterien benutzte man für die Umwandlung niedriger Gleichspannungen in höhere bisher rotierende Umformer oder Zerkhacker. In elektronischen Anlagen verwendet man aber nur ungenutzte mechanisch bewegte Teile, da solche naturgemäß immer einem gewissen Verschleiß unterworfen sind und ihre Funktion gegebenenfalls lageabhängig ist. Bei der Stromunterbrechung — vor allem im Zerkhacker — wird ein breites Störspektrum erzeugt, so daß bei höheren Betriebsfrequenzen umfangreiche Entstörungsmaßnahmen erforderlich sind.

Ein Zerkhacker ist nichts anderes als ein Schalter, der die Batterie periodisch an die Primärwicklung eines Transformators anschließt. Diese Aufgabe kann auch ein Transistor übernehmen; schon mit Spannungen von weniger als 1 V lassen sich am Kollektor Ströme von der Größenordnung einiger Ampere ziehen. Selbst bei niedrigen Eingangsspannungen treten daher kaum Verluste auf. In geeigneten Schaltungen ist der Wirkungsgrad 70...85%; besondere Entstörungsmaßnahmen sind häufig nicht erforderlich.

Gleichspannungswandler geringer Leistung (bis zu etwa 1 W) finden seit geraumer Zeit Anwendung in Reiseempfängern, Geiger-Müller-Zählgeräten und anderen elektronischen Anordnungen. Mit Leistungstransistoren lassen sich aber auch Wandler für höhere Leistungen bauen. Mit 6 V Betriebsspannung ist es möglich, Sekundärleistungen von 15...20 W zu erreichen, bei höheren Eingangsspannungen (12...24 V) 50 W und mehr. In den USA wurden mit Spezialtransistoren schon Gleichspannungswandler mit Leistungen bis zu 1 kW (!) gebaut.

Die Hersteller von Leistungstransistoren geben zahlreiche Schaltungen für Gleichspannungswandler an. Häufig sind diese aber für Batteriespannungen von 12 V und mehr ausgelegt, und genaue Angaben, beispielsweise über Belastungsabhängigkeit und Wirkungsgrad, sind nicht zu erhalten. Da aber gerade der Gleichspannungswandler für niedrige Eingangsspannungen — etwa 6 V (Autobatterie) — für viele Anwendungen (elektronische Geräte in Kraftfahrzeugen) besonders wichtig ist, soll im folgenden über einige Versuche zur Dimensionierung derartiger Wandler berichtet werden.

## Wirkungsweise des Gegentakt-Gleichspannungswandlers

Zur Abgabe größerer Leistungen kommt das Gegentaktprinzip in Frage. Die Wirkungsweise des Gegentakt-Gleichspannungswandlers sowie der zeitliche Verlauf der Ströme und Spannungen ist durch bloße Anschauung nur schwer zu erfassen; auf die Theorie soll deshalb nur kurz eingegangen werden.

Einen Gegentakt-Wandler kann man sich gemäß Bild 1 aus zwei Eintakt-Wandlern zusammengesetzt denken, wobei allerdings die magnetische Verkopplung der Windungen zu beachten ist. Aus Bild 1b geht hervor, daß zu jeder Halbwellen einer der beiden Gleichrichter geöffnet ist, wenn die Primärspannung abwechselnd an die eine oder andere Hälfte der Primärwicklung gelegt wird.

Ersetzt man nun die Schalter durch Transistoren, dann ergibt sich die Schaltung Bild 2. Die Wirkungsweise ist folgende: Im Anfangszustand sei der obere Transistor leitend. Der Kollektorstrom steigt annähernd linear an,

und zwar etwa entlang der Grenzkennlinie im  $U_c-I_c$ -Kennlinienfeld. Die Rückkopplungswicklung ist so gepolt, daß die Spannung an der Basis gegen den Emittler negativ ist. Sobald der Transistor seinen durch den Basisstrom festgelegten höchsten Kollektorstrom erreicht hat, findet kein weiteres Anwachsen des Kollektorstroms mehr statt. Die in der Basiswicklung induzierte Spannung fällt dann

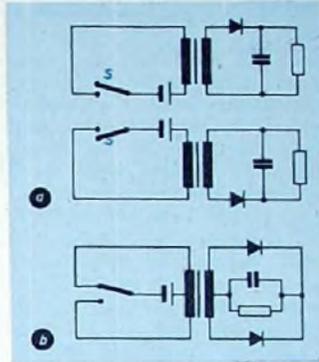


Bild 1. Schematische Darstellung eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers; a = zwei Eintaktwandler, b = zusammengesetzte Gegentakt-Schaltung

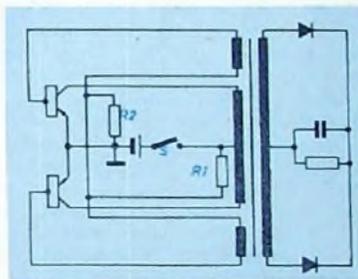


Bild 2. Gegentakt-Wandler mit Transistoren als Schalter

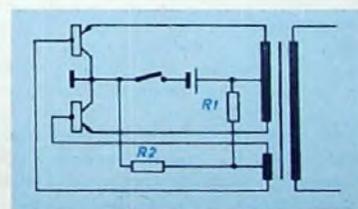


Bild 3. Gegentakt-Wandler mit hochliegendem Emittler

aber, was ein Absinken des Basisstroms und damit des Kollektorstroms zur Folge hat. Dieser Vorgang ist kumulativ, das heißt, das Zurückgehen des Kollektorstroms beschleunigt wiederum die Verringerung der Basisspannung. Schließlich wird die Basisspannung positiv, so daß der Transistor (theoretisch) gesperrt wird!

Während im oberen Transistor Strom fließt, ist der untere gesperrt, denn die in den Windungen induzierte Spannung ist so gepolt, daß die Basis des unteren Transistors positiv gegen den Emittler ist. Sobald der Strom im oberen Transistor aber zurückgeht, erfolgt eine Umpolung der Spannungen in den Wick-

lungen. Die Basis des unteren Transistors wird negativ und dieser dadurch leitend. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch, wobei Rechteckspannungen entstehen. Schließt man an die Sekundärseite des Transformators einen Doppelweg- oder Brückengleichrichter an, dann fließt während der ganzen Dauer jeder Halbwellen Strom auf den Ladekondensator. Es ist daher ein nur kleiner Ladekondensator erforderlich. Außerdem ist keine Stabilisation bei Ausfall der Last nötig.

Über einen Spannungsteiler erhalten die Basen der Transistoren eine geringe negative Grundvorspannung, die das Anschwingen erleichtert. Dabei soll der obere Teilwiderstand  $R_2$  in der Größenordnung 200 Ohm...1 kOhm liegen. Sehr kritisch ist der untere Teilwiderstand  $R_1$ . Er bestimmt in hohem Maße den Rückkopplungsgrad; sein Wert liegt zwischen einigen Ohm und einigen 10 Ohm. Er muß um so kleiner sein, je schwächer die Rückkopplung (geringe Windungszahl) und je stärker die Belastung ist. In der Praxis wird man einen Mittelwert wählen, bei dem in einem bestimmten Belastungsbereich der Wirkungsgrad optimal ist.

Bei Leistungstransistoren ist meistens der Kollektor galvanisch mit dem Gehäuse verbunden. Bei der Schaltung nach Bild 2 müssen die Transistoren daher isoliert aufgebaut werden, was die optimale Wärmeableitung etwas verringert. Bequemer ist die Schaltung nach Bild 3. Hier sind die Kollektoren mit Masse verbunden, während die Emittler „hoch“ liegen. Die Basiswicklung muß dann eine höhere Windungszahl haben als bei der Schaltung im Bild 2, da zusätzlich die zwischen dem Pluspol der Batterie und dem Emittler liegende Spannung (die etwa gleich der Batteriespannung ist) überwunden werden muß, wenn in der Stromflußphase die Basis eine gegen den Kollektor negative Spannung erhalten soll. Da der Basisstrom nicht sehr groß ist, besteht die Wicklung aus relativ dünnem Draht, so daß die etwas höhere Windungszahl kein Nachteil ist. Bei der Schaltung im Bild 3 können die Transistoren jetzt unmittelbar auf das mit dem Minuspol der Batterie verbundene Chassis aufgeschraubt werden.

## Die Bauteile des Gleichspannungswandlers

Da im Transformator Rechteckspannungen verarbeitet werden, die einen relativ großen Oberwellengehalt aufweisen, sollte man möglichst gutes Blech verwenden. Im allgemeinen reicht Dynamoblech IV mit einer Stärke von 0,35 mm aus. Bei Gegentaktwandlern ist es nicht unbedingt nötig, einen Luftspalt vorzusehen. M-Schnitte wird man daher bevorzugt verschachtelt stopfen, da ein Luftspalt doch nicht variiert werden könnte. Andererseits ist ein Luftspalt oft nützlich, um die Induktivität der Primärwicklung und damit die Schwingfrequenz auf den richtigen Wert zu bringen; die Einstellung des Luftspaltes ist dabei allerdings nicht sehr kritisch. Die bekannten EJ-Schnitte sind zu empfehlen. Mit einem EJ 60-Kern kann man noch Leistungen von mehr als 30 W verarbeiten. Bei größeren Kernen — etwa EJ 84 — wird der Wirkungsgrad nur unwesentlich besser (einige Prozent).

Die niederohmige Primärwicklung, durch die der gesamte Kollektorstrom fließt, soll möglichst die untersten Lagen einnehmen. Um eine gute magnetische Verkopplung zu erreichen, kann es zweckmäßig sein, Primärwicklung und Basiswicklung bifilar zu wickeln. Man wird dabei die Drahtstärke so wählen,

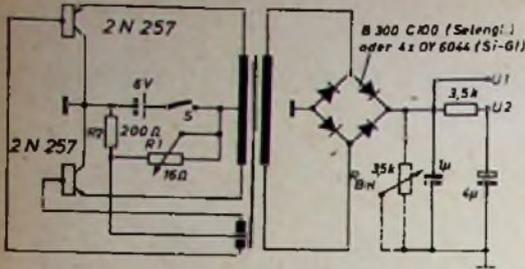


Bild 4. Schaltung eines ausgeführten Gegentakt-Gleichspannungswandlers

Transformator	Wicklungen und Drahtstärke	Kern und Blechgröße
I	Prim.: 2 x 18 Wdg. 1,2 CuL, bif. Basis: 2 x 33 Wdg. 0,35 CuL Anzapf. bei 2 x 24 und 2 x 11 Wdg. Sek.: 970 Wdg. 0,2 CuL	Dyn. Bl. IV, 0,35 EJ 60/30
II	Prim.: 2 x 25 Wdg. 0,0 CuL, bif. Basis: 2 x 45 Wdg. 0,36 CuL, bif. Sek.: 1800 Wdg. 0,2 CuL Anzapf. bei 1300 Wdg.	Dyn. Bl. IV, 0,35 EJ 60/30
III	Prim.: 2 x 20 Wdg. 1,5 CuL, bif. Basis: 2 x 35 Wdg. 0,35 CuL Anzapf. bei 2 x 30 und 2 x 24 Wdg. Sek.: 1300 Wdg. 0,2 CuL Anzapf. bei 1200 und 900 Wdg.	Dyn. Bl. IV, 0,35 EJ 84

Tab. I. Daten von Transformatoren für Gleichspannungswandler

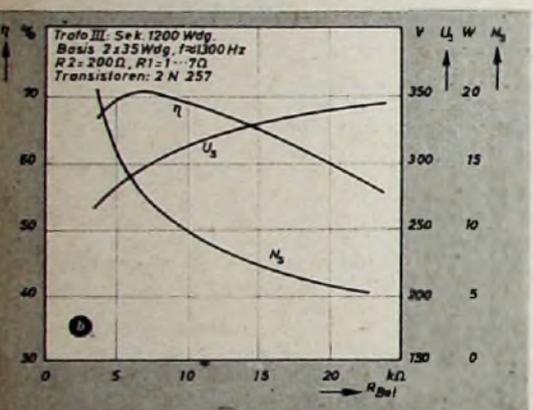
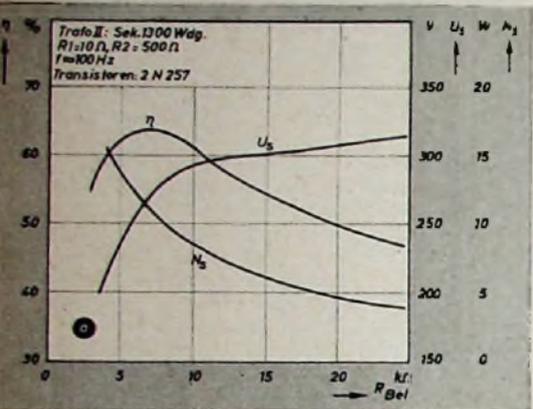


Bild 5. Wirkungsgrad  $\eta$ , sekundäre Gleichspannung  $U_2$  und Ausgangsleistung  $N_2$  in Abhängigkeit von der Belastung  $R_{Bel}$ ; a = für Transformator II, b = für Transformator III

dann kann die Windungszahl etwas geringer sein als bei normaler Lagenwicklung. Für die Sekundärwicklung gelten die üblichen Regeln. Die Verluste im Transformator sind um so geringer, je niedriger die Induktion gewählt wird. Erhöht man beispielsweise die Induktion durch Erhöhung der Frequenz, dann ist oberhalb von 500 Hz eine merkbare Verringerung des Wirkungsgrades festzustellen. Da im Betrieb, zum Beispiel bei Leistungsänderungen und bei Änderung der Primärspannung mit gewissen Schwankungen der Induktion gerechnet werden muß, ist es zweckmäßig, Werte zwischen 3000 und 5000 Gauß zu wählen

Die Verluste im Transistor sind in der Hauptsache durch die Größe des Grenzwiderstandes bestimmt und lassen sich leicht abschätzen. Bei einem Primärstrom von beispielsweise 4 A wären diese bei einem angenommenen Grenzwiderstand von 0,2 Ohm insgesamt  $I^2 \cdot R = 16 \cdot 0,2 = 3,2$  W. In den einzelnen Transistoren wird demnach je die Hälfte, also 1,6 W, in Wärme umgesetzt. Man sieht, daß die Verluste im Transistor relativ klein sind. Sie wären bei gleichem Primärstrom auch bei höherer Betriebsspannung nicht größer. Da der relative Anteil der Transistorverluste an der Gesamtleistung dann aber kleiner ist, steigt mit zunehmender Eingangsspannung der Wirkungsgrad

Für die Auswahl des Transistors ist wegen der geringen in Wärme umgesetzten Leistung die Verlustleistung nicht so ausschlaggebend, wie man zunächst denken könnte. Viel wichtiger ist, daß der Transistor einen möglichst kleinen Grenzwiderstand (kleine Kniespannung), einen hohen Stromverstärkungsfaktor und einen großen maximal zulässigen Kollektorspitzenstrom hat. Eventuell muß man darauf achten, daß die höchstzulässige Kollektorspannung nicht überschritten wird. Die im Betrieb auftretende höchste Kollektorspannung ist etwa gleich dem doppelten Betrag der Batteriespannung.

Beim Einsatz von Leistungstransistoren als Schalter müssen gewisse Trägheitseffekte be-

rücksichtigt werden. Diese hängen unmittelbar mit der Grenzfrequenz zusammen. Im Gegensatz zu Wandlern mit geringerer Leistung arbeitet man daher bei Leistungswandlern mit einer Schwingfrequenz von etwa 100 Hz. Für den Gesamtwirkungsgrad spielt auch der Wirkungsgrad der Gleichrichter eine gewisse Rolle. So konnte festgestellt werden, daß mit Siliziumgleichrichtern der Gesamtwirkungsgrad 3...4% besser ist als mit Selengleichrichtern. Der hohe Preis ist allerdings für die allgemeine Anwendung von Siliziumgleichrichtern, vor allem in Brückenschaltungen, vorerst noch hinderlich. Bei der Bemessung der Gleichrichter kann man eine 1,4mal niedrigere Sperrspannung zulassen als bei der Verarbeitung sinusförmiger Spannungen, da bei rechteckförmigem Spannungsverlauf die Spitzenspannung gleich der effektiven Spannung ist.

Versuche mit praktischen Schaltungen

Bild 4 zeigt die bei den folgenden Versuchen benutzte Schaltung. Das Ziel war, folgende Punkte zu klären:

1. Dimensionierung der Transformatorwicklungen
2. Einfluß der Blechgröße
3. günstigste Schwingfrequenz
4. Abhängigkeit des Wirkungsgrads und der Sekundärspannung von der Belastung
5. Einfluß der Betriebsspannung auf Wirkungsgrad und Ausgangsleistung.

Schließlich sollten die dem Verfasser zur Verfügung stehenden Transistortypen auf ihre Eignung als Gleichspannungswandler untersucht werden. Bei den benutzten Transformatoren konnten die Betriebsbedingungen durch Wahl geeigneter Anzapfungen weitgehend geändert werden. Die Daten der Transformatoren sind in Tab. I zusammengestellt.

Bild 5 zeigt den Wirkungsgrad, die sekundäre Gleichspannung und die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Belastung. Die Primär-Eingangsspannung wurde auf 6 V kon-

daß die Wicklung mit dem stärksten Draht etwa zwei volle Lagen einnimmt. Bifilarwicklungen sind unpraktisch, wenn man Anzapfungen braucht. Im allgemeinen genügt es, solche nur bei der Basiswicklung vorzusehen, wenn man verschiedene Transistortypen ausprobieren will. Allerdings ist auch dann die Basiswicklung nicht allzu kritisch, da man ja den Rückkopplungsgrad mit dem Widerstand  $R_1$  in gewissen Grenzen beeinflussen kann. Wird die Basiswicklung bifilar ausgeführt,

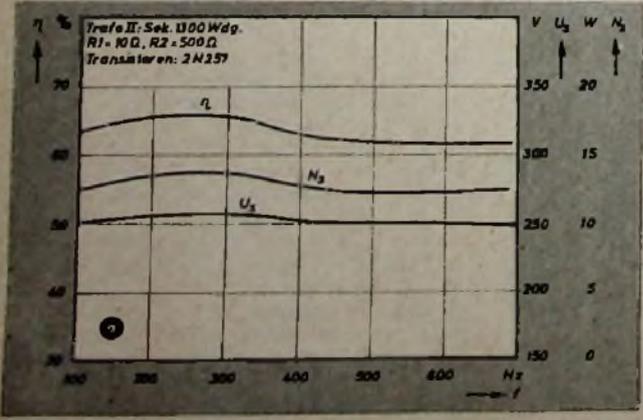
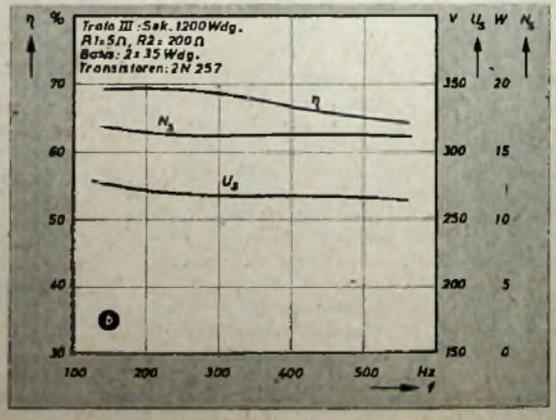
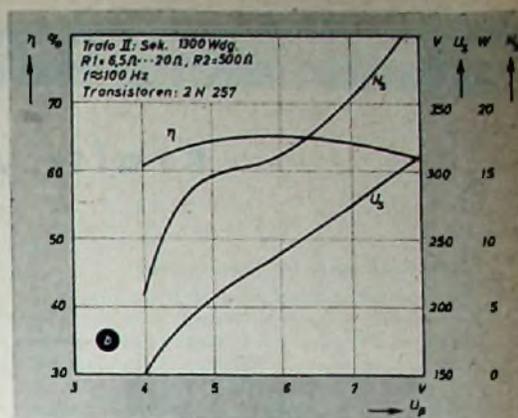
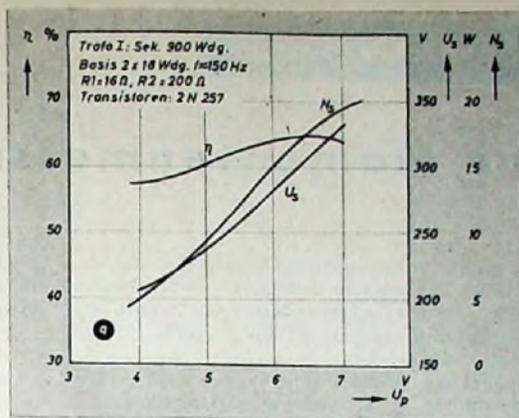


Bild 6. Wirkungsgrad  $\eta$ , sekundäre Gleichspannung  $U_2$  und Ausgangsleistung  $N_2$  in Abhängigkeit von der Schwingfrequenz  $f$ ; a = für Transformator II, b = für Transformator III

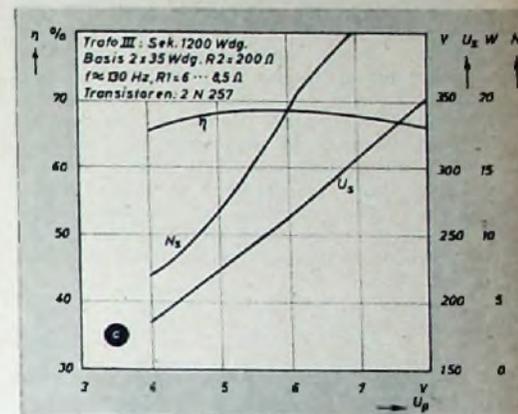


stantgehalten. Bild 5a gilt für den Transformator II und Bild 5b für den Transformator III. Beim Vergleichen der erreichten Sekundärleistungen ist zu beachten, daß bei der Messung mit Transformator II der Widerstand  $R_1$  unverändert etwa 10 Ohm war, während bei der Messung mit Transformator III  $R_1$  jeweils so dimensioniert wurde, daß die abgegebene Sekundärleistung optimal war. Die Werte von  $R_1$  schwankten dabei zwischen 1 und 7 Ohm. Die abgegebene Leistung wird größer, je kleiner man bei hoher Belastung  $R_1$  macht. Es gibt eigentlich für jede Belastung einen optimalen Wert von  $R_1$ , wenngleich das Maximum relativ



Transistor	Firma	Transformator	Batteriespannung $U_p$ [V]	Sekundärspannung $U_s$ [V]	Sekundärleistung $N_s$ [W]	Wirkungsgrad [%]
OC 16	Valvo	I	6	275	18,8	68
		II	6	245	16,7	66
		III	6	280	17	70
OD 604	Telefunken	I	6	260	10,5	60
2 N 257	Intermetall	I	6	275	16,1	64
		II	6	240	16	66
		III	6	270	17	68
2 N 208	Intermetall	I	6	240	12	58
		II	6	230	10,8	60
		III	6	235	15,5	58

Bild 7. Wirkungsgrad  $\eta$ , maximale sekundäre Gleichspannung und maximale Ausgangsleistung  $N_s$  in Abhängigkeit von der Eingangsspannung; a = für Transformator I, b = für Transformator II, c = für Transformator III



Tab. II. Meßergebnisse mit verschiedenen Gleichspannungswindlern

breit ist. Bei sehr kleinen Werten von  $R_1$  ergeben sich allerdings Schwierigkeiten beim Anschwingen. Mit Transistoren vom Typ 2 N 257 (Intermetall) beispielsweise ist bei 6 V Betriebsspannung ein sicheres Anschwingen nur zu erreichen, wenn auf der Sekundärseite weniger als 20 W entnommen werden. Wahrscheinlich könnte man durch Erhöhung der Windungszahl der Basiswicklung die Anschwingbedingungen etwas verbessern. Allerdings dürften 20 W wohl ohnehin die Grenze für einen Wandler mit 6 V Eingangsspannung sein, da bei höheren Leistungen der zulässige Kollektorspitzenstrom überschritten würde. Solange der Transformator mit relativ niedriger Induktion betrieben wird, sind die Schwingfrequenz und damit auch der Luftspalt nicht allzu kritisch. Die Bilder 6a und b zeigen den Einfluß der Frequenz auf Wirkungsgrad, Sekundärleistung und Sekundärspannung. Ein unmittelbarer Vergleich wie bei Bild 5 ist nicht möglich. Während bei Transformator II die günstigste Schwingfrequenz um 250 Hz herum liegt, kann bei dem etwas größeren Transformator III die Schwingfrequenz niedriger sein. Oberhalb 500 Hz ist ein deutlicher Abfall des Wirkungsgrades festzustellen. Hier wird wahrscheinlich die Induktion im Transformator schon zu groß, so daß die Verluste stark ansteigen. Die verschiedenen Schwingfrequenzen wurden übrigens einfach durch Änderung des Luftspalts eingestellt. Der Luftspalt wurde dabei zwischen einigen zehnten Millimetern und einigen Millimetern geändert.

Für zahlreiche Anwendungen ist es wichtig zu wissen, wie sich Wirkungsgrad, sekundäre Gleichspannung und Ausgangsleistung bei Änderung der Eingangsspannung verhalten. Dies ist in den Bildern 7a, b und c für das gleiche Transistorpaar (2 N 257) bei den drei zur Verfügung stehenden Transformatoren gezeigt. Es ist ersichtlich, daß die Unterschiede zwischen den Transformatoren I und II nicht sehr groß sind, dagegen gestattet der größere Transformator III, bei etwas besserem Wirkungsgrad eine um etwa 20% größere Sekundärleistung zu entnehmen. Der Gewinn ist

allerdings nicht so erheblich, daß die Verwendung eines Kernes der Größe EJ 84 zwingend notwendig wäre. Wenn nicht gerade die höchstmögliche Leistung entnommen werden soll, genügt durchaus der Schnitt EJ 60. Es wurde sogar ein Wandler mit M 55-Kern gebaut, der bei 6 V Eingangsspannung bei sehr annehmbarem Wirkungsgrad etwa 15 W zu entnehmen gestattet.

Die Meßergebnisse mit verschiedenen gerade vorhandenen Transistortypen sind in Tab. II zusammengestellt. Es ist zu erwarten, daß mit Leistungstransistoren anderer Typen, beispielsweise OD 603 (Telefunken), TF 80/30 (Siemens) und GFT 4012 (TeKaDe), ähnliche Ergebnisse erreicht werden können. Die Daten dieser Transistoren weichen nicht sehr von

denen der bei den angestellten Versuchen<sup>1)</sup> benutzten Typen ab.

Leistungen von der Größenordnung 18... 20 W (bei 6 V Eingangsspannung) lassen sich auch bei höheren Temperaturen im Dauerbetrieb entnehmen. Der im Bild 4 dargestellte Wandler (mit Transformator III bestückt) wurde häufig an einer mobilen Funkanlage viele Stunden lang im fahrenden Wagen betrieben, wobei die Außentemperatur mehr als 30°C betrug. Der Wandler war aber wesentlich höheren Temperaturen ausgesetzt, da er sich unter der Motorhaube des Fahrzeuges befand.

1) Mit dem GFT 4012 wurden inzwischen auch Versuche gemacht. Dieser Typ eignet sich ebenfalls gut für Leistungswandler.

## Philips Zentrallaboratorium seiner Bestimmung übergeben

Neben der zweckgebundenen Forschung und Entwicklung, deren Ergebnisse ihren Niederschlag in Geräten und Anlagen finden, ist für die großen Unternehmen der Industrie die Forschung auf weite Sicht von immer größerer Bedeutung. Mehr denn je zuvor gilt in unserer Zeit die alte Weisheit, daß die Wissenschaft von heute die Technik von morgen ist. Der 14. November 1957 war für die in der Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldephi) zusammengelaßten deutschen Philips-Unternehmen ein bedeutungsvoller Tag: In Hamburg-Stellingen wurde das erste Gebäude des Philips-Zentrallaboratoriums seiner Bestimmung übergeben. Der nach Plänen des Hamburger Architekten A. Böhringer errichtete zweistöckige Bau mit 650 m<sup>2</sup> Grundfläche ist die Keimzelle dieser zentralen Forschungsstätte, die nach vollständigem Ausbau aus acht bis neun solcher Laboratorien und einem Verwaltungsgebäude auf dem über 80 000 m<sup>2</sup> großen Grundstück bestehen wird. Die wissenschaftliche Leitung liegt in den Händen von Professor Dr. Fritz Borgnis,

einem bekannten Experten auf dem Gebiet der Elektronik, der erst Anfang dieses Jahres aus den USA zurückkehrte, wo er seit 1950 an der Wesleyan University, Connecticut, am California Institute of Technology, Pasadena, und an der Harvard University, Cambridge, tätig war. Die Themenstellung für die Forschungsaufgaben ergibt sich jeweils aus den Schwerpunkten der kommerziellen Bedürfnisse und der Fortschritte der technischen Entwicklung. Heute stehen Probleme aus der Halbleiter-, Mikrowellen- und Bildröhrentechnik sowie aus der Automatisierung im Vordergrund. Neben dem neuen Hamburger Zentrallaboratorium bestehen bereits das vor einem Jahr in Aachen seiner Bestimmung übergebene Labor unter Leitung von Dr.-Ing. A. E. Panenhorg sowie das von Professor Dr. W. Arndt geführte Lichttechnische Laboratorium in Hamburg. Alle drei Laboratorien mit jetzt schon zusammen 150 Wissenschaftlern und Angestellten sind im Philips-Zentrallaboratorium der Alldephi zusammengefaßt.

# Kraft- und Momentenmessungen

DK 621.317.39 : 531 78 + 531 789.1

## Kraftmessung durch Wegmessung

Zur Messung einer Kraft  $F$  kann man sie in einen proportionalen Weg  $s$  oder eine Dehnung  $\epsilon$  umwandeln und diese Größen messen. Da auch hierbei die Meßeinrichtung dem Meßvorgang möglichst wenig Energie entziehen darf, muß der Meßweg bei der Kraftmessung möglichst klein gehalten werden. Es kommen daher vor allem diejenigen Verfahren der Wegmessung in Frage, die die Messung kleiner Wege und Dehnungen gestatten. Hauptsächlich werden Kraftmesser, die nach dem Prinzip der induktiven Wegmessung arbeiten, eingesetzt; Verfahren der kapazitiven Wegmessung verwendet man seltener. Die Umwandlung der Kraft in den Meßweg erfolgt durch entsprechend bemessene Stahlkörper, deren Verformung im Gültigkeitsbereich des Hookeschen Gesetzes der auf sie wirkenden Kraft exakt proportional ist (Bild 1)

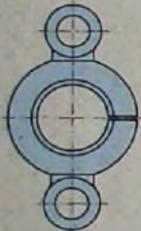


Bild 1. Kraftmesser auf induktiver Grundlage

zeigt als Beispiel einen Kraftmesser, bei dem die Änderung des Luftspaltes des Stahlringes unter mechanischer Belastung die Induktivität einer Spule verändert. Mit derartigen Anordnungen lassen sich Kräfte von 0,5 kp bis zu einigen 100 t messen; die Genauigkeit ist hauptsächlich durch die Eigenschaften des Stahlkörpers bestimmt. In abgewandelter Form finden Kraftmesser auf induktiver Grundlage zur Messung der Schnittkraft bei Drehmaschinen Verwendung.

Zunehmende Bedeutung erlangen Kraftmessungen unter Verwendung von Dehnungsmeßstreifen. Mit DMS kann man Kraftmesser als transportable Geräte bauen (ein Beispiel dafür sind die Zug- und Druckkraftmesser der Elektro Spezial GmbH) und die innerhalb einer Konstruktion auftretenden Kräfte durch Bestimmung der Dehnung der Konstruktionselemente messen. Diese Möglichkeit der Kraftmessung bietet dann Vorteile, wenn der Einbau eines besonderen Meßgerätes in den Kraftfluß auf betriebliche oder konstruktive Schwierigkeiten stößt. So wurde beispielsweise der Walzdruck in Walzwerken durch Messung der betriebsmäßigen Dehnung der Walzportalständer bestimmt. Allerdings ist eine rechnerische Eichung derartiger Anordnungen meistens nicht möglich; die Eichung muß dann mit Hilfe bekannter Belastungen, etwa durch hydraulische Pressen, vorgenommen werden.

## Magnetoelastische Geber

Für die Induktivität  $L$  einer Drossel, die aus  $w$  Windungen besteht, die auf einen Kern mit der Länge  $l_{Fe}$  (in cm), dem Luftspalt  $l_L$  (in cm) und dem Eisenquerschnitt  $q$  (in cm<sup>2</sup>) gewickelt sind, erhält man die Formel

$$L = 0,1256 \cdot 10^{-7} \cdot w^2 q \frac{\mu}{l_{Fe} + \mu l_L} \quad [H] \quad (1)$$

Darin ist  $\mu$  die relative Permeabilität. Bei den früher behandelten induktiven Gebern wurde der Luftspalt  $l_L$  geändert und dadurch die Induktivität beeinflusst. Eine andere Gruppe von Gebern beruht auf dem sogenannten magnetoelastischen Effekt. Die relative Permeabilität  $\mu$  ist nämlich bei verschiedenen Metallen nicht konstant, sondern hängt (neben zahlreichen anderen Einflußgrößen) von der Spannung im Material ab. Diese Abhängigkeit findet man bei allen ferromagnetischen Metallen; besonders stark ist sie bei bestimmten Eisen-Nickel-Legierungen (Permalloy). In einem bestimmten Bereich (bei Permalloy etwa bis zu 15 kp/mm<sup>2</sup>) hängen die Permeabilitätsänderungen linear von den Spannungsänderungen ab und lassen sich daher zu Meßzwecken ausnutzen. Beim Aufbau von mechanisch-elektrischen Wandlern unter Ausnutzung des magnetoelastischen Effektes darf sich im magnetischen Kreis kein Luftspalt befinden, da er nach Gl. (1) die Linearität des Zusammenhanges zwischen Last- und Induktivitätsänderung stören würde. Man setzt deshalb magnetoelastische Wandler entweder aus einzelnen Blechen zusammen, in deren Nuten die Windungen eingefädelt werden, oder man verwendet Drehkörper mit plangeschliffener Oberfläche, auf die nach Einlegen der Windungen eine massive Deckplatte aufgeschweißt wird (Bild 2). Dadurch sind magnetoelastische Wandler im Aufbau äußerst robust. Beim Einsatz von Kraftmeßdosen nach Bild 2 zur Messung von Druckkräften ist zu beachten, daß die Kraft genau senkrecht und gleichmäßig verteilt auf die Druckfläche einwirken muß, um Meßfehler zu vermeiden. Ist eine gleichmäßige Belastung der Druckfläche nicht von vornherein durch die Konstruktion gegeben, dann müssen geeignete Körper zum Druckausgleich, wie z. B. Kugeln oder Walzen, dazwischengeschaltet werden.

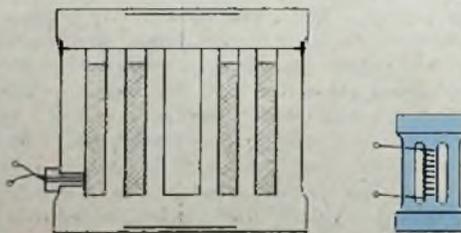


Bild 2. Aufbau magnetoelastischer Kraftmeßdosen

Wandler werden für Nennlasten bis zu 1000 t gebaut und sind im allgemeinen um 100 % überlastbar, ohne Schaden zu nehmen. Die erreichbaren Genauigkeiten hängen stark von den elektrischen Betriebsgrößen der Wandler ab.

Die Messung der durch die Permeabilitätsänderung hervorgerufenen Änderung der Induktivität des Wandlers kann auf verschiedene Weise erfolgen. Die Induktivitätsänderung läßt sich beispielsweise in einer Induk-

tivitätsmeßbrücke, etwa der Maxwell-Wien-Brücke nach Bild 3, messen. Diese Brücke ist abgeglichen, wenn

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad \text{und} \quad L_1 = R_2 R_3 C_4$$

ist. Als Speisespannung für die Brücke verwendet man Wechselspannung von 50 bis 5000 Hz.

An Stelle einer Meßbrücke kann man auch eine Kompensationsschaltung nach Bild 4 an-

Bild 3. Maxwell-Wien-Brücke zur Induktivitätsmessung

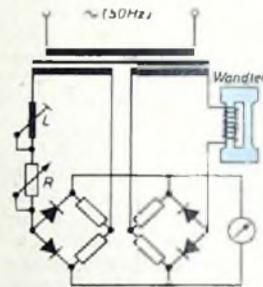
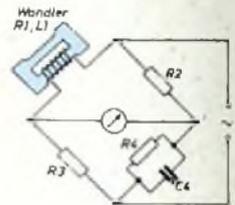


Bild 4. Meßschaltung bei Verwendung magnetoelastischer Kraftmeßdosen

wenden. Der Strom durch die Kraftmeßdose wird mit dem durch eine Nachbildung  $R, L$  fließenden Strom verglichen und in den Widerstands-Gleichrichterschaltungen die Differenz zwischen den beiden Strömen gebildet. Die Nachbildung muß so eingestellt werden, daß im unbelasteten Zustand der Ausschlag des Anzeigeinstrumentes verschwindet. Konstante Vorlasten, wie Behältergewichte usw., lassen sich so leicht einrichten. Dieses Anzeigeverfahren (Siemens & Halske AG) erfüllt bei großer Einfachheit und Robustheit des Aufbaus und genügender Meßgenauigkeit alle an Betriebsmeßgeräte zu stellenden Forderungen.

Fehlerquellen können bei Verwendung magnetoelastischer Wandler dadurch auftreten, daß die Permeabilität  $\mu$  der verwendeten Werkstoffe außer von der mechanischen Spannung noch von der magnetischen Feldstärke im Material (und damit vom Betriebsstrom des Wandlers) sowie von der Frequenz der Speisespannung und von der Temperatur abhängt. Den Zusammenhang zwischen Permeabilität  $\mu$  und Feldstärke  $H$  (entsprechend Induktivität  $L$  und Strom  $I$ ) zeigt Bild 5. Der Arbeitspunkt wird zweckmäßigerweise an die Stelle  $x$  gelegt, in deren Nähe kleine Abweichungen des Speisestromes nur sehr geringe Änderungen der Induktivität bewirken. Bei einer Änderung des Speisestromes um 1 % wandert der Nullpunkt bei Einstellung auf  $x$  um etwa 0,1 ... 0,2 %, während sich die Empfindlichkeit der Anordnung um 1 % ändert. Man muß daher bei Verwendung magnetoelastischer Wandler die Speisespannung stabilisieren. Das kann durch magnetische Spannungs-konstanthalter erreicht werden, die jedoch eine sinusförmige Ausgangsspannung

Wenn man bei Frequenzänderungen von 1% ebenfalls ein relativer Anzeige-fehler von 1% hat. Die Speisefrequenz ist daher gut konstant zu halten; die Konstanz des Lichtnetzes genügt allerdings in den meisten

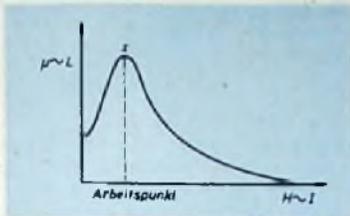


Bild 5. Permeabilität in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke

Fällen Der Temperatureinfluß (0,2 ... 1%/°C) läßt sich vermindern, indem man in den Wandler einen temperaturabhängigen Vorwiderstand einbaut, der die Temperaturabhängigkeit der Permeabilität bis auf einen Fehler von 0,02 ... 0,05%/°C kompensiert.

Faßt man alle Fehlerquellen, die durch die mechanischen und elektrischen Eigenschaften der Wandler bedingt sind, zusammen, dann lassen sich Genauigkeiten von 1 ... 3% des jeweiligen Meßbereich-Endwertes erreichen. Die Meßgrößen können mit magnetoelastischen Wandlern im Frequenzbereich von 0 Hz bis zu einer Frequenz die etwa 1/2 der verwendeten Speisefrequenz ist, erfaßt werden. Die Eigenfrequenz der Wandler liegt infolge ihres kompakten Aufbaus beträchtlich höher, so daß dadurch keine Meßfehler auftreten können.

#### Piezoelektrische Geber

Als Piezoelektrizität bezeichnet man die bei bestimmten Stoffen auftretende Eigenschaft, bei mechanischer Verformung nach außen elektrische Ladungen zu zeigen (direkter piezoelektrischer Effekt) und bei Anlegen elektrischer Felder mechanische Verformungen zu erleiden (reziproker piezoelektrischer Effekt). Die wichtigsten natürlichen Kristalle, die diese Eigenschaften zeigen, sind Quarz (SiO<sub>2</sub>) und Turmalin; künstlich gezüchtete Stoffe mit sehr starken piezoelektrischen Eigenschaften sind Seignettesalz (KNaC<sub>4</sub>H<sub>4</sub>O<sub>6</sub> · 4H<sub>2</sub>O) sowie Bariumtitanat (BaTiO<sub>3</sub>).

Von den genannten Stoffen findet fast ausschließlich Quarz für technische Kraft- und Druckmessungen Verwendung. Die besonderen Vorteile dieses Materials sind: günstige piezoelektrische Eigenschaften, sehr hohes Isolationsvermögen, relativ geringe Temperaturabhängigkeit der piezoelektrischen und Isolationskonstanten, hohe mechanische Druckfestigkeit und großer Elastizitätsmodul (E ≈ 800 000 kp/cm<sup>2</sup>). Dadurch lassen sich Kräfte nahezu woglos messen (der Elastizitätsmodul von Stahl ist nur 200 000 kp/cm<sup>2</sup>). Turmalin zeigt eine starke Temperaturabhängigkeit des piezoelektrischen Effekts; außerdem kommt schon aus Preisgründen eine Verwendung dieses Materials nur in Sonderfällen in Frage<sup>1)</sup>. Seignettesalz zeichnet sich durch sehr hohe piezoelektrische Koeffizienten aus. Da seine Eigenschaften jedoch sehr stark von der Temperatur und Feuchtigkeit abhängen, verwendet man dieses Material, ebenso wie Bariumtitanat, selten zu technischen Kraft- und Druckmessungen.

Wird eine Quarzscheibe, die senkrecht zu einer X-Achse aus einem Quarzkristall ge-

schnitten wurde<sup>2)</sup>, durch eine mechanische Kraft F in X-Richtung zusammengedrückt, dann entsteht an den Schnittflächen die Ladung  $Q = d_{11} F = 2,26 \cdot 10^{-11} \cdot F$  (Q in As, F in kp) (2)

Die auftretende Ladung Q ist dabei nur von der Kraft F abhängig und unabhängig von den geometrischen Abmessungen der Quarzscheibe. Will man daher bei einer gegebenen Kraft eine größere Ladung erreichen, dann muß man mehrere Quarzscheiben mechanisch in Reihe und elektrisch parallel schalten (Bild 6).

Schneidet man dagegen die Quarzscheibe senkrecht zu einer Y-Achse aus dem Kristall, dann ergibt sich bei mechanischer Beanspruchung in Richtung der Y-Achse auf den senkrecht zur X-Achse liegenden Seitenflächen der Platte eine Ladung

$$Q = d_{11} F \frac{l_y}{l_x} = 2,26 \cdot 10^{-11} \cdot \frac{l_y}{l_x} F \quad (3)$$

Darin bedeuten  $l_y$  und  $l_x$  die Abmessungen der Quarzscheibe in Y- bzw. X-Richtung. Die Empfindlichkeit hängt bei dieser Schnittart also von den geometrischen Plattenabmessungen ab. Um große Ladungen bei gegebener Kraft zu erreichen, sind schlanke Stäbe erforderlich, die dann in Richtung ihrer Längsachse beansprucht werden. Der Verringerung der Querabmessungen ist dabei aber durch die Biegefestigkeit des Quarzes (etwa 13 000 kp/cm<sup>2</sup>) eine untere Grenze gesetzt, da eine reine Druckbeanspruchung des Quarzes konstruktiv meistens nicht gewährleistet werden kann.

Zur Ausnutzung des piezoelektrischen Effekts zu Meßzwecken müssen die nach Gl. (2) und Gl. (3) unter Belastung entstehenden Ladungen gemessen werden. Das erfolgt durch Messung der Spannung, auf die sie eine bekannte Kapazität aufladen. Es gilt für die Spannung

$$U = \frac{Q}{C_{\text{ges}}} = \frac{d_{11} F}{C_{\text{ges}}} \quad (4)$$

$C_{\text{ges}}$  ergibt sich dabei aus der Eigenkapazität des Quarzgebers sowie den Kapazitäten der angeschlossenen Leitungen, Verstärker und Zusatzkapazitäten. Wenn nur die Eigenkapazität des Gebers vorhanden wäre, ließen sich recht beträchtliche Spannungen erreichen. So erzeugt eine Kraft von 1 kp, die auf eine Quarzscheibe von 10 mm Durchmesser und 5 mm Dicke wirkt, nach Gl. (2) eine Ladung  $Q = 2,26 \cdot 10^{-11}$  As. Die Kapazität der Scheibe errechnet sich zu 0,62 pF =  $0,62 \cdot 10^{-12}$  As/V. Damit ergibt sich aus Gl. (4) eine Spannung von

$$U = \frac{2,26 \cdot 10^{-11}}{0,62 \cdot 10^{-12}} = 36,5 \text{ V}$$

Bei praktischen Anwendungen wird jedoch die äußere Kapazität die Eigenkapazität des Gebers beträchtlich übersteigen, so daß nur Bruchteile dieser Spannung auftreten. Man erhält jedoch dadurch eine sehr einfache Möglichkeit der Meßbereichserweiterung, indem man durch Parallelschalten von Festkondensatoren die Gesamtkapazität auf einen genau definierten Wert ergänzt. Soll beispielsweise durch eine Kraft von 100 kp an einem Geber eine Spannung von 1 V zur Aussteuerung einer Elektrometerröhre entstehen, dann muß die notwendige Kapazität

$$C_{\text{ges}} = \frac{d_{11} F}{U} = 2,26 \cdot 10^{-9} \text{ As/V} = 2260 \text{ pF}$$

sein.

Zur Messung der Spannung müssen besondere Vorkehrungen getroffen werden, um Verfälschungen der Ergebnisse zu vermeiden.

<sup>1)</sup> s. a. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. II, Berlin 1953, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Für die Meßschaltung gilt das Ersatzschaltbild Bild 7, in dem  $C_{\text{ges}}$  die Summe aus Wandler- und Zusatzkapazitäten darstellt. R ergibt sich aus der Parallelschaltung der Ableitwiderstände der Kondensatoren (durch nicht ideales Dielektrikum) sowie der Widerstände der übrigen Meßschaltung, auf die später noch eingegangen wird. Die Ladungen, die unter der Einwirkung der Meßgröße auf den Belegungen des Kondensators C entstanden sind, gleichen sich über den Widerstand R aus. Die Rechnung ergibt für den zeitlichen Verlauf der Spannung am Kondensator die Gleichung

$$U = U_0 \cdot e^{-t/\tau} \quad (5)$$

( $U_0$  = Spannung zu Beginn des Entladevorganges). Charakteristisch für die durch Gl. (5) dargestellte sogenannte Exponentialfunktion ist, daß nach der Zeit  $t = 0,7\tau$  die Spannung auf die Hälfte der jeweiligen Anfangsspannung abgesunken ist; nach der Zeit  $t = \tau$  ist  $U$  noch  $1/e = 1/2,718 = 36\%$  von  $U_0$ .

Je größer die Zeitkonstante  $\tau = RC$  ist, desto langsamer fällt folglich die Spannung ab. Im Bild 8 sind für drei verschiedene Werte von  $\tau = RC$  die Entladekurven in Abhängigkeit von der Zeit dargestellt. Sollen nun mittels

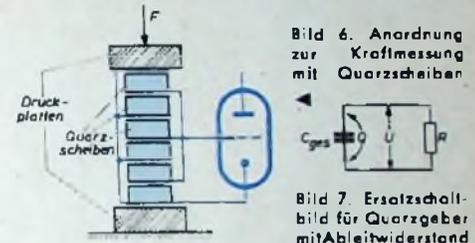


Bild 6. Anordnung zur Kraftmessung mit Quarzscheiben

Bild 7. Ersatzschaltbild für Quarzgeber mit Ableitwiderstand

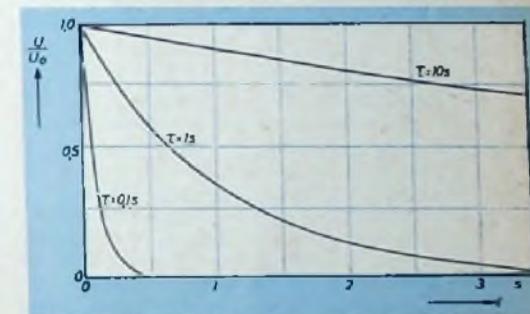


Bild 8. Verlauf der Exponentialfunktion  $e^{-t/\tau}$  bei verschiedenen Werten der Zeitkonstante  $\tau$

einer piezoelektrischen Meßanordnung rein statische Messungen durchgeführt werden, d. h., der Meßwert soll etwa während 100 s zur Ablesung und Registrierung nicht, mehr als 1% unter seinen Anfangswert absinken, dann ergibt die Rechnung, daß die Zeitkonstante  $\tau$  in diesem Falle einen Wert von mindestens  $10 000 \epsilon = 10^4$  s haben muß. Da die zur Vermeidung kommenden Kapazitäten in der Größenordnung von 500 pF bis etwa 25 nF liegen, müssen die Ableitwiderstände der Schaltung in diesem Falle Werte von mehr als  $10^{13}$  Ohm aufweisen.

Infolge der vorzüglichen Isolationseigenschaften von Quarz bereitet die Isolation des Gebers selbst keine Schwierigkeiten. Aufmerksamkeit muß dagegen der übrigen Schaltung geschenkt werden. Es sind folgende Maßnahmen unumgänglich:

1. Verwendung hochwertigster Kondensatoren zur Meßbereichserweiterung. Es kommen vor allem Glimmer- und Styrolflexkondensatoren zur Anwendung.
2. Verwendung hochwertig isolierter Kabel, Schalter und Buchsen. Die Meßkabel dürfen

<sup>2)</sup> Mit Turmalinkristallen läßt sich allseitig wirkender Druck (hygrostatistischer Druck) messen, während bei Quarz nur die auf jeweils zwei gegenüberliegenden Flächen senkrecht zur X- bzw. Y-Achse wirkenden Druckkomponenten angezeigt werden.

ferner keine Neigung zu Kapazitätsveränderungen bei Bewegungen oder Erschütterungen zeigen und keine Reibungselektrizität bei Biegung erzeugen

### 3 Hoher Eingangswiderstand der Meßschaltung

Man kann als Eingangsröhre der Meßschaltung keine normale Elektronenröhre verwenden, da bei dieser die Isolation des Gitters gegenüber den anderen Elektroden nicht den hier benötigten hohen Wert hat. Ferner tritt infolge Stoßionisation der in der Röhre noch vorhandenen Gasreste auch bei negativen Gittervorspannungen ein Gitter-(Ionen-)Strom auf, der bei normalen Empfängerröhren kleiner als etwa  $5 \cdot 10^{-7}$  A ist. Das entspricht einem Eingangswiderstand von mindestens  $10^7$  Ohm, der jedoch für Zwecke der piezoelektrischen Meßtechnik im allgemeinen nicht ausreicht. Man verwendet daher Elektrometerrohre (4060, 4065, 4066), die extrem hohe Eingangswiderstände haben. Erreicht wird das durch eine hochwertige Isolation des Gitters, sehr gutes Vakuum und geringe Betriebsspannungen der Röhre (weniger als 10 V), um Stoßionisation vollkommen zu vermeiden. Dadurch liegt der Gitterstrom bei diesen Röhren zwischen  $10^{-15}$  und  $10^{-13}$  A.

Die Schaltungstechnik der Elektrometerrohre unterscheidet sich nicht wesentlich von der normalen Widerstandsverstärkerstufen. Infolge der geringen Steilheiten der Röhren ( $S = 15$  bis etwa  $80 \mu A/V$ ) ist die Spannungsverstärkung jedoch gering. Der Aufbau der Stufen muß unter Beachtung der Forderung nach sehr hohen Isolationswiderständen erfolgen. Um störanfällige Kabel zu vermeiden, lassen sich die Elektrometerstufen in einigen Fällen auch unmittelbar mit den Gebern zusammenbauen. Die auf die Elektrometerstufe folgenden Röhrenstufen werden meistens in konventioneller Schaltungstechnik ausgeführt. Zur Erfassung statischer Vorgänge sind Gleichspannungsverstärker erforderlich.

Piezoelektrische Geber werden zu Kraft- und Druckmessungen sowie anderen Messungen eingesetzt, die sich auf Kraftmessungen zurückführen lassen. Der Frequenzbereich, der mit piezoelektrischen Gebern erfaßt wird, beginnt unter Beachtung der Isolationsbedingungen bei der Frequenz Null, d. h., es lassen sich auch statische Messungen durchführen. Statische oder quasistatische Messungen nach dem piezoelektrischen Verfahren sind jedoch nicht wirtschaftlich, da der meßtechnische Aufwand im Verhältnis zum Umfang der Meßaufgabe zu groß ist. Für rein statische Messungen eignen sich magnetoelastische oder induktive Meßmethoden besser. Das piezoelektrische Verfahren ist dagegen bei statisch-dynamischen Messungen angebracht, bei denen neben der konstanten noch eine zeitlich rasch veränderliche Größe genau wiedergegeben werden muß. Rein dynamische Messungen ermöglichen eine statische Eichung des Meßgerätes, was für jede Meßaufgabe von großem Vorteil ist.

Die obere Frequenzgrenze wird bei piezoelektrischen Gebern durch ihre Eigenfrequenz bestimmt, die sich aus dem mechanischen Aufbau der Geber ergibt. Da Quarzgeber sehr schwach gedämpfte Resonanzsysteme darstellen, darf die obere Grenze der Meßfrequenz nur  $1/10 \dots 1/8$  der Eigenfrequenz des Gebers sein, wenn Betrags- und Phasenfehler bei der Wiedergabe des zu messenden Vorganges vermieden werden sollen. Gebräuchliche piezoelektrische Geber für Druckmessungen haben Eigenfrequenzen von 40 ... 100 kHz, so daß sich Frequenzen bis 15 kHz einwandfrei wiedergehen lassen. Selbstverständlich muß auch der elektrische Teil der Meßeinrichtung in der Lage sein, die hohen Frequenzen ohne Betrags- und Phasenverzerrungen zu übertragen.

Zur Wiedergabe von Vorgängen, bei denen Oberwellen im genannten Frequenzbereich in merklichem Umfang auftreten, sind also Breitbandverstärker und Elektronenstrahloszillografen erforderlich.

Die Meßfehler bei Verwendung piezoelektrischer Geber können bei statischen Messungen Bruchteile eines Prozent sein; bei dynamischen Messungen sind sie von der Genauigkeit der Anzeige- oder Schreibgeräte abhängig (1 ... 3 %). Der durch geeignete Konstruktionen erfaßbare Meßbereich liegt zwischen 50 p und einigen 100 t für Kraftmessungen sowie zwischen 0,5 und einigen 1000 at für Druckmessungen.

### Messung von Drehmomenten

Große Drehmomente werden zur Messung im allgemeinen in einen proportionalen Weg umgewandelt. Man benutzt meistens die Verdrehung (Torsion) der das Drehmoment übertragenden Wellen zur Anzeige. Eine runde Welle mit dem Durchmesser  $d$  erfährt unter dem Einfluß eines Drehmomentes  $M_d$  zwischen zwei Querschnitten, die um die Meßlänge  $l$  voneinander entfernt sind, eine Verdrehung um den Winkel  $\varphi$

$$\varphi = \frac{32}{\pi} \cdot \frac{M_d l}{G d^4} \quad (6)$$

Der sogenannte Gleitmodul  $G$  ist für Stahl  $8,3 \cdot 10^5$  kp/cm<sup>2</sup>. Der Winkel  $\varphi$  wird als Längenänderung nach den bereits beschriebenen induktiven oder kapazitiven Verfahren der Wegmessung gemessen. Die Speisung der rotierenden induktiven oder kapazitiven Wegaufnehmer erfolgt entweder über Schleifring-sätze oder rein induktiv durch koaxiale Spulen bei entsprechend höherer Speisefrequenz. Die induktive Ankopplung bietet dabei den Vorteil, daß sie unabhängig von den Unzuverlässigkeiten eines Bürstenkontaktes ist. Sie eignet sich daher besonders für hohe Drehzahlen der das Moment übertragenden Welle.

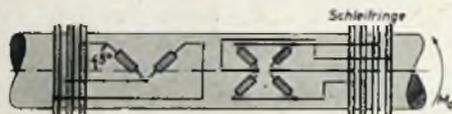


Bild 9 Messung von Drehmomenten mit Dehnungsmeßstreifen

Dehnungsmeßstreifen lassen sich ebenfalls zur Momentenmessung verwenden. Man setzt entweder 2 oder 4 DMS in Anordnungen nach Bild 9 ein, wobei je ein Streifen (bzw. ein Streifenpaar) gedehnt und der andere gestaucht wird. Die Verwendung von 4 DMS in einer vollständigen Brückenschaltung bietet neben der Erhöhung der Empfindlichkeit noch den Vorteil, daß die Verbindungen innerhalb der Brückenschaltung nicht über Bürsten geführt werden müssen. Bild 10 zeigt einen



Bild 10. Schleifringkopf „SK 6“ der Hottinger-Meßtechnik GmbH für 6 Schleifringe

Schleifringkopf der Hottinger-Meßtechnik GmbH, der zur Momentenmessung an rotierenden Teilen unter Verwendung von induktiven Aufnehmern oder DMS bestimmt ist.

Ein interessantes Verfahren zur Messung von Drehmomenten, das von dem bisher behandelten abweicht, wurde von der Firma Moihak AG entwickelt. Dieses Verfahren nutzt die Abhängigkeit der Eigenfrequenz einer schwingenden Saite von ihrer mechanischen Spannung aus<sup>3)</sup>. Auf der Welle sind zwei Meß-

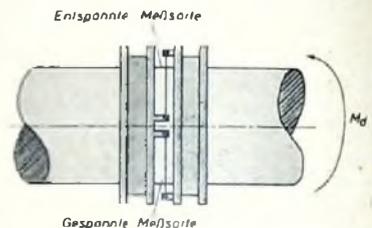


Bild 11. Prinzipschema des Drehmomentenmessers der Moihak AG

saiten so angebracht, daß die eine unter dem Einfluß einer Verdrehung der Welle gespannt und die andere entspannt wird (Bild 11). Die Saiten werden durch elektromagnetische Abnehmer über eine Elektronenröhrenschaltung in Dauerschwingungen gehalten, deren Frequenz man mit der Frequenz einer im Empfängerenteil der Anordnung schwingenden Vergleichsaite oszillografisch vergleicht. Durch Änderung der Spannung der Vergleichsaite lassen sich die beiden Frequenzen genau einander gleich machen. Die Spannung der Vergleichsaite ist dann ein Maß für die Meßgröße, wobei man durch Mittelwertbildung aus den Messungen der belasteten und der entlasteten Meßsaite Fehlergrößen eliminieren kann, die beide Meßsaiten gleichmäßig beeinflussen, wie etwa Temperaturänderungen und den Einfluß der Zentrifugalkraft. Die Genauigkeit dieses Verfahrens, die besser als 1 % ist, hängt nicht von Änderungen der Bürstenübergangswiderstände und der Leitungsdaten ab, da nicht die Amplitude, sondern die Frequenz der Meßspannung maßgebend ist.

3) Die Eigenfrequenz einer schwingenden Saite ist der Wurzel aus ihrer mechanischen Spannung proportional.

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Novemberheft unter anderem folgende Beiträge:

**Digitales Einzellen-Anzeigergerät**  
**Demonstrationsmodell eines einfachen repetierenden Analogrechners für lineare Rechenoperationen**  
**Zur Schirmbild-Fotografie**  
**Die elektrische Integration**  
**Fernübertragung von Meßwerten mit hoher Genauigkeit**

**Regelung stromrichtergespaltener Fördermaschinen**  
**Eine Variante des stabilisierten Netzgerätes**  
**Das Sylvatron, eine neuartige Bild- und Anzeigeröhre**  
**Tagungen Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Neue Bücher - Patentschau**

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

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

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

# Radar für kleine Ziele

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 22, S. 754

## 3.4 Synchronisiergerät

### 3.41 Die Erzeugung der Steuerimpulse (Trigger) für Sender und Sichtgerät

Ein abgewandelter Colpitts-Oszillator mit einem Quarz im Rückkopplungszweig erzeugt eine frequenzstabile 82-(81,94-)kHz-Sinus-schwingung (Bild 11). Eine Periode hat eine Dauer von 12,2  $\mu$ s; das entspricht einer Radarentfernung von 2000 yards. Die 82-kHz-Welle wird über Clipper und Verstärker in eine Rechteckwelle umgewandelt und differenziert, so daß ein Zug von positiven und negativen Spitzen im Abstand von 1000 yards entsteht.

Der unsymmetrische freischwingende Impuls-folgefrequenz-Multivibrator erzeugt 1000mal je Sekunde einen positiven 2800-yards-Torimpuls. Dieses Tor und die vorher erwähnten Spitzen werden auf die 1. Koinzidenzröhre (Bild 12) gegeben, die einen negativen Impuls abgibt, sobald an ihren Eingängen gleichzeitig eine positive Spitze und das Tor liegen. Die ansteigende Planke des Ausgangsimpulses der 1. Koinzidenzröhre triggert den 1. Verzögerungsmultivibrator (Start-Stopp-MV), der ein positives Tor von 2500 yards erzeugt. Dieses Tor führt man zusammen mit dem vorher gewonnenen 82-kHz-Rechteckimpuls der 2. Koinzidenzröhre zu. Der resultierende negative Ausgangsimpuls wird differenziert, und die positiven Spitzen werden zum Triggern des Weitortgenerators und des 2. Verzögerungsmultivibrators (Start-Stopp-MV) benutzt. Die Ausgangsspannung dieses Multivibrators gelangt gemeinsam mit der 82-kHz-Rechteckwelle auf die 3. Koinzidenzstufe. Ihre differenzierte Ausgangsspannung triggert einen Sperrschwinger, dessen Ausgangsimpuls den Triggerimpuls zur Steuerung des Senders und des Sichtgeräts bildet. Bild 13 zeigt den „Impulsfahrplan“.

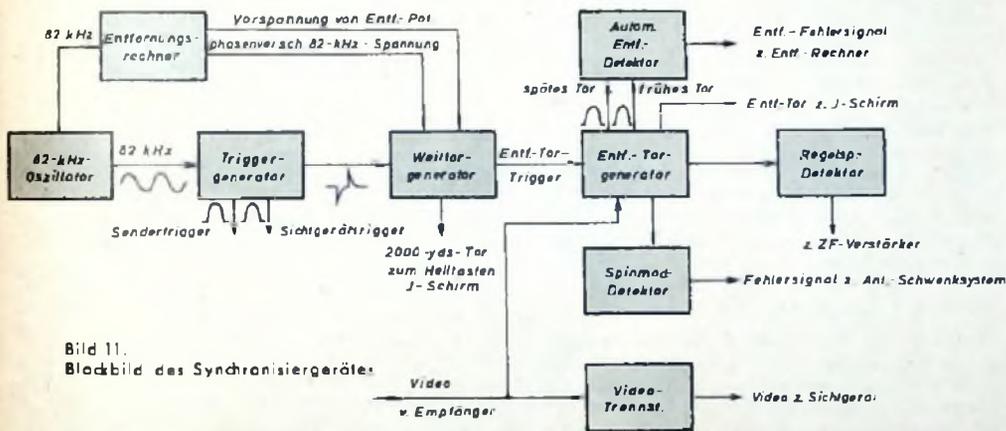


Bild 11. Blockbild des Synchronisiergerätes

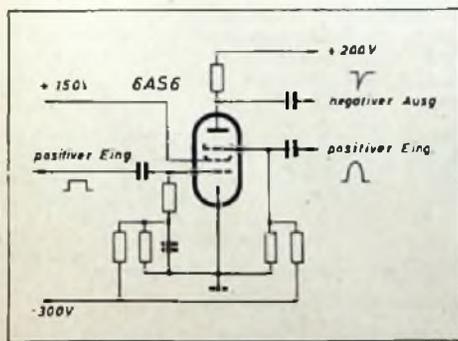


Bild 13. Impulsfahrplan des Synchronisiergerätes; A = 82-kHz-Sinuswelle, B = 82-kHz-Rechteckwelle, C = Eingangsspannung der 1. Koinzidenzstufe, D = Impulsfolgefrequenz-Multivibrator, E = Ausgangsspannung der 1. Koinzidenzstufe (C + D), F = Ausgangsspannung des 1. Verzögerungsmultivibrators, G = Ausgangsspannung der 2. Koinzidenzstufe, H = differenzierte Ausgangsspannung der 2. Koinzidenzstufe (die positive Spitze ist der 20 000-yards-Trigger), I = Ausgangsspannung des 2. Verzögerungsmultivibrators, J = Ausgangsspannung der 3. Koinzidenzstufe, K = differenzierte Ausgangsspannung der 3. Koinzidenzstufe, L = Ausgangsspannung des Sperrschwingers (Trigger für Sender und Sichtgerät)

Impulsfahrplan“.

### 3.42 Der Weitortgenerator

Ein Start-Stopp-Multivibrator erzeugt einen Torimpuls von 22 000 yards, der 2000 yards vor dem Sender- und Sichtgerätstrigger beginnt (Bild 14). Dieser Torimpuls tastet einen Sägezahn-generator, der einen linearen Sägezahn von 20 000 yards liefert. Der Sägezahn wird

abgeschnitten, sobald seine Amplitude den gleichen Wert wie die Ausgangsspannung des Entfernungspotentiometers hat. Das Potentiometer ist im Entfernungsrechner untergebracht und gibt eine Spannung ab, die proportional der eingestellten Schrägentfernung minus 1000 yards ist.

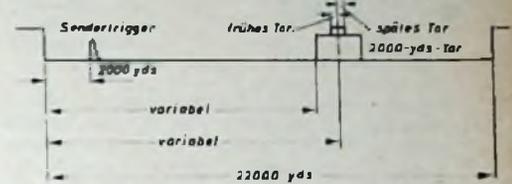


Bild 14. Sendertrigger und Entfernungstore

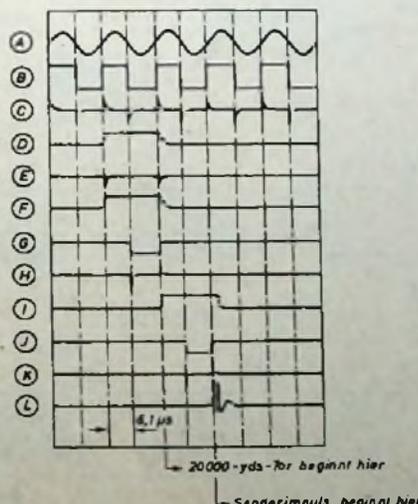
Der Abschneidevorgang läßt nur den Teil des Sägezahns übrig, dessen Spannung die Spannung des Entfernungspotentiometers übersteigt. Der Sägezahnrest wird verstärkt und zweimal differenziert. Man erhält so einen positiven Impuls zu dem Zeitpunkt, an dem die 20 000-yards-Sägezahnamplitude gerade der Spannung am Entfernungspotentiometer gleich ist. Diesen positiven Impuls führt man der 1. variablen Koinzidenzstufe zu. (Die Ausdrücke variabel und fest beziehen sich im folgenden auf die Phasenlage eines Signals, verglichen mit der ursprünglich erzeugten 82-kHz-Sinus- oder Rechteckwelle.) Zugleich wird im Entfernungsrechner die 82-kHz-Sinuswelle um einen der Schrägentfernung entsprechenden Betrag phasenverschoben, in eine Rechteckwelle umgewandelt und ebenfalls der 1. variablen Koinzidenzstufe zugeleitet. Die Ausgangsspannung der Stufe enthält also nur den Anteil des positiven Impulses, der während der positiven phasenverschobenen 82-kHz-Halbperiode am Gitter der Koinzidenzröhre lag. Auf diese Weise werden Ungenauigkeiten des Entfernungspotentiometers, der Sägezahnschaltung und der Clipper ausgeglichen.

Die ansteigende Flanke des Koinzidenz-Ausgangsimpulses, die zeitlich 1000 yards (6,1  $\mu$ s) vor der eingestellten Schrägentfernung liegt, triggert einen Multivibrator, der ein 2000-yards-Tor liefert. Dieses Tor tastet den J-Schirm hell, so daß seine Zeitlinie 1000 yards vor und 1000 yards hinter der eingestellten und angezeigten Schrägentfernung geschrieben wird. Außerdem gibt man den Ausgangsimpuls des 2000-yards-Multivibrators zusammen mit der phasenverschobenen 82-kHz-Rechteckwelle auf die 2. variable Koinzidenzstufe. Die differenzierte Ausgangsspannung dieser Stufe ist dann eine positive Spitze, die genau der Schrägentfernung entspricht und zum Tasten des Generators für das Entfernungstor dient.

### 3.43 Die Erzeugung des Entfernungstores

Das Entfernungstor, das sich aus einem „frühen“ und einem „späten“ Tor von je 0,4  $\mu$ s Dauer (65 yards) zusammensetzt, liegt zeitlich in der Mitte des 2000-yards-Tores. Seine Erzeugung geschieht auf folgende Weise: Ein getriggertes Sperrschwinger liefert einen 0,4- $\mu$ s-Impuls, das frühe Tor. Dieses Tor wird auf eine Laufzeitkette gegeben, dort um 0,4  $\mu$ s verzögert und als spätes Tor wieder mit dem frühen Tor vereinigt. Das Ergebnis, ein Impuls von 0,8  $\mu$ s Dauer, ist das Entfernungstor. In der darauffolgenden Koinzidenzstufe werden nunmehr die Videosignale vom Empfän-

Bild 12. Prinzipschaltung einer Koinzidenzstufe (Brems- und Steuergitter sind so weit negativ vorgespannt, daß sich nur dann ein negativer Ausgangsimpuls ergibt, wenn am Steuergitter und am Bremsgitter gleichzeitig positive Impulse liegen)



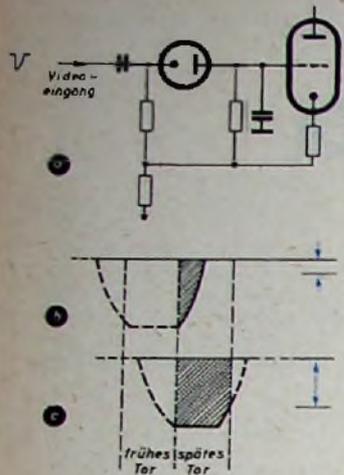


Bild 15. Entfernungsdetektor (spätes Tor); a = Prinzipschaltung; b = nur geringer Videanteil während des späten Tores, kleine negative Detektor-Ausgangsspannung; c = großer Anteil des Videosignals während des späten Tores, hohe negative Detektor-Ausgangsspannung

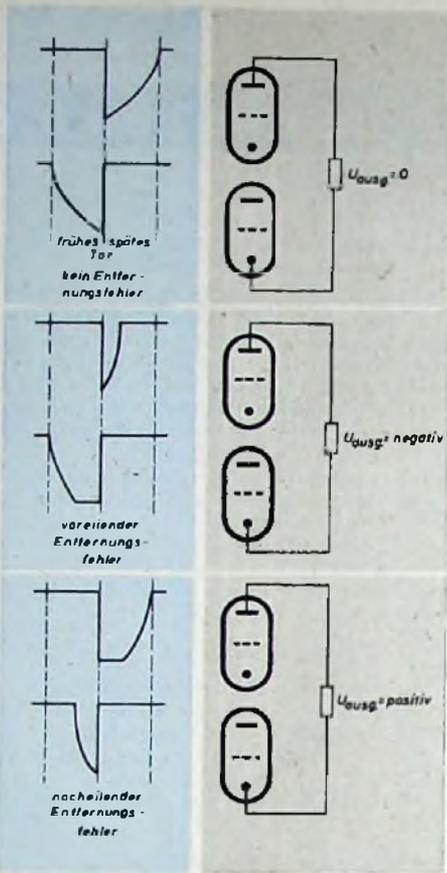


Bild 16. Wirkungsweise des automatischen Entfernungsdetektors

ger, die mit diesem Entfernungstor zugleich ankommen, ausgewählt und für die automatische Verstärkungsregelung und die automatische Antennennachführung verwendet. Im Sichtgerät bewirkt das Entfernungstor eine Intensitätsmodulation des Mittelteiles der J-Schirm Zeitlinie. Das frühe und das späte Tor benutzt man außerdem zur automatischen Bestimmung der Entfernungänderung eines Zieles.

3.44 Die automatische Entfernungsbestimmung

Der automatische Entfernungsdetektor enthält Koinzidenzstufen und Detektoren für das frühe und das späte Tor. Die Koinzidenzstufen bringen die Videosignale vom Empfänger mit dem frühen bzw. dem späten Tor zusammen. Das Ausgangssignal jeder Koinzidenzstufe enthält demnach nur den Videoanteil, der während des Torimpulses gerade am Gitter lag. Die Ausgangsspannungen werden gleichgerichtet, verstärkt und miteinander verglichen (Bilder 15 und 16).

Wenn die tatsächliche Zielentfernung geringer ist als die durch das Entfernungstor gegebene Schrägentfernung, dann liegt im frühen Tor ein größerer Videoanteil als im späten Tor. Das bedeutet aber, daß die Ausgangsspannung der Frühstor-Koinzidenzstufe die größere Amplitude hat. Ist die tatsächliche Zielentfernung größer als die Entfernungseinstellung, dann ist die Spannung an der Spätstor-Koinzidenzstufe höher. Die beiden Detektoren sind so

geschaltet, daß sich die Ausgangsspannung Null ergibt, wenn die Videoanteile im frühen und im späten Tor gleich groß sind. Bei einem voreilenden Entfernungsfehler wird die Ausgangsspannung negativ, bei nacheilendem positiv. Diese Fehlerspannung gelangt zum Entfernungsrechner und bewirkt dort das Nachstellen des Entfernungspotentiometers, des Phasenschieberkondensators und der Schrägentfernungsanzeige.

3.45 Spinmodulationsdetektor

Die durch die Dipolrotation (3600 U/min) mit 60 Hz modulierten Echosignale innerhalb des Entfernungstores werden in einer Diode gleichgerichtet und auf einen Tiefpaß gegeben, der alle Komponenten außer der 60-Hz-Spinmodulation aussiebt. Die Ausgangsspannung des Tiefpasses führt man dem Antennenschwenksystem zu, in dem die Phasenlage der Spinmodulation mit der der 60-Hz-Sinusspannung des Antennengenerators verglichen und für die Nachstellung der Antenne verwendet wird.

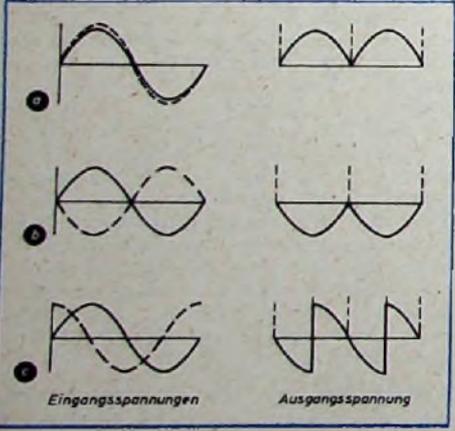


Bild 18. Eingangs- und Ausgangsspannungen des Azimutdetektors; a = reiner Azimutfehler, in Phase mit der Vergleichsspannung; b = reiner Azimutfehler, 180° phasenverschoben; c = reiner Erhöhungsfehler, 90° phasenverschoben

3.46 AVR-Detektor (automatische Verstärkungsregelung)

Die Ausgangsspannung der Entfernungstor-Koinzidenzröhre wird in einer Diode gleichgerichtet und in üblicher Weise als Regelspannung dem ZF-Teil des Empfängers zugeleitet.

3.5 Antennenschwenksystem

3.51 Handbetrieb

Das Antennenschwenksystem (Bild 17) dreht die Antenne so, daß der Azimut und der Erhöhungswinkel der Einstellung des Azimut- und des Erhöhungswinkel-Handrades entsprechen. Man erreicht das folgendermaßen: Drehtransformatoren, die mit den Handrädern verbunden sind, erhalten die elektrischen Daten der tatsächlichen Antennenstellung von mit der Antenne verbundenen Synchros. Stimmt nun die Antennenstellung mit der Handradstellung nicht überein, dann erzeugt der betreffende Drehtransformator eine 60-Hz-Fehlerspannung, die verstärkt und in einem Phasendetektor mit einer 60-Hz-Bezugsspannung verglichen wird. Polarität und Höhe der Fehlerspannung sind der Richtung und der Größe der Winkeldifferenz proportional. Die Fehlerspannung führt man der Feldwicklung eines Generators zu, den ein Dreiphasenmotor antreibt. Die Ausgangsspannung des Generators, eine Gleichspannung, speist einen Motor, der die Antenne so schwenkt, daß die Fehlerspannung Null wird.

3.52 Automatische Zielverfolgung

Infolge der Rotation des Dipols bestreicht die Energiekeule im Raum einen Konus. Wenn das Ziel nicht auf der Konusachse liegt, enthalten die Zielechos eine 60-Hz-Modulation (Spinmodulation), deren Phase und Amplitude proportional dem Winkel zwischen Ziel und Konusachse sind. Im Spinmodulationsdetektor des Synchronisiergerätes wird daraus eine 60-Hz-Fehlerspannung gewonnen und dem Antennenschwenksystem zugeführt. Zugleich kommt eine 60-Hz-Vergleichsspannung vom Dipolgenerator an. Beide Spannungen gelangen auf den oben erwähnten Phasendetektor. Dieser Detektor liefert eine positive oder negative pulsierende Gleichspannung, je nachdem ob die Fehlerspannung (vom Synchronisiergerät bzw. bei Handbetrieb vom Drehtrafo) und die Bezugsspannung (vom Dipolgenerator bzw. bei Handbetrieb von der 60-Hz-Stromversorgung) in Phase oder um 180° phasenverschoben sind. Außerdem erzeugt er eine verzerrte 120-Hz-Spannung, wenn die Phasenverschiebung zwischen Fehlerspannung und Bezugsspannung 90° ist. Dieser Fall tritt bei der automatischen Zielverfolgung ein, sobald ein Erhöhungswinkelfehler vorliegt (Bild 18). (Wird fortgesetzt)

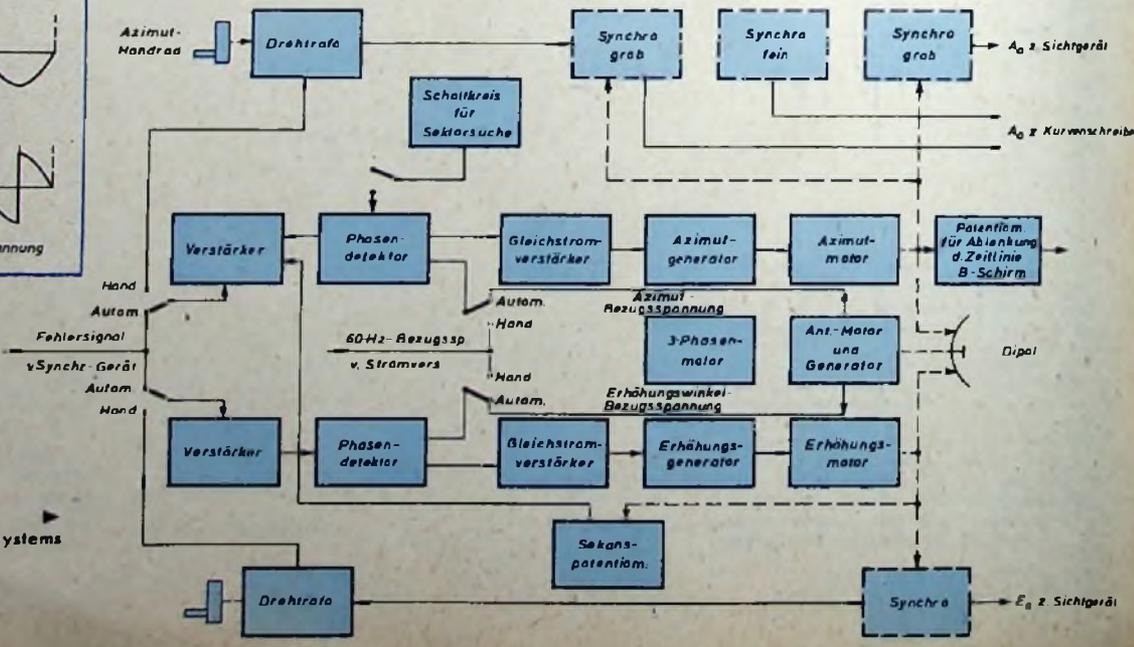


Bild 17. Blockbild des Antennenschwenksystems

# Der „Spacistor“ · Ein neues Halbleiter-Bauelement

In den Laboratorien der Firma Raytheon (USA) wurde ein neuer Halbleiterverstärker, der „Spacistor“, entwickelt, der, wenn seine Serienherstellung gelingt, einen beträchtlichen Fortschritt der Transistortechnik darstellt. Da das Grundmaterial außer Germanium und Silizium auch aus sehr hitzebeständigen Halbleitern, beispielsweise Siliziumkarbid, bestehen kann, werden solche Bauelemente Temperaturen von mehreren 100° C vertragen können. Es sollen Frequenzen bis über 10 000 MHz verarbeitet werden können.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Spacistors. Der „Block“ N (nicht zu verwechseln mit der Basis eines normalen Transistors) kann aus Germanium, Silizium oder auch einem anderen geeigneten Halbleiter bestehen, da die Wirkungsweise nicht wie bei Transistoren von der Lebensdauer der Ladungsträger abhängig ist. An der linken oberen Ecke ist eine kleine Indium-Pille angelegt. Um die Legierungsstelle P herum bildet sich wie bei Flächentransistoren eine pn-Schicht. Die an der Indium-Pille angeschlossene Elektrode wird Basis, die an dem Block angeschlossene Elektrode Kollektor genannt. Zwischen Kollektor und Basis wird eine in Sperrichtung gepolte relativ hohe Gleichspannung (etwa 200 V) angelegt. Um die Sperrschicht herum bildet sich ein sehr starkes elektrisches Feld aus, es fließt jedoch

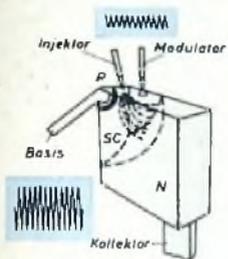
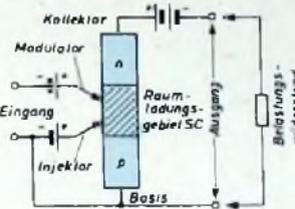


Bild 1. Aufbau des Spacistors



Bild 2. Schaltung des Spacistors



wegen der Polung in Sperrichtung kein Strom. Durch das starke elektrische Feld tritt um die Sperrschicht herum ein Raumladungsgebiet SC auf. Bringt man nun mittels eines „Injektors“ (Wolframdraht-Druckkontakt), der innerhalb dieses Gebietes angebracht ist, Elektronen in das Raumladungsgebiet, so wandern diese zum Kollektorkontakt. Die Geschwindigkeit der Elektronen ist dabei wegen des wirkenden starken elektrischen Feldes sehr hoch. Der Injektor übernimmt also hier wörtlich genommen die Aufgabe eines „Emitters“ von Elektronen und ist vergleichbar mit der Kathode einer Röhre. Innerhalb des Raumladungsgebietes — zwischen Injektor und n-Gebiet — ist noch eine

DK 621.314.7



Bild 3. Versuchsmodell des Raytheon-Spacistors

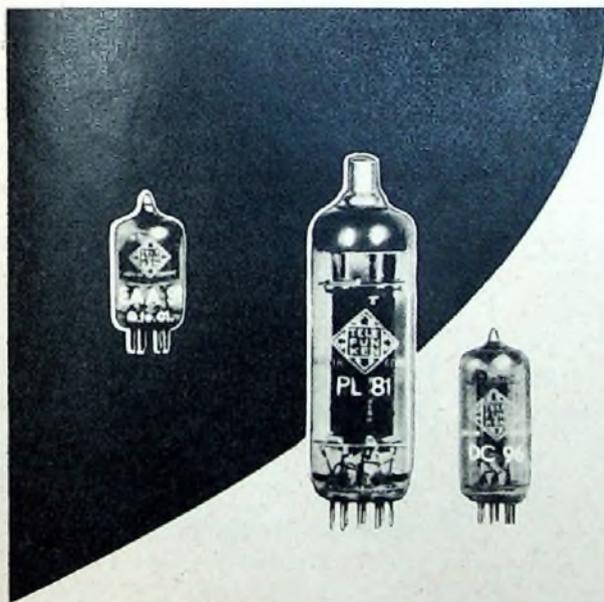
Golddraht-Elektrode, „Modulator“ genannt, angelegt. Diese Elektrode ist negativ zum Raumladungsgebiet, damit keine Löcher von der p-leitenden Legierungsstelle der Basis nach SC fließen. Sie erhält eine geeignete Vorspannung zu Basis und Injektor.

Legt man gemäß Bild 2 an den Modulator eine Signalspannung, so ändert sich die Elektronenemission des Injektors, denn das vom Modulator erzeugte Feld beeinflusst das ganze Raumladungsgebiet und damit die Elektronenemission des Injektors. Der Modulator benötigt praktisch keine Leistung, macht aber außerdem die Injektorspannung unabhängig von der Spannung Basis-Kollektor. Daraus resultiert ein Innenwiderstand von mehr als 30 MOhm bei einem injizierten Strom von etwa 0,3 mA.

Auch der Eingangswiderstand (am Modulator) liegt in der Größenordnung von 30 MOhm und ist damit vergleichbar demjenigen von Elektronenröhren. Es wurden Steilheiten von 100 ... 150  $\mu\text{A/V}$  erreicht. Dies ist zwar wenig im Vergleich zu Röhren, jedoch durchaus vergleichbar mit den Steilheiten von Batterieröhren mit kleinem Heizstrom. Die Kapazität zwischen den Elektroden liegt in der Größenordnung von 0,5 ... 1 pF.

Halbleiterverstärker mit einer Stromsteuerung durch Feldänderungen in einem Raumladungsgebiet sind nicht grundsätzlich neu. Im Feldtransistor wird dieses Prinzip — wenn auch in ganz anderer Weise — ebenfalls benutzt. Es ist durchaus zu erwarten, daß in Zukunft solche und ähnliche Verfahren der Steuerung von Leitungsträgerströmen in Halbleitern eine immer größere Rolle spielen werden. Der Spacistor ist ein Beispiel mehr dafür, daß auf dem Gebiet der Halbleiterbauelemente durchaus noch nicht das letzte Wort gesprochen ist, sondern daß wir erst am Anfang einer wahrscheinlich noch sehr fruchtbaren Entwicklung stehen.

(nach Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 9, S. 190—191)



## WIR LIEFERN:

- Röhren für Rundfunk und Fernsehen
- Fernseh-Bildröhren
- Fernseh-Ablenkmittel
- Germanium- und Silizium-Dioden, p-n-p-Transistoren
- Spezial-Röhren für Industrie und Forschung
- Mikrowellen-Röhren, Röhren für Nachrichtenwellenverkehr
- Stabilisatoren, Thyristoren, Fotozellen
- Oszillographen-Röhren für Meßzwecke
- Sende-Röhren für Industrie und Nachrichtenverkehr
- Gleichrichter-Röhren
- Vakuum-Kondensatoren

TELEFUNKEN · RÖHRENVERTRIEB · ULM

# TELEFUNKEN

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



# Ein 70-Watt-Amateursender für alle Bänder

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 22, S. 761

## Inbetriebnahme und Abgleich

Obwohl es prinzipiell möglich ist, alle Teilgeräte vor dem Zusammenbau in Betrieb zu nehmen, empfiehlt sich dies nur bei Netzteil und Modulator. Der VFO wird ja ohnehin meistens fertig geschaltet bezogen. Es werden daher nach der Prüfung des Netzteils und des Modulators alle Einzelchassis zusammengebaut und die restlichen Verdrahtungen (Spannungsanschlüsse und die zur Frontplatte führenden Leitungen) ausgeführt. — Bei Versuchen mit der Senderendstufe soll stets eine „künstliche Antenne“ angeschaltet werden. Hierzu benutzt man am besten eine 60-W-Glühbirne, die in der symmetrischen Stellung des Antennenschalters an die volle Ankopplungsspule auf der Spule L1 angelegt wird. Man kann diese Lampe aber auch mittels Krokodilklemmen zwischen Masse und eine geeignete Windung von L1 schalten.

Zunächst wird der Oszillatorteil des VFO auf die richtigen Frequenzen und Bereiche abgeglichen. Hierzu sind nur geringe Nachstellungen erforderlich, was man in Stellung „Einpfeifen“ ausführen kann. Zur Kontrolle dient am besten ein gut geeichter Empfänger. Anschließend wird die Spule L5 auf 7,15 MHz und die Spule L6 auf 14,3 MHz getrimmt. Beim Abgleich von L5 muß der Oszillator auf

14,3 MHz gestellt werden. Der Kern in L5 wird dann so lange gedreht, bis das Gitterstrominstrument der Senderendstufe maximalen Ausschlag anzeigt. Zum Abgleich von L6 wird der Oszillator auf 28,6 MHz gestellt und wiederum der Kern so eingestellt, bis sich maximaler Gitterstrom ergibt. Der Abgleich der Spulen L7...L11 entfällt, da alle Eisen-

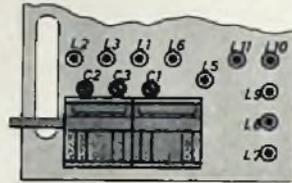


Bild 12. Anordnung der Spulen und Trimmer im VFO

kerne herausgedreht werden. Man vergesse nicht, von der Spule L10 drei und von L11 zwei Windungen abzuwickeln.

Die Abstimmung der Endstufe geschieht wie üblich durch Beobachtung des Gitter- und des Anodenstromes. Es ist zweckmäßig, beim ersten Einschalten des Gerätes mit etwa 300 V Anodenspannung zu arbeiten. Der erforderliche Gitterstrom liegt zwischen 1 und 4 mA.

Wie bereits erwähnt, soll der Abstimmkondensator der Treiberstufe zunächst auf eine größere Kapazität als erforderlich eingestellt werden (etwa halb eingedreht). Man geht von zu großer Kapazität aus an den Resonanzpunkt heran, bis der Gitterstrom den richtigen Wert hat. Der Gitterstrom soll also nicht größer sein als unbedingt erforderlich.

Im 80-m-Bereich ist die für Resonanz der Treiberstufe erforderliche Kapazität etwas größer als 75 pF. Man dreht daher den Drehkondensator der Treiberstufe so weit herein, bis der richtige Gitterstrom angezeigt wird. Diese Stellung ist noch weit genug vom Resonanzpunkt entfernt, so daß eine Selbsterregung nicht zu befürchten ist.

Bei der Abstimmung der Senderendstufe schlägt der sonst übliche Dip nach unten manchmal in einen Dip nach oben um. Das kommt leicht vor, wenn in der Schirmgitterzuführung der Senderendstufe ein relativ hoher Widerstand liegt. Wenn man jedoch den Gitterstrom auf etwa 4 mA erhöht, ergibt sich wieder der gewohnte Dip. Dann geht man mit der Aussteuerung so weit zurück, bis das Antennenstrominstrument gerade noch kein Absinken der HF-Leistung zeigt.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß sich bei hohen Modulationsgraden der Anodenstrom bis zu 20% ändern kann. Das ist ungewöhnlich, da sich bei Anoden-Schirmgitter-Modulation im allgemeinen der Anodenstrom nicht ändern soll. In vorliegendem Falle ändert sich aber mit der Modulation die Stromaufnahme des Modulators. Das ergibt Rückwirkungen auf die Anodenspannung der Senderendstufe. Für die Modulationsqualität sind die daraus resultierenden Anodenstromänderungen jedoch bedeutungslos.

Zum Schluß sei noch einmal kurz auf den Abgleich der Spulen der Senderendstufe eingegangen. Wie bereits erwähnt, muß darauf geachtet werden, daß im Multibandkreis möglichst keine Harmonischen aufeinanderfallen.

## Liste der Einzelteile

Widerstände (Typ „B“) (Dralowid)  
0,5 W: 1 kOhm, 2 kOhm, 5 x 100 kOhm, 4 x 200 kOhm, 700 kOhm, 800 kOhm, 3 x 1 MOhm  
1 W: 50 Ohm, 300 Ohm, 2 kOhm, 3,5 kOhm  
2 W: 500 Ohm, 2 x 10 kOhm, 2 x 30 kOhm  
4 W (Drahtwiderstand glasiert): 25 kOhm, 2 x 200 kOhm  
6 W (Drahtwiderstand glasiert): 150 Ohm

Potentiometer (With Ruf)  
500 kOhm, 0,4 W lag.  
1 MOhm (Umblender) (Preh)

Elektrolytkondensatoren (Elkonda)  
500/550 V: 2 x je 32 µF, 2 x je 64 µF  
350/385 V: 2 x je 32 µF, 100 µF  
Niedervolt: 20 µF, 6/8 V; 2 x je 50 µF, 20/25 V; 200 µF, 10/12 V

Blockkondensatoren (Tropydus) (Wima)  
500 V: 500 pF, 1 nF, 4 x 10 nF, 0,5 µF, 1 µF  
1000 V: 0,1 µF  
2000 V: 2,5 nF (2 x 5 nF, 1000 V, in Serie)

Keramische Kondensatoren (Rosenthal)  
2000 V: 500 pF  
500 V: 2 x 5 nF, 10 nF

Drehkondensatoren (Hopf)  
Split-Stator 2 x 150 pF (Typ „386“), Plattenabstand 1 mm  
Einfachdrehkondensator 75 pF (Typ „370“), Plattenabstand 0,75 mm

Röhren (Telefunken)  
EL 152, EF 804, ECC 83, 2 x EL 34, (EL 86 für VFO)

Stabilisatoren (Stabilovolt)  
St V 150/30, 2 x St V 85/10

Transformatoren und Siebdrosseln (Engel)  
Netztransformator „NTM 12“, 1. Ausführung  
Modulationstransformator 75 Watt „GAM 75“  
Siebdrosseln „D 2“ und „D 5“

VFO (Geloso)  
nur mit Röhren 6 J 5 und 6 AU 6

Selengleichrichter (AEG)  
3 x E 250 C 130 (flach), E 250 C 50 (rund),  
B 250 C 75 (rund), B 300 C 200 (rund),  
6 V/300 mA

Meßinstrumente (Weigand)  
Drehspulstrommesser 0...150 mA (100 mm Ø),  
Gr. IV, Typ „DS“  
Drehspulstrommesser 0...10 mA (65 mm Ø),  
Gr. II, Typ „DS“  
Thermo-Strommesser 0...1,5 A (65 mm Ø),  
Gr. II, Typ „DTH“

Weitere Einzelteile (Brettenstein)  
1 Gehäuse „15 000“, Gr. 3  
1 keramischer Schalter „A 133“, 3 x 3 Kontakte (Mayr)  
1 keramischer Schalter „A 125“, 1 x 5 Kontakte (Mayr)  
2 Einfach-Kippschalter „100 NT“ (Marquardt)  
1 Doppel-Kippschalter „132 NT“ (Marquardt)  
2 Amateurskalen „GS 5334“ (Mozart)  
2 Doppelbuchsen „N 45 102“ (Mozart)  
2 abgeschirmte Mikrofonbuchsen „KK 1“ (Pelker)

3 abgeschirmte HF-Buchsen „HFB 13/62 — V“ (Schützinger)  
2 Relais, 6 V, 2 Kontaktpaare „Rel. 51“ (Haller)  
6 Meßgeräteknöpfe „K 551“ (Mozart)  
1 Skalenscheibe „GS 5316b“ (Mozart)  
1 keramische Fassung für EL 152 (Telefunken)  
3 Novalfassungen (Valvo)  
2 Abschirmkappen für Novalröhren (Preh)  
2 Oktalfassungen (Valvo)  
3 Miniaturfassungen (Valvo)  
1 keramischer Senderspulenkörper „260/49“ (Rosenthal)

2 HF-Drosseln 2,5 mH (Schütze)  
2 keramische Durchführungen „311/062—063“ (Rosenthal)  
2 dreipolige Flanschdosen „T 3268“ (Tuchel)  
1 12polige Buchsenleiste und Stecker „T 2008“ und „T 2008“ (Tuchel)  
1 8polige Buchsenleiste und Stecker „T 2001“ und „T 2002“ (Tuchel)  
1 Sicherungseinbauelement (Wickmann)  
1 Sicherung 2 A (Wickmann)  
1 Kristallmikrofon „PM 13“ (Pelker)  
1 Meter Lötösenleiste (Karlguith)

Die Teile sind über den Fachhandel zu beziehen.

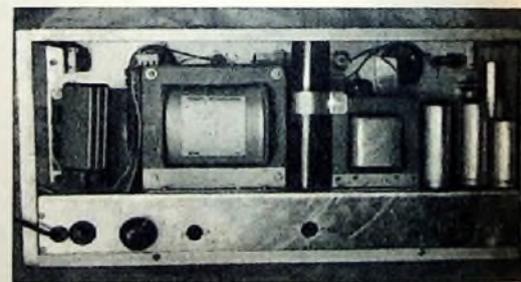


Bild 13. Das Gerät, von hinten gesehen

Die Abstimmung muß bei ohmscher Belastung (Glühlampe) erfolgen. Stellt man fest, daß die Einstellung für 20 m zu nahe an derjenigen für 80 m liegt, dann muß die Spule L2 eine etwas größere Induktivität bekommen, was man durch Zusammendrücken der Windungen leicht erreichen kann. Man muß jedoch darauf achten, daß dabei nicht das 10-m-Band außerhalb des Abstimmereichs rutscht. Das 80-m-Band kann ohne Bedenken bei 150° oder bei 160° der Abstimmskala liegen. Liegt es tiefer, dann muß von L1 eine Windung abgenommen werden. Zusammenfassend kann man sagen, daß mit L1 die Lage der Abstimmungspunkte für 80 und 40 m und mit L2 diejenige für 20, 15 und 10 m bestimmt wird.

# Fachwörter

Spät abends am 8. November 1957 trafen sich im Deutschen Fernsehen ein sehr bekannter Parlamentarier und zwei Autoren eines neuen Wörterbuches zu einem Dreiergespräch. Aus der Unterhaltung ging bald hervor, daß sich diese Autoren das Ziel gesetzt hatten, in ihrem Buch unnötige, sozusagen unmenschliche Verballhornungen der deutschen Sprache anzuprangern. Als man nun auch über oft unverständliche Wortneubildungen sprach, vertrat der Parlamentarier — ein hochqualifizierter Wissenschaftler — sehr warmherzig die Ansicht, daß man jedoch dem Fachwort eine ganz besondere Ausnahmestellung zubilligen müsse. Das Fachwort sei eine Kurzschrift, ein „Sigel“, dessen sich die Angehörigen der unterschiedlichsten Berufsgruppen bedienen, um sich untereinander schnell und sicher zu verständigen.

Schnell und sicher verständigen! Das war das Stichwort, das ich gerade brauchte. Denn während ich interessiert der Sendung folgte, lag vor mir gleichfalls ein ganz neues Wörterbuch, aber eines besonderer Art — eben ein Fachwörterbuch, das die fachlichen „Sigel“ in „Kurrentschrift“ verdeutlicht.

So seltsam es scheint: Wörterbücher gehören nun einmal zu den faszinierendsten dokumentarischen Schriften. Trifft dies schon für ein gewöhnliches Lexikon zu, so gilt es für ein Fachwörterbuch noch in verstärktem Maße. Aulatmend reibt man sich, von der gerade gefundenen Erklärung eines Wortes zufriedengestellt, die Hände und blättert zögernd, vielleicht etwas ziellos — jedoch gespannt — weiter und weiter. So kommt es schnell zu einer echten, sehr freundschaftlichen Bindung zum Buch in der Hand, hier zum jetzt vorliegenden V. Band<sup>1)</sup> der bewährten HANDBUCH-Reihe.

Fachwort: Geschlecht; Abkürzung des Fachgebietes, für das das Fachwort definiert ist; prägnante, falls notwendig durch Formeln und Bilder unterstützte Definition — das ist das Rezept, nach dem — von A bis Z in einem einzigen Band — annähernd 7000 Fachausdrücke der Hochfrequenz- und Elektrotechnik sowie ihrer Randgebiete alphabetisch geordnet, erklärt (oft mit Hinweisen auf noch weitergehende Erläuterungen in den bisherigen Bänden der HANDBUCH-Reihe versehen), wohlabgestimmt dargeboten werden. Dabei sind auch Fachausdrücke und symbolische Abkürzungen eingegliedert, die fremden Sprachen entstammen und in Verbindung mit der deutschen Technikersprache zu neuen Wortbildungen führten. Bei der Vielzahl der behandelten Hauptfachgebiete und Grenzfachgebiete (Hauptfachgebiete: Antennentechnik, Bauelemente, Dezimetertechnik, Elektroakustik, Elektromedizin, Elektronische Musik, Entstörungstechnik, Fernmeldetechnik, Funkortung, Fernsehtechnik, Halbleitertechnik, Hochfrequenztechnik, Impulstechnik, Industrie-Elektronik, Kommerzielle Nachrichtentechnik, Kurzwellen- und Amateur-KW-Technik, Lichttechnik, Mathematik, Meßtechnik, Nachrichtensysteme, Richtfunktechnik, Röhrentechnik, Rundfunktechnik, Ultrakurzwellentechnik, Werkstofftechnik) stützen sich die Herausgeber auf die Mitarbeit von über 20 bekannten Spezialisten. So informiert das neue Fachwörterbuch mit weitgehender Gründlichkeit — unter Verzicht auf jeden unnötigen Ballast — den Fachmann über die ihm vielleicht nicht immer ganz vertrauten Probleme. Aber auch den Angehörigen anderer Fachrichtungen dürfte es weit und verständlich in die ihm neuen Gebiete einführen. Als

Informations- und selbst als Arbeitsgrundlage ist es praktisch für jeden äußerst nützlich.

Lassen wir doch einmal ein Beispiel sprechen. Die untenstehende Seite 519 gleicht in allen Einzelheiten dem Original. Sie enthält Fachwörter, die besonders im Hinblick auf die Fachgruppen Impulstechnik (Imp), Elektromedizin (Med), Kommerzielle Nachrichtentechnik (Komm), Richtfunktechnik (Richt), Röhrentechnik (Röhr), Industrie-Elektronik (Inde) und Ultrakurzwellentechnik (UKW) definiert sind. Für wahr, schon hier ein schöner Strauß! Und so geht es — mal kürzer, mal länger, mal vollständig, mal auf andere Fachwörter oder HANDBUCH-Quellen verweisend — auf 810 Seiten des Fachwörterbuches weiter. Vielen wird auch der Anhang Freude machen. Die wissenschaftlichen Verdienste von 70 Wegbereitern der Mathematik und Physik, der Elektrotechnik und Funktechnik sind in kurzgefaßten Biographien wiedergegeben.

In der äußeren Ausführung entspricht das neue Werk den anderen blauen Bänden des HANDBUCHS. Die Satzanordnung ist übersichtlich, der Druck gut. Die manchmal wohl kleinen, aber sehr deutlichen Bilder fügen sich harmonisch in den Wörterbuchtext ein.

## Phasendiskriminator

## Pha

**Phanatron n (Imp)**  
Einröhrenmultivibrator mit Mehrglitterröhre zum Erzeugen von Rechteckimpulsen. Seine Betriebsweise gleicht einem katodengekoppelten Multivibrator.  
→ auch: Multivibrator; Transltronmultivibrator

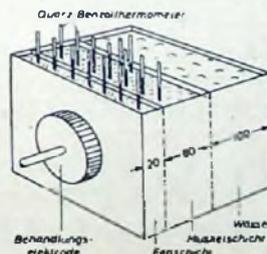
**Phantom n, biologisches — (Med)**  
Belastungswiderstand elektromedizinischer Geräte, der zur Nachbildung natürlicher Belastungsfälle aus biologischen Geweben aufgebaut ist; Fett, Muskel, Knochen, Organe usw. Besondere Bedeutung

**Phasenausgleich m (Richt)**  
ist bei breitbandigen ZF-Verstärkern für frequenzmodulierte Übertragung von Vielkanaltelefonie oder Fernsehen erforderlich, wenn extreme Anforderungen an die Verzerrungsfreiheit gestellt werden, die bei Frequenzmodulation nur ein Minimum an Phasenverzerrungen im Übertragungsweg zuläßt. P. wird erreicht durch (meistens passive) Filternetzwerke, die man in Serie zu dem verzerrenden Verstärker schaltet. Der Ausgleich muß oft bis zu weniger als 10<sup>-6</sup>s restlicher Laufzeitverzerrung getrieben werden.

**Phasenausortler f (Röhr)**  
→ Dichtemodulation

**Phasenbrücke f (Inde)**  
Brückenschaltung, deren einer Zweig aus der Reihenschaltung eines Wirk- und eines Blindwiderstandes (Kapazität oder Selbstinduktion) gebildet wird. Die Ausgangsspannung der Brücke ist dem Betrage nach gleich der Hälfte der Eingangsspannung, jedoch um einen bestimmten Winkel  $\alpha$  phasenverschoben, dessen Größe von dem Verhältnis des Wirkwiderstandes zum Blindwiderstand abhängt. Es gilt  $\alpha = 2 \arctan(\omega RC)$  für RC-Phasenbrücken und  $\alpha = 2 \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$  für RL-Phasenbrücken. P. werden hauptsächlich zur Gittersteuerung von Thyatronröhren benutzt.  
(HANDB. II, S. 618)

**Phasendiskriminator m (UKW)**  
Frequenzmodulator, auch Foster-Seeley- oder Riegler-Dezmodulator genannt, ist eine Gegentaktschaltung mit elektrischer und magnetischer Spannungseinkopplung. Die auf den Symmetriepunkt bezogenen Summenspannungen sind nur dann symmetrisch in Amplitude und Phase, wenn ihre Frequenz mit der Kreisfrequenz übereinstimmt. Die Spannungen werden getrennt gleichgerichtet und gegeneinander geschaltet, so daß die Ausgangsspannung Null ist, wenn die angelegte Frequenz mit der Kreisfrequenz übereinstimmt. P. wird in kommer-



hat das P. bei der Untersuchung von Schichtungen, die dem natürlichen Aufbau ähnlich sind, für Erwärmungsmessungen im elektrischen Feld usw. Das Bild zeigt die schematische Darstellung eines P. für solche Messungen.

Bild: Biologisches Phantom

**Phantomkreisl m (Komm)**  
→ Vierer  
(HANDB. I, S. 491)

**Phasenschalt m** [bei gesteuerten Gasentladungsgefäßen, z. B. Thyatronröhren] (Inde)  
Verzögerung des Zündensatzpunktes gegenüber dem Nulldurchgang der Anodenwechselspannung um einen bestimmten Zündwinkel zur Verlingerung des Anodenstrom-Mittelwertes, d. h. zur Dosierung der Ausgangsleistung.  
(HANDB. II, S. 616)

1) Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen; V. Band der Reihe HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER. Herausgegeben von Werner W. Dieffenbach und Oberling, K. Kretzsch. Berlin 1957. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. 810 S., m. 514 B., 10,5 x 16 cm. Preis in Ganzleinen gebunden 26,80 DM.

# Annähernd 7000 Fachwörter

mit Definitionen von A bis Z

alles in einem Band für nur 26,80 DM



daher so

handlich

praktisch

preiswert



## V. BAND

der bewährten Reihe

## FACHWÖRTERBUCH mit Definitionen und Abbildungen

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER  
die bereits eine Gesamtauflage von über 200 000 Exemplaren erreicht hat

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

## **DAS KOMPLETTE FACHWÖRTERBUCH** der Hochfrequenz- und Elektrotechnik sowie ihrer Randgebiete

das ohne jeden unnötigen Ballast die wichtigsten und gebräuchlichsten Fachausdrücke in einer sofort und vollständig den Kern der Dinge treffenden Art definiert

**HAUPT-FACHGEBIETE:** Antennentechnik · Bauelemente · Dezimelertechnik · Elektroakustik · Elektromedizin · Elektronische Musik · Entstörungstechnik · Fernmeldetechnik · Fernsehtechnik · Funkortung · Halbleitertechnik · Hochfrequenztechnik · Impulstechnik · Industrie-Elektronik · Kommerzielle Nachrichtentechnik · KW- u. Amateur-KW-Technik · Lichttechnik · Mathematik · Meßtechnik · Nachrichtensysteme · Richtfunktechnik · Röhrentechnik · Rundfunktechnik · UKW-Technik · Werkstofftechnik

**WEITERE FACHGEBIETE:** Allgemeine Akustik · Allgemeine Elektronik · Begriffe der Musik · Bildfunk · Chemie der Kunststoffe · Elektronenoptik · Farbmessung · Feldstärkemessung · Fernmeßtechnik · Fernschreibtechnik · Fernwirktechnik · Fertigungstechnik · Fotozellentechnik · Hochfrequenzmeßtechnik · Hohlleitertechnik · Hörhilfen · Ionosphärenforschung · Isolierstoffe · Kabeltechnik · Kernphysik · Kommunikationstheorie · Lichtmessung · Magnetismus · Metallurgie · Mikrowellentechnik · Netzwerke · Piezoelektrizität · Radartechnik · Radio- und Fernsehservice · Strahlungsmeßtechnik · Studientechnik · Trägerfrequente Telefonie · UKW- u. Dezi-Amateurfunk · Verkehrstheorie · Weitverkehrsanlagen · u. a. m. · Wegbereiter der Elektro- und Funktechnik

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

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

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

# Transistoren-Kleinstempfänger

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 22, S. 768

### 3. Nur mit Transistoren bestückter Einkreis für Mittelwelle

Will man einen Einkreis so konstruieren, daß er an sehr kurzer Antenne oder gar mit Rahmenantenne betrieben werden kann, dann ist darauf zu achten, daß im Resonanzkreis eine möglichst hohe Aufschaukelung stattfindet, damit eine ausreichend hohe HF-Spannung für die Demodulation zur Verfügung steht. Von den bekannten Röhrenschaltungen ist für diesen Zweck das Rückkopplungsaudion zweifellos die geeignetste Anordnung.

Leider zeigt ein genaues Studium der Transistoreigenschaften, daß eine dem Röhrenaudion analoge Schaltung mit Transistoren infolge der sehr niedrigen Eingangswiderstände nicht zu verwirklichen ist. Man muß also nach einer Schaltung suchen, die eine möglichst weitgehende Entdämpfung des Schwingkreises erlaubt, jedoch auf die Transistoreigenschaften zugeschnitten ist. Die nachfolgend beschriebene Anordnung (Bild 8) zeigt recht gute Ergebnisse. Ihre relativ hohe Empfindlichkeit muß leider durch eine entsprechend hohe Anzahl von Transistoren erkauft werden, was auch durch Verwendung neuerer Transistortypen mit höherer Grenzfrequenz kaum zu umgehen ist. Selbstverständlich sind Vereinfachungen möglich, wobei auch die Zahl der Transistoren verringert werden könnte. Man sollte sich aber darüber klar sein, daß eine zusätzliche Transistorenstufe die Leistung nennenswert verbessern kann, ohne daß der räumliche Aufwand stark ins Gewicht fällt.

### 3.1 Allgemeine Beschreibung des Empfängers und der Funktion seiner Schaltelemente

Der Empfänger soll mit Rahmenantenne oder höchstens an einer zusätzlichen kurzen Wurfantenne betrieben werden. Der Rahmen ist fest auf die Mitte des Mittelwellenbereiches abgestimmt und durch den Eingangswiderstand des Transistors T 1 so stark bedämpft, daß seine Grenzfrequenzen den gesamten Mittelwellenbereich einschließen; sie liegen also etwa bei 500 kHz und 1500 kHz. Der Transistor T 1 bewirkt eine Verstärkung der im Rahmen gewonnenen Ströme und diese rufen am abgestimmten Schwingkreis eine Resonanzspannung hervor, die etwa dem Kreisdämpfungswiderstand proportional ist. Die Abstimmung des Resonanzkreises (L 2, C 2) erfolgt induktiv. (Die Kreiskapazität ist so klein wie möglich gehalten, da auch sie in die Verstärkung eingeht.)

Der Transistor T 2 dient der Rückkopplung und damit einer weitgehenden Entdämpfung des Schwingkreises. Dabei wird dann auch optimale Leistungsanpassung des Vortransistors T 1 erreicht, da dieser einen recht hohen Innenwiderstand aufweist. Die am Schwingkreis auftretende HF-Spannung wird schließlich mit einer Germaniumdiode demoduliert und über einen Anpassungstransistor T 3 dem NF-Verstärker zugeführt. In der ersten Stufe dieses Verstärkers (T 4) erfolgt eine stufenweise Lautstärkeregelung. Nach weiterer Verstärkung durch die Transistoren T 5 und T 6 steuert die NF-Wechselspannung schließlich einen Knopf-Hörer, wie er bei Schwerhörigergeräten benutzt wird. Das ganze Gerät wird mit einer Stabbatterie von 1,5 V betrieben.

### 3.2 Der Eingangskreis

Der Eingangskreis wird von einer Rahmenantenne (L 1) und einem Festkondensator gebildet. Der Rahmen besteht aus etwa 20 Wdg Kupfervolldraht und ist an der Innenseite des Empfängergehäuses so eingeklebt, daß er die im Gerät maximal mögliche Fläche umfaßt. Seine Induktivität hat einen Wert von etwa 100 µH und bildet zusammen mit einem Kondensator von 200 pF einen fest abgestimmten Kreis mit der Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \approx 1,1 \text{ MHz}$$

Da der gesamte Mittelwellenbereich übertragen werden soll, muß der Eingangskreis eine entsprechende Bandbreite aufweisen; er muß also stark bedämpft werden. Die Bandbreite bestimmt sich zu

$$\Delta f = f_1 - f_2$$

mit der Mittenfrequenz

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$$

Für den Verlustwinkel gilt

$$\tan \delta = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_p}$$

Überschlägt man die zahlenmäßigen Zusammenhänge, so erhält man

$$\Delta f = 1500 - 500 = 1000 \text{ kHz}$$

$$f_0 = \sqrt{1500 \cdot 500} = 860 \text{ kHz}$$

$$\tan \delta = \frac{1000}{860} = 1,15 = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_p}$$

$$R_p = \frac{\omega_0 \cdot L}{\tan \delta} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L}{\tan \delta} \approx \frac{540}{1,15} \approx 470 \text{ Ohm}$$

Das bedeutet also, daß man den Transistor T 1, der einen Eingangswiderstand von etwa 200 Ohm hat, an eine Anzapfung von etwa 15 Wdg anschließen kann. Dann transformiert sich sein Eingangswiderstand mit  $\dot{u}^2$  in den Gesamtrahmen und bedämpft ihn in der gewünschten Weise.

Die Rechnung zeigt weiterhin, daß der Blindwiderstand  $\omega_n \cdot L$  des Rahmens bei Mittenfrequenz 540 Ohm ist, also etwa den gleichen Wert hat wie die ohmsche Belastung. Durch die Abstimmung des Eingangskreises gewinnt man also für die Mitte des Übertraun-

bereiches eine etwa 1,4fache Resonanzüberhöhung. Der HF-Verstärkungs transistor arbeitet in Basisschaltung. Obwohl in dieser Schaltung bezüglich des Frequenzganges des Transistors selbst das günstigste Verhalten vorliegt, zeigen die Typen OC 33 und OC 34, die hier verwendet werden, bereits einen Abfall ihrer Verstärkung oberhalb 1 MHz. Es gelingt aber ein recht guter Ausgleich über den gesamten Mittelwellenbereich, wenn man den Eingangskreis nicht auf den theoretisch errechneten Wert von 860 kHz abstimmt, sondern seine Resonanzfrequenz etwas höher legt. Für die hier beschriebene Empfängerschaltung wurden dabei 1,1 MHz als günstigster Wert ermittelt. Der Transistor selbst liefert nun eine etwa 10fache Leistungsverstärkung, und bei optimaler Anpassung erhält man eine durchaus brauchbare Nutzspannung an seinem Arbeitswiderstand.

Der Arbeitswiderstand der Basisschaltung wird durch den nachfolgenden Abstimmkreis, der aus L 2 und C 2 besteht, gebildet. Der optimale Lastwiderstand des OC 33 in Basisschaltung ist etwa 100 kOhm. Da dieser Lastwiderstand im wesentlichen aus dem Resonanzwiderstand des Abstimmkreises besteht, der in der gleichen Größenordnung liegt, ergeben sich bezüglich der Anpassung recht gute Verhältnisse.

Zusammenfassend läßt sich also sagen: Der Vorkreis mit Rahmenantenne ermöglicht einen Empfang, der zwar richtungsabhängig, jedoch nicht handempfindlich ist. Seine Abstimmung bewirkt eine, wenn auch nur geringe Resonanzüberhöhung. Der Transistor bringt eine wesentliche Verstärkung und macht durch seine Trennwirkung den eigentlichen Abstimmkreis von der eventuellen Verwendung einer Zusatzantenne und deren Länge unabhängig.

### 3.3 Abstimmbarer Resonanzkreis, Rückkopplung und Demodulation

Der abstimmbare Resonanzkreis ist beim Einkreis das wesentliche Bauelement. In seinen Daten sind die Eigenschaften des Empfängers bezüglich Empfindlichkeit und Trennschärfe enthalten. Darum muß diesem Bauteil besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.

Gemäß Bild 8 bildet der Resonanzwiderstand des Schwingkreises zusammen mit den angeschlossenen Bauelementen den Arbeitswiderstand des Vortransistors T 1. Die Resonanzspannung  $U_0$ , die sich am Schwingkreis ergibt, ist proportional dem resultierenden Dämpfungs-Parallelwiderstand

$$U_0 = I_1 \cdot R_p \text{ gemittelt}$$

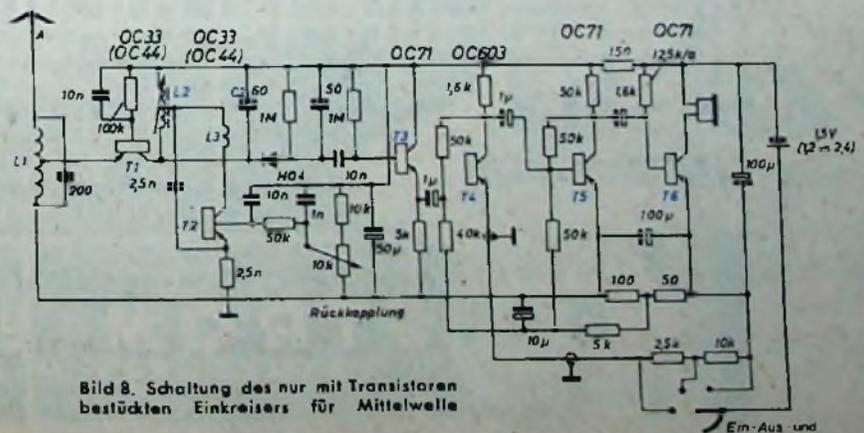


Bild 8. Schaltung des nur mit Transistoren bestückten Einkreisers für Mittelwelle

Als dazugehörige Bandbreite ergibt sich

$$\Delta\omega = \omega_0 \cdot \tan \delta = \frac{\omega_0^2 \cdot L}{R_p}$$

Das bedeutet, daß auch die Trennschärfe mit abnehmenden Verlusten steigt. Außerdem sieht man, daß die Bandbreite bei der hier gewählten induktiven Abstimmung über den gesamten Bereich konstant bleibt.

Die Spule ist aus HF-Litze gewickelt, und als Abstimmkern wurde ein gutes HF-Eisen verwendet. Für die kleine Kapazität, die notwendig ist, findet ein keramischer Kondensator Verwendung, der sehr geringe Eigenverluste aufweist. Der Dämpfungswiderstand bei einer mittleren Frequenz ist etwa 150 kOhm.

Parallel zum Schwingkreis liegen nun die angeschlossenen Bauelemente. Der Eingangstransistor T1 hat in Basisschaltung einen Ausgangswiderstand von etwa 300 kOhm. Er beeinflußt die Kreisgüte also nur unwesentlich. Ähnlich liegen die Dinge bei der HF-Gleichrichtung. Die hier verwendete Demodulatorschaltung belastet den Kreis mit  $R_0/3$ , wobei  $R_0$  der Arbeitswiderstand der Diode ist.  $R_0$  wurde mit 1 MOhm ausgelegt. Dazu parallel liegt der Sperrwiderstand der Diode, der hier ebenfalls mit 1 MOhm anzusetzen ist, so daß eine zusätzliche Dämpfung von  $500/3$  kOhm  $\approx 150$  kOhm hinzuzurechnen ist.

Um die Belastung durch den NF-Verstärker kleinzuhalten, wurde auch hier der NF-Verstärker über einen Transistor T3 in Kollektorbasisschaltung angeschlossen, der praktisch nur der Widerstandstransformation dient. Der Eingangswiderstand dieses Impedanzwandlers sollte einen Mindestwert von 100 kOhm haben. T3 muß also eine Stromverstärkung bei Basisschaltung von mindestens  $\alpha = 0,98$  haben oder die Ankopplung der folgenden

Stufe an einer Anzapfung des Arbeitswiderstandes von 5 kOhm vorgenommen werden. Die kleinen Signalströme, die in T3 verarbeitet werden, lassen den Einsatz eines rauscharmen Typs (beispielsweise OC 603 von Telefunken) wünschenswert erscheinen. Die Forderung nach hoher Stromverstärkung hat jedoch unbedingt den Vorrang, um so mehr, als das

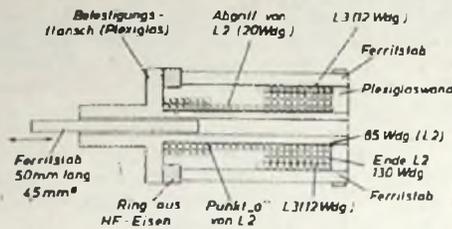


Bild 9. Aufbau und Widelnschema der Resonanzkreisspule für die Induktivitätsabstimmung

Rauschen der Transistoren bei der hier verwendeten niedrigen Betriebsspannung ohnedies gering ist.

Rechnet man nun alle Dämpfungswiderstände zusammen, so ergibt sich

$$R_p \approx 40 \text{ kOhm}$$

Der Versuch, einen so dimensionierten Empfänger aufzubauen, zeigt, daß damit nur bei relativ hohen Senderfeldstärken Empfang möglich ist. Der Grund dafür ist in der keineswegs idealen Kennlinie des HF-Gleichrichters zu suchen. Bei sehr kleinen HF-Wechselspannungen wird der Durchlaßwiderstand aller Dioden recht hoch, so daß sich die niederfrequente Nutzspannung nicht merklich von Null unterscheidet. Bei einem bestimmten Spannungswert zeigt die Gleichrichterkennlinie dann einen relativ starken Knick, und alle Sender, deren

Feldstärken am Schwingkreis eine Wechselspannung erzeugen, die größer als dieser Grenzwert ist, können von der Diode demoduliert werden.

Aus der Vielzahl der zur Verfügung stehenden HF-Gleichrichter wurde die Howaldt-Diode HO 4 ausgesucht, eine Flächendiode mit räumlich sehr kleinen Abmessungen (Stekndekopfgröße), sehr geringem Durchlaßwiderstand und einer recht günstigen Gleichrichtercharakteristik.

Um die Eingangsempfindlichkeit weiter zu erhöhen, bleibt noch die Möglichkeit, eine Rückkopplung zur Entdämpfung des Resonanzkreises einzuführen. Zu diesem Zweck wird der Transistor T2 über einen Spulenabgriff (bei etwa  $1/10$  der Gesamtwindungszahl) ausgesteuert. Das verstärkte Signal wird vom Kollektor auf die Schwingkreisspule zurückgeführt, so daß eine Mitkopplung entsteht. Die Verstärkung des Transistors und damit der Rückkopplungsgrad läßt sich durch Arbeitspunktverschiebung, also durch Gleichstromregelung, leicht ändern. Der Transistor selbst wird in Basisschaltung betrieben und hat dementsprechend auch für hohe Frequenzen noch ausreichende Verstärkung.

Theoretisch läßt sich nun der Schwingkreis vollkommen, das heißt bis  $R_p = \infty$  entdämpfen; doch dann beginnt der Empfänger zu schwingen. Bei stabiler Rückkopplung erreicht man eine maximale Widerstandserhöhung um den Faktor 30. Nun muß jedoch die Eigendämpfung des Rückkopplungstransistors in die Betrachtungen mit einbezogen werden. Der wesentliche Anteil kommt durch den Eingangswiderstand der Basisschaltung zustande. Rechnet man mit 200 Ohm, so ergibt sich bei einem Übersetzungsverhältnis  $\bar{u} = 1:10$ , bedingt durch die Spulenanzapfung,

$$R' = R_p \cdot \bar{u}^2 = 200 \cdot 100 = 20 \text{ kOhm}$$

neu eingetroffen - - - neu eingetroffen - - - neu eingetroffen - - - neu



**V-7A**  
DM 209.-

V-7A Röhrenvoltmeter, 30 Meßstufen - 35 HF Stufen  
0 - 1,5 - 1500 V, 1 St. = 500 Meß!



**O-11**  
DM 599.-

O-11 Breitband-Oszillograph, 5 Hz - 5 MHz, Klipp 20 Hz - 500 kHz, 13 cm Schirm



**AG-9A**  
DM 289.-

AG-9A RC Generator, 10 Hz - 100 kHz, Klippfaktor 0,1, Ausgangsspannung 0 - 10 Volt

# Heathkit Bausätze

## und fertig montierte Geräte

FERTIGE GERÄTE

V-7A DM 249.-

O-11 DM 699.-

AG-9A DM 329.-

AV-3 DM 289.-



**AV-3**  
DM 239.-

AV-3 Millivoltmeter, 10 Hz - 300 kHz, 10 mV - 330 V eff, 0 db 1 mW - 600

# DAYSTROM ELEKTRO G.M.B.H.

FRANKFURT a. M., Friedensstraße 10 Tel.: 1522/25122

Man macht also zwar den Schwingkreis zunächst um den Faktor 3 schlechter, gewinnt aber trotzdem bei optimaler Ausnutzung der Rückkopplung eine Erhöhung des Dämpfungswiderstandes auf 400 kOhm und damit eine etwa 10fache Steigerung der Trennschärfe und der Empfindlichkeit.

Eine Änderung der Batteriespannung beeinflusst die Rückkopplung, da die Regelung direkt durch eine Gleichspannung (ähnlich der Schirmgitterregelung beim Pentoden-Rückkopplungsaudion) vorgenommen wird. Die Schaltung hat den großen Vorteil, daß der Regler an jede beliebige Stelle des Gerätes gesetzt werden kann, ohne daß auf die Verdrehung Rücksicht genommen werden muß. Auch die Abstimmung hängt in gewissen Grenzen von der Betriebsspannung ab, da sich die über den Kollektor von T1 wirksame Kapazität der Basis, die dem Abstimmkreis parallel liegt, ändert. Vergrößert man beispielsweise die Batteriespannung von 1,5 auf 2,4 V, dann ändert sich die untere Bereichsgrenze von 500 kHz auf 480 kHz.

Die Abstimmung wird induktiv vorgenommen. Dadurch spart man einerseits den räumlich großen Drehkondensator und hat andererseits die Möglichkeit, durch die Art der Spulenwicklung die Gleichmäßigkeit der Rückkopplung und der Abstimmung zu verbessern. Wie Bild 9 zeigt, ist die Abstimminduktivität als Zylinderspule mit mehreren Lagen ausgeführt. Die Wicklung beginnt am kalten Ende bei Punkt a (Bild 8). Es werden 10 Wdgn. bis zum Befestigungsflansch gewickelt und dann eine volle Lage bis zum Ende des Spulenkörpers (75 Wdgn.). Von dort wickelt man bis etwa zur Mitte der Spule zurück weitere 25 Wdgn. und dann nochmals zum Spulende hin 20 Wdgn. Insgesamt erhält L2 also 130 Wdgn. Schiebt man nun den Eisenkern

von der gezeichneten Stelle weiter in die Spule hinein, so ändert sich die Selbstinduktion erst langsam und dann schneller, da L2 am Ende in 3 Lagen gewickelt ist. Dieser Selbstinduktionsverlauf ist erwünscht, wenn die Skala möglichst frequenzlinear werden soll. Die Rückkopplungsspule L3 ist ebenfalls am Spulende angeordnet; man erreicht dadurch eine gleichmäßigere Rückkopplung.

### 3.4 Der NF-Verstärker

Die erste Stufe des NF-Verstärkers ist mit einem rauscharmen Transistor in Emitterschaltung ausgerüstet. Im Emittterkreis ist eine stufenweise schaltbare Gegenkopplung eingebaut, die zur Lautstärkeregelung dient. Als Schalter wurde ein Schleppschalter verwendet, wie er in Schwerhörigergeräten Verwendung findet; er dient gleichzeitig als Ein- und Ausschalter. Durch diese Art der Gegenkopplungsregelung ändert sich naturgemäß der Arbeitspunkt des Transistors. Da aber bei stärkerer Gegenkopplung die Aussteuerung kleiner wird, läßt sich eine Regelung der Ausgangsspannung von T4 im Verhältnis 20:1 leicht durchführen; das ist mehr als ausreichend.

Nach einer weiteren Verstärkerstufe (T5) in Emitterschaltung folgt die Ausgangsstufe (T6). Ein Kopfhörer mit einer Impedanz von 240...500 Ohm kann direkt in den Kollektorkreis geschaltet werden. Man erhält zwar keine optimale Anpassung, spart jedoch den teuren und Platz benötigenden Ausgangstransformator. Die entnehmbare Ausgangsleistung (je nach Kopfhörer und Betriebsspannung bis etwa 8 mW) reicht selbst für Kopfhörer von Schwerhörigergeräten aus. Die Verwendung eines stärkeren Transistors (zum Beispiel OC 72) bringt bei einer Betriebsspannung von 1,5 V ohne Ausgangstransformator keine Vorteile mehr. (Wird fortgesetzt)

## Über 1 Million Platten- wechsler »REX«



Die anlässlich der letzten Funkausstellung bekanntgegebenen Zahlen beweisen, daß in Deutschland der Plattenwechsler unter den Abspielgeräten eine überragende Stellung einnimmt. Perpetuum-Ebner konnte nun in diesen Tagen die Herstellung des einmillionsten Plattenwechslers »Rex« melden. Dieser »Jubiläums«-Plattenwechsler — eingebaut in einem Verstärker-Phono-Koffer »PE Musical 5 V« — wird im Rahmen einer besonderen Veranstaltung einer Berliner Kinder-Tagesstätte übergeben. Das neueste Modell »Rex A/4« ist ein viertouriger, vollautomatischer Plattenwechsler für 10...12 Schallplatten. Durch einen Fühler am Tonarm tastet er jede beliebige Plattengröße zwischen 16 und 30,5 cm am Außenrand ab.

Perpetuum-Ebner ist die älteste und größte Phono-Spezialfabrik auf dem europäischen Kontinent. In ihrem modernen Werk in St. Georgen/Schw. beschäftigt sie jetzt über 1200 Mitarbeiter. Bei der Produktion von Plattenspielern, Plattenwechslern, Phonokoffern und Magnet-Abtastsystemen bildet der Plattenwechsler »Rex« das Kernstück.

Wie von Zauber sanft bewegt wandert der Zeiger über die Senderskala. Der Wunderknopf sucht die Stationen selbsttätig und stellt sie automatisch scharf ein.

# SABA

## AUTOMATIC

Typ Konstanz, ein Meisterwerk der Schwarzwälder Präzision · Hi-Fi-Qualität

... ein Verkaufsschlager für das Weihnachtsgeschäft

# Wenn Gla: dann PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

## Service-Technik

### Löten Sie richtig!

Aus einem *Blaupunkt*-Hinweis stammen einige Ratschläge über Lötarbeiten bei der Reparatur von Rundfunk- und Fernsehgeräten. Beim Löten sind danach folgende Vorgänge zu unterscheiden:

1. Die zu lötenden Teile müssen auf Löttemperatur erwärmt werden.
2. Das Lötzinn muß geschmolzen werden.
3. Das zu lötende Metall muß von störenden Oxydschichten befreit werden.
4. Das flüssige Lot muß sich mit dem gereinigten Metall legieren.
5. Die verwendeten Flußmittel müssen sich völlig verflüchtigen.
6. Das Lot muß zur fertigen Lötstelle erstarren.

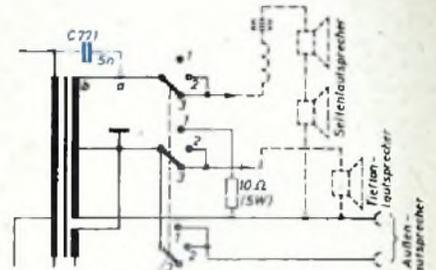
Als kritischster Punkt wird der Punkt 3 bezeichnet. Die zum Löten verwendeten Flußmittel (gegebenenfalls auch Kolophonium-Einlagen in Lötdrähten) können unter Umständen eine Korrosion der Lötstelle oder anderer Bauteile hervorrufen. Ebenso können durch Flußmitteldämpfe an anderen Stellen unerwünschte Übergangswiderstände auftreten.

Nach von der Schweizer Post-, Telegrafien- und Telefon-Verwaltung durchgeführten kritischen Untersuchungen besteht bei folgenden Lötmitteln nicht die Gefahr nachträglicher Korrosionsschäden, und zwar bei den aktivierten Lötdrähten „Esold C“ (Hersteller *Bleiwerk, Goslar*) und „Actol“. Diese beiden Löt-drahtsorten verhalten sich hinsichtlich der Korrosionssicherheit etwa so günstig wie Reinkolophoniumdrähte (Hersteller *Bleiwerk, Goslar*, und *Classen-Metall, Duisburg*). Die beiden erstgenannten Lötdrähte haben etwas vorteilhaftere Eigenschaften als der Reinkolophonium-lötdraht. Soll mit reinem Lötzinn (ohne Kolophoniumeinlage) gearbeitet werden, dann kann man als Flußmittel in Spiritus gelöstes reines Kolophonium verwenden (Mischungsverhältnis etwa 1:1).

Zu den Punkten 1, 2, 4 und 5 ist noch zu sagen: Soll eine einwandfreie Lötstelle zustande kommen, dann muß die Oxydschicht von der zu lötenden Metalloberfläche durch das Flußmittel entfernt werden. Das geschmolzene Lot muß sich anschließend einwandfrei anlegieren. Diese chemischen und physikalischen Vorgänge benötigen eine gewisse Zeit. Bei Feinlötstellen in Radio- und Fernsehgeräten dürfte die unterste Grenze der Lötzeit deshalb etwa 1 bis 1 1/2 s sein.

### Umschalter für Außenlautsprecher

Für den nachträglichen Einbau eines Umschalters zum wahlweisen Einschalten der Geräte-lautsprecher und/oder von Außen-lautsprechern schlägt *Blaupunkt* die im nachstehenden Bild angegebene Schaltung für ihre Geräte der Saison 1956/57 und 1957/58 vor.

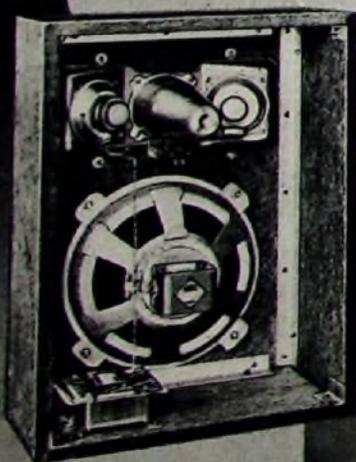


Zwergstufenschalter Nr. 5396 (Preh)

Stellungen des Stufenschalters: 1 = Außen-lautsprecher mit Lastausgleich eingeschaltet, Seiten- und Tieftonlautsprecher ausgeschaltet; 2 = Außen-, Seiten- und Tieftonlautsprecher eingeschaltet; 3 = Außenlautsprecher ausgeschaltet, Seiten- und Tieftonlautsprecher eingeschaltet. Die Verbindung — — — zur Schalt Ebene für die Seitenlautsprecher ist nur bei dem Empfänger „Sultan“ durchzuführen; dafür enthält die Verbindung a — b



## High Fidelity nach Ihrer Wahl



Typ K 3031

- Druckkammer-Hochmittelton-Breitstrahler  
Typ DHB 6/2-10  
Frequenzbereich 1000-16 000 Hz  
belastbar: einzeln 6 Watt,  
mit Tiefton bis 15 Watt

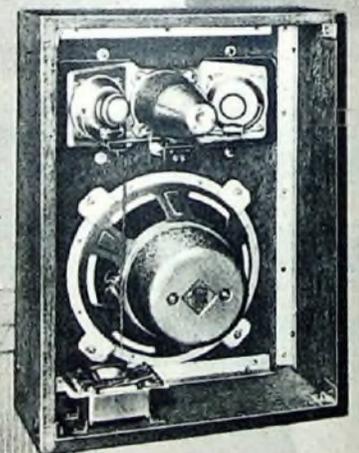
- High Fidelity-Kombination „Druckstrahler“  
Typ K 3031  
Frequenzbereich 40-16 000 Hz  
12 Watt

- High Fidelity-Kombination „Druckstrahler“  
Typ G 3037  
Frequenzbereich 30-16 000 Hz  
15 Watt

DM 96,—

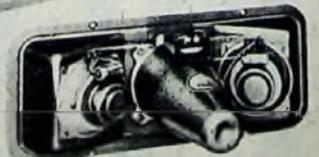
DM 199,50

DM 241,—



Typ G 3037

Typ DHB 6/2-10



ISOPHON-WERKE G.M.B.H., BERLIN-TEMPELHOF

# Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

## 6.3 Niederfrequenz-Vorverstärker

Die mit Röhren arbeitenden Niederfrequenz-Vorverstärker sind in den meisten Fällen reine Spannungsverstärker. Man unterteilt sie im allgemeinen in RC-Verstärker, in Drosselverstärker und Transformatorverstärker. Bestimmte schaltungstechnische Fragen sind aber allen Verstärkerschaltungen gemeinsam.

### 6.31 Erzeugung der Gittervorspannung

#### 6.311 Gitterbatterie und angezapfte Anodenbatterie

Die einfachsten Verhältnisse ergeben sich, wenn für die Gittervorspannung eine besondere Stromquelle, eine „Gitterbatterie“, vorhanden ist. Man erhält dann eine Schaltung nach Bild 77. Der Minuspol der Anodenstromquelle liegt ebenso wie der Pluspol der Gitterbatterie

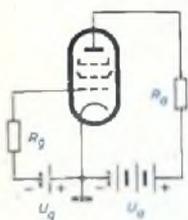


Bild 77. Entnahme der Gittervorspannung aus einer Gitterbatterie

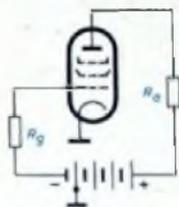


Bild 78. Abnahme der Gittervorspannung aus einer Anodenbatterie mit Anzapfungen

am Schaltungsnulldpunkt, steht also mit der Katode in Verbindung. Über den Widerstand  $R_g$  erhält nun das Gitter der Röhre eine negative Vorspannung  $U_g$ . Man spricht in diesem Falle von einer „festen“ oder „nichtautomatischen“ Vorspannung. Steht eine Anodenstromquelle mit Anzapfungen nach Bild 78 zur Verfügung, so kann man von ihr die Gittervorspannung abnehmen, indem man eine passend gewählte Anzapfung an den Schaltungsnulldpunkt legt. Im übrigen ist die Anordnung mit der im Bild 77 identisch. Diese „fremd zugeführten“ Gittervorspannungen haben den Vorteil, daß die Katode unmittelbar mit dem Schaltungsnulldpunkt verbunden werden kann. Man vermeidet so Spannungen zwischen Katode und Heizfaden, außerdem Brummscheinungen oder unerwünschte Gegenkopplungen. Nachteilig ist der Aufwand für die getrennte Gitterspannungsquelle sowie die Tatsache, daß unter Umständen eine Überlastung der Röhre möglich ist. Erhält nämlich aus irgendeinem Grunde das Steuergitter von außen eine positive Vorspannung, so kann der Anodenstrom unzulässig stark ansteigen, weil er nur durch die Spannung der Anodenstromquelle und den Außenwiderstand bestimmt wird.

#### 6.312 Automatische Gittervorspannung

In dieser Hinsicht verhält sich die automatische Gittervorspannung, die heute in Niederfrequenzverstärkern allgemein üblich ist, wesentlich besser. Werden direkt geheizte Röhren verwendet, so kommt eine Schaltung nach Bild 79 in Betracht. Der Faden wird aus der Sekundärwicklung eines Netztransformators geheizt. Die Sekundärwicklung hat

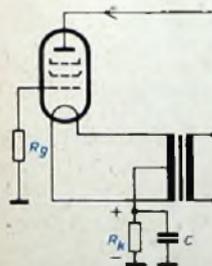


Bild 79. Automatische Gittervorspannungserzeugung bei direkt geheizten Röhren

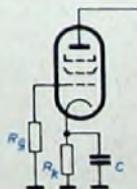


Bild 80. Automatische Gittervorspannungserzeugung bei indirekt geheizten Röhren

eine Mittelanzapfung, die nun über den Widerstand  $R_k$ , den „Katodenwiderstand“, mit dem Schaltungsnulldpunkt verbunden wird. Die äußeren Anschlüsse der Sekundärwicklung führen gegenüber der Mittelanzapfung gleich hohe Wechselspannungen, die sich in bezug auf den Katodenkreis aufheben, so daß in die Katodenleitung kein störendes Brummen induziert wird. Der Anodengleichstrom durchfließt  $R_k$  und ruft dort einen Gleichspannungsabfall mit der eingetragenen Polarität hervor. Da das Steuergitter über  $R_g$  am Schaltungsnulldpunkt liegt, wird die (durch den Heizfaden dargestellte) Katode positiv gegenüber



## DAIMONA hat ein starkes Herz

DAIMONA ist ein besonderer Kofferempfänger. Ohne zu ermüden, spielt er mit einer Batterie 200 Stunden. Das Besondere an ihm ist, daß er diese hohe Leistung mit wirklich bescheidenen Betriebskosten verbindet.

Der Schlüssel zur Leistungsstärke des DAIMONA-Empfängers ist sein Herz – die Hochleistungsbatterie „DAIMON 16159“. Die erfahrenen Spezialisten der DAIMON-Werke schufen sie, weil sie erkannt hatten, daß Gerät und Batterie „nach Maß“ füreinander gemacht sein müssen, wenn die hohen Ansprüche des Kunden von heute erfüllt werden sollen.

DAIMONA hat 6 Kreise, 4 Röhren, Mittel- und Langwelle, eingebaute Ferrit-Stabantenne und Hochleistungs-lautsprecher im robusten, handlichen Kunstleder-Koffer. Der Empfänger kostet nur DM 116.50.

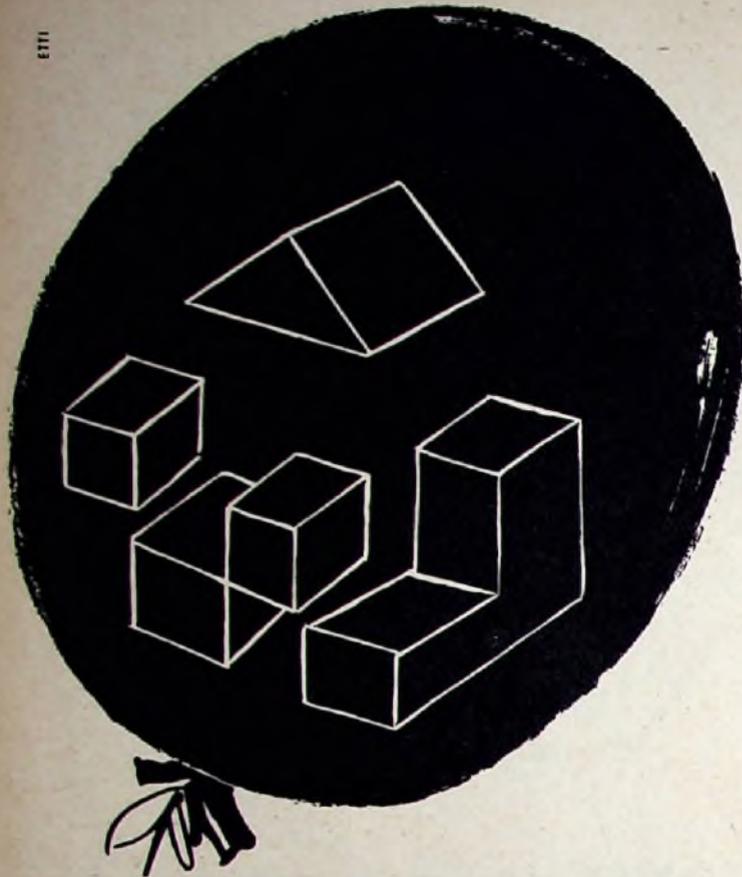
Die kombinierte Anoden-Heizbatterie 90/1.5 V „DAIMON 16159“ kostet nur DM 12.50.

DAIMONA gehört in das Sortiment jedes guten Fachgeschäftes.

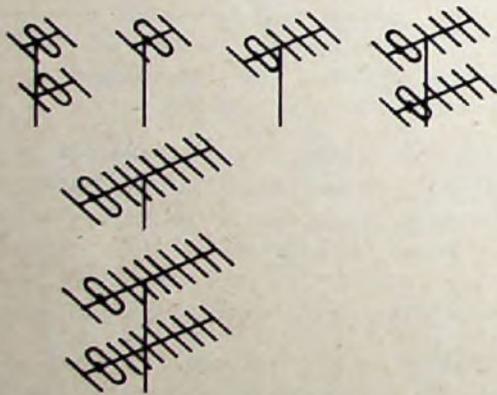
Richten Sie Ihre Anfrage nach heute an:



DAIMON - WERKE GMBH. Berlin-Reinickendorf 1, Alt-Reinickendorf 25-27 oder DAIMON GMBH. Rodenkirchen-Köln, Hauptstraße 128



## TRIUMPH DES BAUKASTENSYSTEMS



Die Hirschmann Ausbauserie macht es Ihnen leicht, die für Ihre Empfangsverhältnisse günstigste Antenne zu schaffen. Die Grundtype mit 3 Elementen wird durch Direktorvorsätze zu einem 6- oder 10-Element-Yagi erweitert. Mit einer Transformationsleitung läßt sich außerdem jede Antenne zu 2 Ebenen aufstocken. Sie ist damit gegen Störstrahlung von unten unempfindlich gemacht und Zündstörungen von Kraftfahrzeugen beeinträchtigen Ihr Bild nicht mehr. Vollständige Angaben enthält unser Prospekt DS 2. Bitte anfordern.

# Hirschmann

RICHARD HIRSCHMANN RADIO-TECH-  
NISCHES WERK ESSLINGEN AM NECKAR

dem Gitter Umgekehrt kann man sagen, daß das Gitter gegenüber der Katode negativ ist, so daß sich die gewünschte Vorspannung ergibt. Ihr Wert ist durch den Katodenstrom  $I_k$  und den Wert von  $R_k$  mit  $U_g = I_k \cdot R_k$  bestimmt, kann also durch Wahl von  $R_k$  beliebig eingestellt werden. Bei indirekt geheizten Röhren ist die Schaltung nach Bild 80 noch einfacher. Hier liegt der Katodenwiderstand  $R_k$  direkt in der Katodenleitung.

Ein großer Vorteil dieser „automatischen“ Gittervorspannung liegt im Fortfall einer besonderen Gitterspannungsquelle. Die Gittervorspannung wird durch den Katodenstrom hervorgerufen. Weiterhin ist vorteilhaft, daß sich die Gittervorspannung mit wachsendem Anodenstrom automatisch erhöht. Infolgedessen ist eine Röhrenüberlastung durch Zuführen einer positiven Gitterspannung nicht so leicht möglich. Ein gewisser Nachteil ist in dem Vorhandensein von Schallmitteln in der Katodenleitung zu erblicken. Außerdem wird die insgesamt für die Anode zur Verfügung stehende Gleichspannung um den Wert des Spannungsabfalles am Katodenwiderstand vermindert. Die Vorteile überwiegen jedoch diese Nachteile, so daß man heute in der Praxis fast ausschließlich mit Katodenwiderständen arbeitet.

Das einfache Einschalten eines Katodenwiderstandes bedeutet für die Röhre eine starke Stromgegenkopplung, weil der am Katodenwiderstand auftretende Wechselspannungsabfall der Steuergitter-Wechselspannung entgegenwirkt. Um das zu vermeiden, überbrückt man den Katodenwiderstand mit einem hinreichend großen Kondensator C (Bild 79, Bild 80), der für die Wechselspannung einen Kurzschluß darstellt. Damit er seine Aufgabe auch noch bei sehr tiefen Tonfrequenzen erfüllen kann, muß er hohe Kapazitätswerte, teilweise bis zu mehreren 100  $\mu\text{F}$ , aufweisen.

### 6.313 Halbautomatische Gittervorspannung

Eine Zwischenlösung stellt die „halbautomatische“ Gittervorspannung dar; das Schaltbild ist im Bild 81 wiedergegeben. Soll für  $R_0 1$  eine halbautomatische Vorspannung erzeugt werden, so sieht man im Katodenkreis dieser Röhre einen Katodenwiderstand  $R_k$  vor, der jedoch wesentlich kleiner als in den Schaltungen Bild 79 und Bild 80 sein muß. Man läßt nicht nur den Katodenstrom von  $R_0 1$ , sondern auch die Katodenströme aller anderen, in dem betreffenden Gerät eingesetzten Röhren zusätzlich durch  $R_k$  fließen und bemißt dabei diesen Widerstand so, daß sich die richtige Gittervorspannung für  $R_0 1$  ergibt. Sind

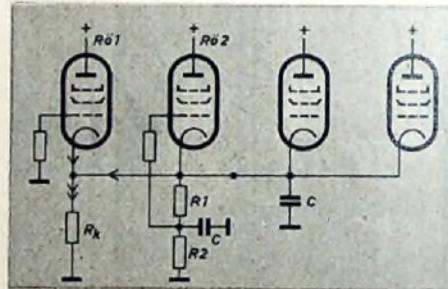


Bild 81 Halbautomatische Erzeugung der Gittervorspannung

für die folgenden Röhren kleinere Vorspannungen erforderlich, so kann man mit Hilfe von gegenüber  $R_k$  großen Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  einen Spannungsteiler bilden, an dem die (kleinere) Vorspannung für die betreffende Röhre abgegriffen wird. Im Bild 81 ist das für  $R_0 2$  angedeutet. Die Entkopplungskondensatoren C sind hier natürlich besonders wichtig, um Verkopplungen zwischen den Katodenkreisen der Röhren mit Sicherheit zu vermeiden. Die benötigte kleinere Vorspannung läßt sich auch an einer Anzapfung des gemeinsamen Katodenwiderstandes abgreifen.

Da zur Vorspannungserzeugung auch der Katodenstrom von  $R_0 1$  beiträgt, ist die Vorspannung natürlich auch hiervon abhängig, aber wesentlich weniger als bei den Schaltungen Bild 79 und Bild 80. Ein großer Teil der Vorspannung ist unabhängig vom Katodenstrom von  $R_0 1$  und nur durch die (als konstant angenommenen) Katodenströme der übrigen Röhren bestimmt. Die Schaltung steht also in ihren Eigenschaften zwischen der festen und der vollautomatischen Vorspannung. Sie findet in Sonderfällen Anwendung.

### 6.32 RC-Verstärker

#### 6.321 Schaltungstechnik

Der RC-Verstärker hat in der Praxis zweifellos die größte Bedeutung. Seine schaltungstechnischen Kennzeichen sind: ohmscher Außenwiderstand im Anodenkreis, Kopplung zwischen der Anode der vorhergehenden und dem Gitter der folgenden Röhre durch einen Kondensator, ohmscher Widerstand im Gitterkreis der folgenden Röhre. Bild 82 zeigt einen RC-Verstärker unter Verwendung von Trioden. Zur Gittervorspannungserzeugung der Röhren dienen  $C_1$  und  $R_{k1}$  ( $C_2$ ,  $R_{k2}$ ), die zur verstärkenden Spannung wird über  $C_{k1}$  auf das Gitter der ersten Röhre mit dem Ableitwiderstand  $R_{a1}$  gegeben. Am Anodenaußenwiderstand  $R_{a1}$  tritt die verstärkte Spannung auf, die über  $C_{k2}$  auf das Gitter der zweiten Röhre gelangt. Diese Röhre hat den Gitter-

ableitwiderstand  $R_{g2}$ . Am Außenwiderstand  $R_{a2}$  der zweiten Röhre tritt die nochmals verstärkte Spannung auf. Die Verstärkungsgrade der Stufen multiplizieren sich, es ist also

$$V \rightarrow V_1 V_2$$

Allgemein gilt für n Stufen

$$V_{ges} = V_1 V_2 V_3 \dots V_n \quad (43)$$

oder bei gleicher Verstärkung je Stufe

$$V_{ges} = V^n \quad (44)$$

### 6.322 Entkopplung

Die RC-Glieder  $R_g C_g$  in den Anodenleitungen der beiden Röhren erfüllen drei verschiedene Zwecke: erstens beseitigen sie eventuell noch vorhandene, von der Anodenspannungsquelle stammende Reste der Netzwechselspannung, zweitens setzen sie — falls das erforderlich sein sollte — die Gleichspannung am unteren Ende der Arbeitswiderstände herab, und drittens dienen sie zur Entkopplung der Stufen unter sich oder gegenüber dem Innenwiderstand der Anodenspannungsquelle. Hat nämlich der Verstärker eine tiefe untere Grenzfrequenz (die Bemessungsregeln hierfür werden später erörtert), dann fällt der Innenwiderstand der Anodenstromquelle ins Gewicht. Bei Wechselstromgeräten mit Gleichrichter, Ladekondensator und Siebkondensator wird nämlich der Innenwiderstand vor allem durch den Blindwiderstand des Siebkondensators bestimmt. Da man dessen Kapazität nicht beliebig groß machen kann, muß man bei tiefen Frequenzen mit relativ hohen Widerstandswerten rechnen. Infolgedessen tritt an dem Innenwiderstand  $R_i$  (Bild 82) eine mit abnehmender Frequenz immer größer werdende Spannung  $U_i$  auf, die von der (vektoriellen) Summe der Anodenströme der einzelnen Stufen abhängt. Diese Ströme bilden also an  $R_i$  einen gemeinsamen Spannungsabfall, was sehr unangenehm sein kann. Im Bild 82 tritt z. B. bei der letzten Stufe ein Rückgang der Verstärkung auf. Ein ansteigender Anodenstrom der letzten Röhre bewirkt ein Absinken der Spannung am Punkt  $U_b$ , und dieser Abfall überträgt sich über  $R_a$ ,  $R_o$  und  $C_k$  auf das Gitter der zweiten Röhre, wirkt also einem weiteren Ansteigen des Anodenstroms entgegen. Diese Erscheinung wird zwar zu einem kleinen Teil durch den gegenphasigen Anodenstrom der ersten Röhre kompensiert, da dieser jedoch wesentlich kleiner ist, bleibt die Gegenkopplung zum größten Teil wirksam. Unangenehmer noch ist die Wirkung des Stromquellen-Innenwiderstandes, wenn die Anodenströme gleichphasig sind, was z. B. im Bild 82 auf den Anodenstrom der nur

angedeuteten Vorröhre und auf den Anodenstrom der letzten Röhre zutrifft. Ein Ansteigen der Wechselspannung am Gitter von  $R_2$  hat nämlich einen Abfall des Anodenwechselstroms der letzten Röhre zur Folge. Infolgedessen verringert sich auch der Abfall  $U_i$  am Innenwiderstand des Netzteiles, so daß die Spannung am Punkt  $U_b$  ansteigende Tendenz zeigt. Dieser Anstieg gelangt über die Anodenwiderstände und den Koppelkondensator der Vorröhre auf das Steuergitter von  $R_1$ , unterstützt also die dort ohnehin steigende Steuerspannung. Bei genügend großen Werten von  $R_i$  führt das zu einer Selbsterregung, die sich in Form von Kippschwingungen äußert, deren Frequenz vor allem durch die Zeitkonstante der Koppelglieder bestimmt ist. Um diesen unerwünschten Erscheinungen vorzubeugen, sieht man die Glieder  $R_g C_g$  in den Anodenleitungen vor. Bei sehr tiefen Frequenzen bleiben aller-

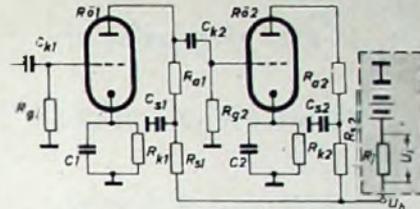


Bild 82. Ein zweistufiger RC-Verstärker bei Verwendung von Trioden

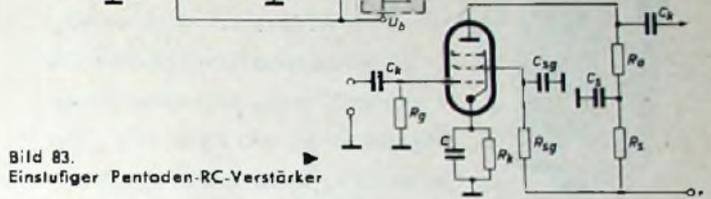


Bild 83. Einstufiger Pentoden-RC-Verstärker

dings auch diese Maßnahmen wirkungslos; man muß dann durch Sondermaßnahmen (z. B. elektronisch stabilisierte Netzgeräte oder getrennte Stromquellen) den Wert von  $R_i$  so klein wie möglich machen.

Verwendet man Pentoden, dann ergibt sich für den RC-Verstärker die Schaltung nach Bild 83, die sich prinzipiell nicht von Bild 82 unterscheidet, wenn man von der Zuführung der Schirmgitterspannung abieht. Hierfür ist der Widerstand  $R_{sg}$  bestimmt, der zusammen mit  $C_{sg}$  ein Siebglied bildet, das im wesentlichen die gleichen Aufgaben wie  $C_g R_g$  im Bild 82 hat. (Wird fortgesetzt)

# BEYER

## Mikrofone

Übertragungsanlage mit  
**16 Richtmikrofonen Typ M 60**  
anlässlich der  
**La Plata-Konferenz**  
in Hamburg

Dank der ausgeprägten  
Nierencharakteristik  
der Mikrofone  
ist die Anordnung  
einer Lautsprechergruppe  
im Zentrum des  
Raumes möglich.



Übertragungsanlage Tondienst Hamburg

Die Synchronisierung von Schmaltonfilmen

Wenn sich der Tonträger nicht unmittelbar auf dem Bildfilm befindet, und das ist heute noch bei der Mehrzahl der Amateur-Schmalfilme der Fall, dann bereitet der synchrone Ablauf von Bildfilm und Tonträger bei der Aufnahme und Wiedergabe einige Schwierigkeiten. Eine Möglichkeit zur Erreichung des Synchronlaufes besteht darin, daß man das Tongerät, meistens also das Magnetbandgerät, mechanisch mit dem Bildprojektor kuppelt und von diesem antreiben läßt. Auf diese Weise hat man die Gewähr, daß Bandgerät und Projektor während der Tonaufnahme bei der nachträglichen Vertonung eines Bildfilmes und dann bei der Wiedergabe des vertonten Filmes stets mit konstantem und gleichem Geschwindigkeitsverhältnis laufen. Hierzu benötigt man einen Spezialprojektor, dessen Antrieb kräftig genug ist, um gleichzeitig außer dem Bildprojektor auch noch das Magnetbandgerät mit durchzuziehen.

Wesentlich eleganter und vielseitiger in der Anwendung (dafür aber auch etwas umständlicher) ist die Synchronisierung von Bildfilm und Tonband auf rein elektronischem Wege, also ohne mechanische Kupplung von Projektor und Tonbandgerät. Man kann dafür nach einem kleinen Umbau jeden vorhandenen Bildprojektor verwenden. Der Projektor ist zu diesem Zweck so einzurichten, daß seine Laufgeschwindigkeit genau proportional der Frequenz einer Steuerwechselfspannung ist. Wird ein Bildfilm während seiner Wiedergabe nachvertont, dann zeichnet man auf dem Magnetband gleichzeitig auch die Steuerfrequenz, und zwar die Netzspannung mit auf, die den Lauf des Projektors steuert. Bei der Wiedergabe des fertigen Tonfilmes dient dann die auf dem Magnetband mitaufgezeichnete Steuerfrequenz zur Steuerung der Geschwindigkeit des Projektors, so daß Bildfilm und Tonband zwangsläufig stets mit dem gleichen Geschwindigkeitsverhältnis laufen wie bei der Tonaufnahme.

Zunächst muß der Bildprojektor so eingerichtet werden, daß seine Geschwindigkeit synchron mit der Frequenz einer Steuerspannung ist. Dazu bleibt der vorhandene Antrieb des Projektors unverändert, so daß nach wie vor der eingebaute Motor die Antriebsleistung für den Film aufbringt. Bei den meisten Schmalfilmprojektoren ist eine Welle des Getriebes mit einem Handknopf nach außen geführt. Man kann damit nachprüfen, ob der Film richtig eingelegt worden ist. Diese Welle macht üblicherweise eine Umdrehung für jedes Bild, läuft also bei einem Bildwechsel von 16 Bildern je Sekunde mit 16 U/s um. An diese Welle wird über ein Untersetzungsgetriebe ein kleiner Synchronmotor, dessen Leistungsaufnahme nur 10 W groß zu sein braucht, angebaut. Hat der Synchronmotor bei einer Netzfrequenz von 50 Hz eine Umlaufgeschwindigkeit von 25 U/s, dann muß bei einem Bildwechsel von 16 Bildern je Sekunde das Untersetzungsgetriebe ein Untersetzungsverhältnis von 25 : 16 haben, damit die Welle des Projektors die richtige Geschwindigkeit hat.

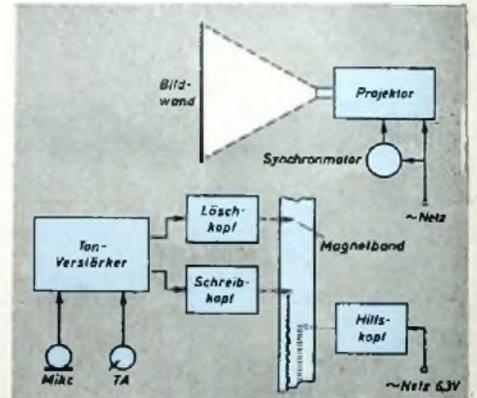


Bild 1. Schema für die Nachvertonung eines Bildfilmes mit elektronischer Synchronisierung durch Aufzeichnung der als Steuersignal dienenden Netzfrequenz. Durch einen als Bremse wirkenden angebauten Synchronmotor läuft der Bildprojektor synchron mit der Netzfrequenz.

Damit der Synchronmotor seine Steuerwirkung ausüben kann, wird der normale Antriebsmotor des Projektors so eingestellt, daß der Projektor mit einer etwas höheren Bildfrequenz als 16 Bilder je Sekunde läuft. Der Synchronmotor, dessen Geschwindigkeit durch die Netzfrequenz genau festgelegt ist, wirkt dann als Bremse auf die mit ihm gekuppelte Welle des Projektors und hält den Projektor genau auf der Geschwindigkeit von 16 Bildern je Sekunde. Um das Geräusch des zusätzlichen Untersetzungsgetriebes auf ein Mindestmaß herabzudrücken, kann man die beiden Zahnräder mit dem Zahnverhältnis 25 : 16 aus Kunststoff herstellen. Die Montage des Synchronmotors sowie des Untersetzungsgetriebes am Projektorgehäuse dürfte keine größeren Schwierigkeiten bereiten.

Aus Bild 1 geht das Schema bei der Nachvertonung oder Synchronisierung eines Schmalfilmes hervor. Der Bildprojektor wird in der geschilderten Weise

GLASIERTE und ZEMENTIERTE WIDERSTÄNDE

Asbestisolierte Leitungen Litzen, Kabel und Spezialleitungen (auch mit Glas, Silicon und Feuchtigkeitsschutz), Asbest-Heiz- und Widerstandskardeln, Hochglimmerkardeln, Glimmerkondensatoren.



Monette-Asbestdraht GmbH, Zweigniederlassung Marburg (L.), Tel. 27 17

**WIMA**  
*Tropydur*  
**KONDENSATOREN**

sind fortschrittliche Bauelemente für Radio- und Fernsehgeräte. Sie sind beständig gegenüber Feuchtigkeit, Hitze und Kälte und unter allen Klimaverhältnissen einsetzbar.

**WIMA-Tropydur-Kondensatoren** erhöhen die Betriebssicherheit von Radio- und Fernsehgeräten.

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

PHI/ST

**FERNSEHANLAGEN**  
**FUNKSPRECHGERÄTE**

*Elektro*  
**AKUSTIK**

**TEKADE**  
NÜRNBERG 2

**DIODEN**  
**TRANSISTOREN**

# DYNAMIC<sup>2</sup> magische Augen

*Expander*

MIT DYNAMIC-REGISTER  
UND DYNAMIC-ANZEIGE



DM 478,-

**STEREODYN**  
-RAUMAKUSTIK

**KÖRTING**

*Dynamic 830 W*

EIN BAKTERECHNENDER ERFOLG MODERNER RUNDFUNKTENNIK

FERNSEHEN · RUNDFUNK · MAGNETTON **KÖRTING**

## Ihre Berufserfolge

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

## Radio- und Fernseh-Fernkursen

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

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

**NEU! Netto-Preiskatalog 57/58 NEU!**

... und noch billiger!!!



GROSSVERTRIEB

Inh. E. Szabehelyi

Lieferung an Wiederverkäufer Eilversand!

RADIORÖHREN · GROSSHANDEL · IMPORT · EXPORT

**HAMBURG-ALTONA**

SCHLACHTERBUDEN 8 (ehem. Kl. Elbstr.) BEIM ALTONAER FISCHMARKT  
RUF 312350 · TEL.-ADR.: EXPRESSRÖHRE HAMBURG

## KLAVIER- und DRUCKTASTENSCHALTER

für Klangregister

Wellenschalter

Magnetophone

Rufanlagen

Steuerzwecke

Neu!

- Kleinst-Serie L:** Jetzt auch mehrere Gruppen in einer Taste
- Universal-Serie U:** Sperrungsmöglichkeit bei allen 3 Knopf-abständen; 15 mm, 17,5 mm und 22,5 mm
- Leuchttasten:** Neue kleinere Leuchtarmatur mit Licht-schirmung; Kleinst-Leuchtschalter mit 15 mm quadratischen Knöpfen
- Tastenformen:** Neue Knopfserie für Serie U u. L mit Finger-mulde, auch als Leuchttasten verwendbar



**RUDOLF SCHADOW**

Bauteile für Radio-  
und Fernmeldetechnik

**BERLIN · BORSIGWALDE**  
Eichborndamm 103

*Olympia*

vorteilhaft mit der  
Spezialtastatur für

## Elektrofachleute

Die Spezialtastatur der OLYMPIA-Schreibmaschine enthält die vom Elektrofachmann stets gebrauchten Fachzeichen und Abkürzungen:



0 158

Handschriftliche Einfügungen und viele Anschläge werden durch die Spezialtastatur eingespart.

Ausführliche Druckschriften senden Ihnen

**OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN**

# Die neue Röhre - präg' dir's ein -



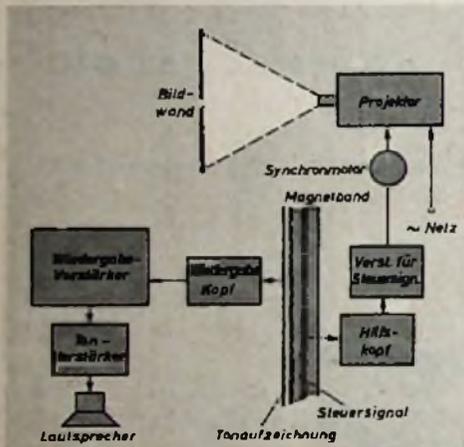
**soll eine Lorenz-Röhre sein!**

angetrieben, indem der zusätzliche Synchronmotor an das Wechselstromnetz gelegt wird und (als Bremse wirkend) dafür sorgt, daß der Projektor genau mit 16 Bildern je Sekunde läuft. Filmvorspann und Magnetband werden je mit einer deutlich sichtbaren Synchronmarke versehen. Das Magnetband wird so eingelegt, daß sich die Marke an einer ganz bestimmten Stelle befindet an der sie beim späteren Abspielen auch immer wieder liegen muß. Der Projektor wird eingeschaltet, und wenn die Marke des Filmvorspanns an einer bestimmten Stelle des Projektors vorbeiläuft, wird auch das Magnetbandgerät in Gang gesetzt.

Die Tonaufnahme auf dem Magnetband erfolgt in der üblichen Weise. Gleichzeitig wird aber auf einer zweiten Spur mittels eines Hilfskopfes die den Synchronmotor des Projektors steuernde Wechselspannung (also die Netzspannung) als Steuersignal aufgeschrieben. Zu diesem Zweck wird dem Hilfskopf die Netzspannung über einen Transformator zugeführt. Die Netzspannung liegt mit etwa 6,3 V am Hilfskopf und steuert diesen bis zur Sättigung aus, so daß ein Rechtecksignal aufgeschrieben wird.

Die Wiedergabe des Tonfilmes erfolgt nach dem im Bild 2 gezeigten Schema. Die Tonaufzeichnung des Magnetbandes wird in normaler Weise abgetastet. Der Hilfskopf nimmt das Steuersignal ab, das man einem Verstärker zuführt. Das verstärkte Steuersignal steuert den zusätzlichen Synchronmotor am

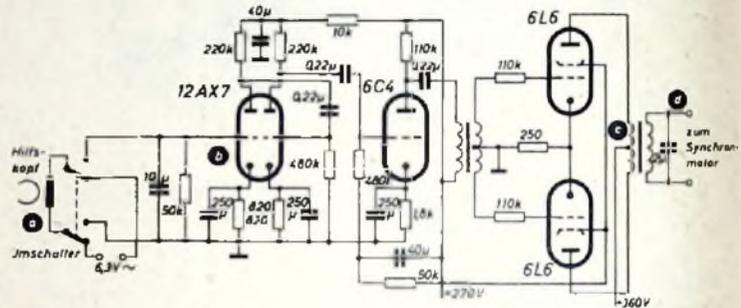
Im Bild 4 sind die an verschiedenen Stellen der Schaltung im Bild 3 auftretenden Kurvenformen der abgelasteten Steuerspannung zu sehen. Da das Steuersignal als Rechtecksignal auf dem Magnetband aufgezeichnet ist, entsteht bei der Abtastung am Ausgang des Hilfskopfes eine mit Spitzen versehene Spannung (Kurve a). Durch einen Parallelkondensator von ungefähr 10 µF wird der hier benutzte Hilfskopf auf die Frequenz (50 Hz) des Steuersignales abgestimmt, so daß am Steuergitter der ersten Verstärkerröhre eine etwa sinusförmige Spannung auftritt.



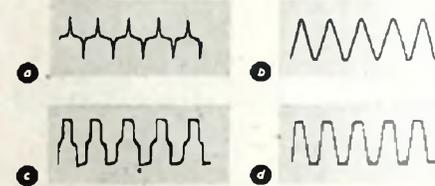
**Bild 2.** Bei der Wiedergabe des verorteten Bildfilmes steuert das abgetastete und verstärkte Steuersignal den Synchronmotor des Bildprojektors

Projektor, der also jetzt nicht die Netzfrequenz erhält, sondern dafür sorgt, daß der Projektor mit einer Geschwindigkeit läuft, die streng proportional der Frequenz des abgetasteten Steuersignales und damit der Magnetbandgeschwindigkeit ist.

An den Verstärker für das Steuersignal sind keine sehr hohen Anforderungen zu stellen. Entsprechend der Leistungsaufnahme des Synchronmotors muß er das 50-Hz-Steuersignal mit einer Ausgangsleistung von rund 10 W abgeben und einen Ausgangswiderstand von ungefähr 500 Ohm haben. Im Bild 3 ist eine geeignete Schaltung für diesen Verstärker wiedergegeben. Mit dem links sichtbaren Umschalter kann der Hilfskopf wahlweise an die auf 6,3 V heruntertransformierte Netzspannung (bei der Tonaufnahme) oder an den Verstärkereingang (bei der Wiedergabe) gelegt werden.



**Bild 3.** Schaltung des Verstärkers für das abgetastete Steuersignal



**Bild 4.** Die Kurvenformen des abgelasteten Steuersignales an den im Bild 3 angedeuteten Stellen des Verstärkers

Um Amplitudenänderungen des Steuersignales durch magnetische Streufelder, die z. B. von dem Motor des Magnetbandgerätes herrühren könnten, zu unterdrücken, sind in den Steuergitterzuleitungen der Gegentakt-Endstufe hochohmige Widerstände vorhanden. Dadurch wird eine Begrenzwirkung hervorgerufen, so daß die in Kurve c angezeigte verzerrte Form des Steuersignales am Ausgang der Gegentaktstufe entsteht. Infolge Einschaltung des 2-µF-Kondensators auf der Sekundärseite des Ausgangstransformators ergibt sich die Kurvenform d, die für den Betrieb des Synchronmotors sehr geeignet ist.

Das im Bild 1 dargestellte Schema für die Tonaufnahme läßt sich übrigens auch für die Aufnahme lippen-synchroner Tonfilme anwenden, wenn der Ton unmittelbar bei der Belichtung des Bildfilmes aufgenommen wird. Man treibt dann die Bildkamera mit einem vom Netz gespeisten Synchronmotor an und zeichnet die Netzfrequenz wieder als Steuersignal auf einer zweiten Spur des Magnetbandes auf. Die Wiedergabe erfolgt nach dem Schema von Bild 2.

Dr. F.

(Whitaker, J. N.: Magnetic tape controls projector synchronism. Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 9, S. 143)

**FERNSEH-KABEL RÖHREN · ELKOS**  
nach wie vor preiswert!

**Röhren Hacker**

BERLIN-NEUKÖLLN  
Am S- und U-Bahnhaltepunkt Neukölln  
Blüherstraße 5-7, Tel.: 621212  
Geschäftszeit: 8-17, sonnabends 8-14 Uhr  
Röhrenangebote stets erwünscht!

**Walter Art Bauteile-Katalog 1957**  
468 Seiten

**Radio  
Elektronik  
Fernsehen**

nur 2 Mark

**EUROPAS GRÖSSTE FUNKAUSSTELLUNG**

in Buchform Welt über 1000 Abb. mit Schaltungen für Kristalladen — einmalig auf allen Gebieten der Elektronik, Fernseh- und Rundfunktechnik. Tausende außerordentlicher Gelegenheitskäufe. Kein Katalog Europas ist darauf vollkommener. —  
Sofort bestellen, denn der Walter-Art-Bauteile-Katalog 1957 ist jetzt in der 2. Auflage erschienen und wird schnell vergriffen sein.  
Schreiben Sie daher umgehend!  
Preis 2,— DM mit Gutschein. Bei Voreinsendg. 2,50, bei Nachnahme 3,— DM.  
**Art-Radio-Elektronik - Walter Art**  
Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Straße 27  
Postcheck: Berlin-West 197 37  
Bl.-Charlottenbg., Kaiser-Friedr.-Str. 18  
Düsseldorf, Friedrichstraße 61 a  
Postcheck: Essen 373 36

**ENGEL-LÖTER**  
selbstleuchtend sofort betriebsbereit

**3 TYPEN**  
• 40 Watt  
• 100 Watt  
• Batteriebetrieb

Verlangen Sie Prospekt!  
ING. IRTH & FRED. ENGEL G. M. B. H.



# KATHREIN-Fernsehtantennen

mit den 5 Vorteilen



Bitte fordern Sie Prospekte an!

Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate ANTON KATHREIN Rosenheim/Obb.

**Ultralinear-Obertr.** 30-20000 Hz, G2-Ge-  
genkopl. 17W M 85 2xEL 84 Raa=8kΩ Ua=  
300V S. 5Ω, 15Ω u. 100V **Netto 22.50**

35W M 102b 2xEL 34 Raa=3,4kΩ Ua=375V  
S. 5Ω, 15Ω u. 100V **Netto 34.50**

**Million Obertr.** Funktechn. Nr. 4/56.  
20-20000 Hz, 25W M 102 b 2xEL 156 Ua=500V  
Sek. 15Ω **Netto 35.-**  
Netztrafo u. Drosseln dazu auf Anfrage.



**Tratobau LORENZ**  
Roth b./Nbg.

Elkos-Röhren

## UKW-F.S.-Kabel und Zubehör

stets preisgünstig  
Viele Sonderangebote, auch  
über Meßinstrumente  
und Rundfunk-Werkzeuge

## RADIO - CONRAD

Radio-Fernseh-Elektro-Großhandlung  
Berlin-Neukölln, Hermannstr. 19  
Nähe Hermannplatz Ruf: 62 22 42

## Kaufgesuche

Rudioröhren, Spezialröhren, Sende-  
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht  
Szehehely, Hamburg-Altona, Schlächter-  
huden 8, Tel.: 31 23 50

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art  
in großen und kleinen Posten werden  
laufend angekauft. Dr. Hans Burklin,  
München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 8 03 40

Wehrmachtgeräte, Meßgeräte, Röhren,  
Resipostenankauf, Alzerradio, Berlin,  
Stresemannstr. 100, Ruf: 24 25 26

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

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

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

## Schwingquarze

von 800 Hz bis 50 MHz  
kurzfristig lieferbar!

Aus besten Rohstoffen gefertigt  
In verschiedenen Halterungen  
und Genauigkeiten - Für alle  
Bedarfsfälle

**M. HARTMUTH ING.**

Meßtechnik · Quarztechnik  
HAMBURG 34

## Fernseh- & UKW- Antennen Transformatoren

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

Schutz-Regel- und Verschalttransformatoren bis  
5 kVA mit und ohne Gehäuse. Ferner Transforma-  
toren f. Verstärkeranlagen u. Radio-Drosseln  
in Einzel- und Serienanfertigung billiger kurz-  
fristig lieferbar. Bitte fordern Sie Preislisten an.

**I. O. SCHMIDBAUER**

Transformatoren-Geräte- u. Antennen-Herstellung,  
Hebertfelden/Spannberg (Ndb)



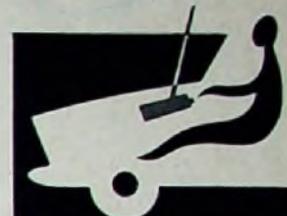
Trifels

Mit einem Griff

*Akkord*

Autosuper  
Heimgerät  
Reiseempfänger

In die Halterung  
einschieben. »Trifels«  
arbeitet vollwertig  
als Autosuper  
am Wagen-Akku



Universelles Heim-  
gerät am Lichtnetz  
Gegentakt-Transistor-  
Endstufe UKW Kurz-  
Mittel und Lang



Ewige aufladbare  
Batterie erspart alle  
Betriebskosten.



DM 529.-

AKKORD RADIO · DEUTSCHLANDS ERSTE SPEZIALFABRIK FÜR KOFFEREMPFÄNGER

## Für Funkamateure und Radiobastler

hat Dipl. Phys. Hans Joachim Fischer in Zusammenarbeit mit Amateurfunkern  
aus der DDR und der Bundesrepublik das Werk

## Amateurfunk

geschaffen, das zur Anleitung für Anfänger und als Nachschlagewerk für „alte  
Hosen“ bestimmt ist.

In den einzelnen Abschnitten werden u. a. folgende Themen ausführlich behandelt:

- Die historische Entwicklung des Amateurfunks
- Grundlagen des Amateurfunks
- Der Amateurfunkverkehr
- Physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik
- Empfängertechnik
- Der Kurzwellensender
- Frequenzmesser
- Transistoren in der Amateurtechnik
- Spannungsquellen
- Antennen
- Antennen für ultrakurze Wellen
- Beseitigung von Rundfunkstörungen
- Tabellen für den praktischen Funkbetrieb

Zahlreiche technische Zeichnungen erläutern und ergänzen den Inhalt. Etwa  
600 Seiten. Großoktav, Werkstoffband, etwa 18,- DM. Das Werk kann  
durch alle Buchhandlungen über Helios-Literatur-Vertrieb GmbH., Berlin-  
Borsigwalde, oder KAWE, Berlin, bezogen werden  
(erscheint im I. Quartal 1958)



VERLAG SPORT UND TECHNIK NEUENHAGEN BEI BERLIN



Radio-Besponnstoffe  
neueste Muster

Ch. Rohloff · Oberwinter bei Bonn  
Telefon: Rolandseck 289



Für 40000 freie Technikerstellen fehlen ge-  
eignete Bewerber mit der notwendigen  
theoretischen Technikerbildung. Die Be-  
triebe suchen deshalb für die freien Stellen  
tüchtige Facharbeiter, die sich zu ihrer  
Werkstattpraxis gute theoretische Kennt-  
nisse erworben haben.  
Das ist die große Chance für Sie!  
Das höhere technische Wissen erwerben  
Sie innerhalb zwei Jahren ohne Berufs-  
unterbrechung durch einen Christiani-Fern-  
lehrgang. Dann können Sie Techniker,  
Werkmeister oder Betriebsleiter werden.  
Verlangen Sie das aufklärende Taschen-  
buch DER WEG AUFWÄRTS mit  
den Lehrplänen Maschinenbau, Elektro-  
technik, Radiotechnik, Bau-  
technik, Stabrechnen und Ma-  
thematik. Sie erhalten dieses  
Buch kostenlos. Schreiben Sie  
heute noch eine Postkarte  
an das Technische Lehrinstitut  
Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1357

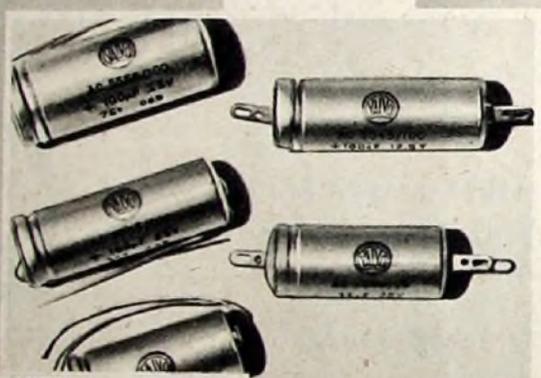


# VALVO ZM 31 791 ELEKTROLYTKONDENSATOREN

Hohe Betriebssicherheit, kleine Abmessungen und vielfältige Ausführungsformen machen VALVO Elektrolytkondensatoren zu einem unentbehrlichen Bauelement in der Rundfunk- und Fernsehtechnik sowie in allen Anlagen und Geräten der industriellen Elektronik.



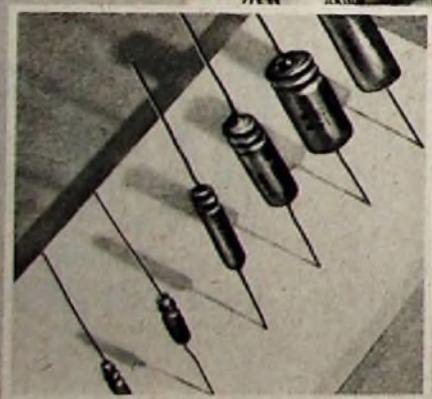
Hochvolt-Elektrolytkondensatoren



Niedervolt-Elektrolytkondensatoren



Niedervolt-Elektrolytkondensatoren für Fotoblitzgeräte



Miniatur-Niedervolt-Elektrolytkondensatoren

# VALVO

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19