

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

21

1956

1. NOVEMBERHEFT





Seit 30 Jahren ein Begriff für Qualität und Fortschritt!

CONTINENTAL-RUNDFUNK GMBH OSTERODE (HARZ)

FSA 481
D/M 63.-

breitbandig
ohne Abstimmung für alle Kanäle des FS-Bandes III

richtempfindlich
hoher Spannungsgewinn

für *wetterbeständig*
stabile Bauweise
leicht zu montieren
aufstockbar bis zu 4 Etagen
einfache Lagerhaltung
preiswert

FABRIKATION PUNKTECHNISCHER BAUTEILE
HANS KOLBE & CO BAD SALZDETURTH/HILDESHEIM

WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

werden nach modernsten Fertigungsverfahren hergestellt, die vor allem jene überraschend guten elektrischen Eigenschaften zur Folge haben, die sonst nur bei Kondensatoren mit höheren Gestehungskosten erreicht werden. **WIMA-Tropydur**-Kondensatoren sind ein modernes Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte.

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

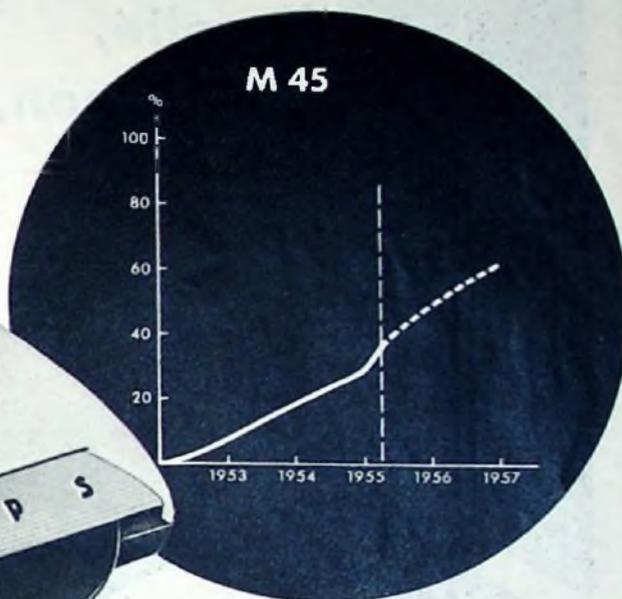
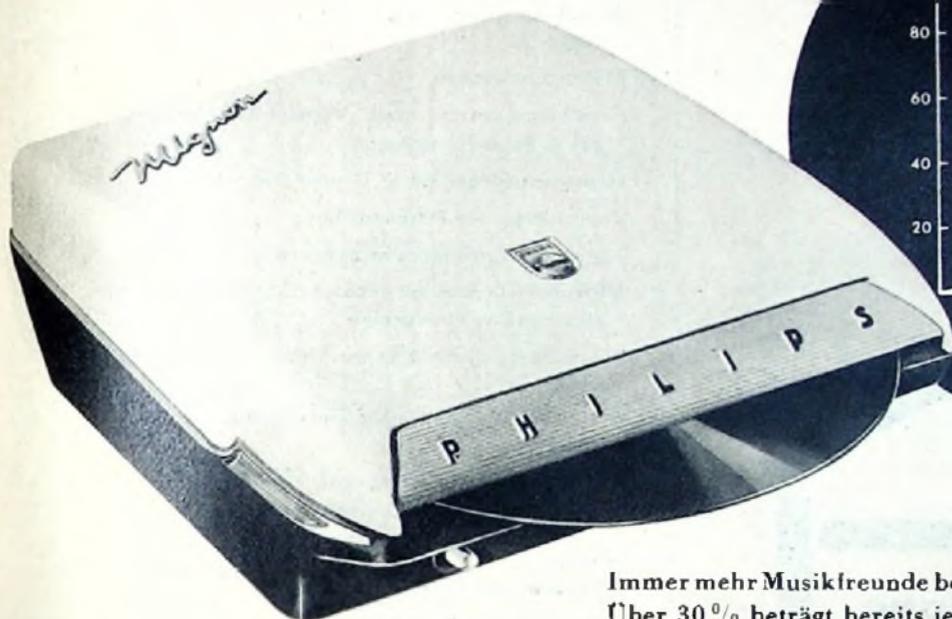
MINIFLUX

MAGNETKÖPFE

KLEINSTE ABMESSUNGEN
HOHE PRÄZISION
ALTERUNGS-UND KLIMAFEST

LABORATORIUM FÜR MAGNETTontechnik
DIPL.-ING. BRUNO WOELKE · MÜNCHEN · 2

Die Zukunft gehört der **M 45** Platte . . .



**Ein
Plattenspieler
der sich
selbst
bedient**



Immer mehr Musikfreunde bevorzugen die moderne M 45-Platte. Über 30 % beträgt bereits jetzt der Anteil dieser Plattenart am gesamten Schallplattenumsatz. Die bekannten Vorteile werden ihr auch in Zukunft einen weiter zunehmenden Marktanteil sichern.

Ein spezifisches Abspielgerät für M 45-Platten zu schaffen, war die Aufgabenstellung für die PHILIPS Konstrukteure. Der neue Phono-Automat „Mignon“ ist die Lösung, in der sich technische Vollkommenheit und Bedienungskomfort vereinen.

Durch das Einstecken einer Schallplatte setzt sich die „Mignon“-Automatik in Betrieb und nimmt dem Benutzer alle übrigen Bedienungsgriffe ab.

Mit „Mignon“ entstand ein vollautomatisches Abspielgerät, das für seinen Besitzer denkt. Die vollkommene Funktion wird durch die Eleganz der Form wirkungsvoll unterstrichen. Das Zusammenwirken von Technik und Ästhetik wird PHILIPS „Mignon“-den Erfolg sichern. Auf Wunsch senden wir Ihnen gern die Mignon Sonderausgabe des PHILIPS Kunden. **DM 74.-**

PHILIPS

Mignon

**für alle,
die planen,
bauen
und
wohnen.**

Ist guter Empfang Glückssache?

Nein! Jedenfalls nicht in Bauten mit
ELTRONIK-Antennenanlagen!

Eine ELTRONIK-Antenne ist unauffällig, vermeidet unschöne Leitungsdrähte, versorgt ganze Wohnblocks und kostet je Teilnehmer nur einen kleinen Bruchteil des Rundfunk- oder Fernsehgerätes. ELTRONIK-Antennen bringen wirklich höchstmögliche, entzerrte Empfangsenergie an die Geräte. ELTRONIK-Antennenanlagen stellen das Optimum dessen dar, was heute möglich ist.

Bitte verlangen Sie die
Hausmitteilungen
„Antennen-Post“ und
Antennen-Druckschriften.
Technische
Beratung auf Wunsch

Eltronik

DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH
(BISHERIGER NAME: BLAUPUNKT ELEKTRONIK GMBH)
BERLIN-WILMERSDORF UND DARMSTADT

AUS DEM INHALT

1. NOVEMBERHEFT 1956

Elektronik Im Dienste der Wirtschaft	621
Der Diffusionstransistor	623
Von Sendern und Frequenzen	624
Einführung in die Radartechnik	625
Ein neuartiger Schallplattenautomat	627
Beitrag zur gehörrichtigen Tiefen- und Höhenentzerrung	628
FT-Kurznachrichten	630
Amplitudenkonstanz von Vertikal-Ablenkschaltungen in Fernsehempfängern	631
Fernsehempfänger für CCIR- und OIR-Norm	632
Kombiniertes AM-FM-Bandfilter	632
Tastgerät für drahtlose Fernsteuerung	633
Allstrom-Einkreiser mit doppelter Rückkopplung und aperiodischer HF-Vorstufe	634
Die eisenlose Endstufe in einer neuen Betrachtungsweise	636
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre ④	638
Aus Zeitschriften und Büchern	
Pseudostereophonische Bandaufnahmen	641

Beilagen

Bausteine der Elektronik

Geiger-Müller-Zählrohre (11a)

Anwendung der Geiger-Müller-Zählrohre (11b)

Schaltungstechnik

Bandbreite von Schwingkreisen
bei L- und C-Abstimmung

Zu unserem Titelbild: Um in Nebenräumen von Kinos Ausschnitte aus dem jeweils vorgeführten Film auf Fernsehempfängern wiederzugeben, hat Grundig in Zusammenarbeit mit Projektorfirmen das „Fernauge“ eingesetzt. Das Foto zeigt einen Blick durch ein Projektionsfenster: Im Strahlengang des Projektors ist ein kleiner, halbdurchlässiger Spiegel (oder in anderen Ausführungen ein Prisma) angebracht, dessen Reflexlicht auf die Optik des „Fernauges“ trifft. Aufnahme: FT-Schwahn

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumalburg, Korus, Schmidtke, Ullrich), nach Angaben der Verfasser. Seiten 635, 637, 639, 643 und 644 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten Allgäu, Telefon 44 02, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

H. O. LAMEY

Elektronik im Dienste der Wirtschaft

Zu einem Zeitpunkt, da man den ständig wachsenden Aufgaben der Verwaltung durch erhöhten Einsatz von Büromaschinen zu begegnen versucht, ist die Rationalisierung des kaufmännischen und technischen Büros ohne das elektronische Element kaum denkbar. Sein ständig wachsender Anteil an der Mechanisierung des Büros erklärt sich ebenso durch die zahlreichen Vorteile der Elektronentechnik im allgemeinen, wie durch die beachtenswerte Leistung der Konstruktionen, durch ihre Möglichkeiten in der Anwendung auf dem Gebiet der Verwaltung und Forschung und durch die schon jetzt erkennbaren Auswirkungen auf die gesamte Wirtschaft.

Die fortschreitende Mechanisierung der intellektuellen Tätigkeiten und kaufmännischen Routinearbeiten faßt man im Begriff der „Entwicklung zum automatischen Büro“ zusammen. Dieses Schlagwort ist insofern treffend, als darin zum Ausdruck kommt, daß eine Technisierung von Arbeitsgängen nicht unbedingt eine gleichzeitige Rationalisierung bedeutet.

Aufgenommen von den konventionellen Büromaschinen (Schreib-, Rechen- und Buchungsmaschinen) und gefördert von den Lochkartenmaschinen, findet diese Entwicklung in den „Elektronengehirnen“ ihren vorläufigen Höhepunkt. Die Büromaschinen haben — ergänzt durch zahlreiche Geräte — die routinemäßige Handarbeit des Büroangestellten in eine leistungsfähigere mechanische oder sogar halbautomatische Arbeitsweise in allmählichem Übergang umgewandelt und damit den Menschen entlastet. Darüber hinaus verbesserten Lochkartenmaschinen die Organisation eines Betriebes besonders in all den Fällen, in denen außer den eigentlichen Rechen- und Buchungsarbeiten größere Zahlenmengen mit tiefer Gliederung schnell und genau zusammenzustellen waren und mit nur geringem Mehraufwand eine Vielzahl von zusätzlichen Informationen gewonnen werden konnte. Die Verarbeitung umfangreichen Zahlenmaterials in sehr kurzer Zeit und darüber hinaus Aufgaben des Forschens, Planens und Entscheidens übernehmen heute schon vielfach die Elektronenrechner.

Die bisherigen Lochkartenmaschinen und Rechenmaschinen arbeiten mechanisch oder elektromechanisch. Ihnen waren, was Kartendurchlaufzahl, Kapazität, Abfühzeit, Materialbeanspruchung betrifft, technische Grenzen gesetzt. Ihre Geschwindigkeit ließ sich wohl durch Konstruktion steigern, fand aber in der Trägheit der elektromagnetischen Relais und mechanischen Elemente eine unüberwindliche Schranke. Die Entwicklung ergab völlig neue Perspektiven. Die Elektronenröhre fand zunächst in verschiedenen Standardmaschinen als Relais, Verstärker, Vergleicher, Zähler (in Verbindung mit dem dualen Zahlensystem) praktische Verwendung. Elektronische Rechengenäte, die begrenzte Rechenoperationen mit Höchstgeschwindigkeit ausführen konnten, setzten die Wirtschaft in die Lage, das Lochkartenverfahren nach rationaler einzusetzen. Transistoren begannen die Röhre zu ersetzen, die Rechenmaschinen wurden kleiner und wendiger. Elektronische Großrechenanlagen, die nächste Stufe dieser Entwicklung, sprengten den bisherigen Rahmen des Lochkartenverfahrens und eröffneten neue Möglichkeiten einer Rationalisierung aller in Verwaltung, Wirtschaft, Wissenschaft und Technik anfallenden Arbeiten.

Die Annahme, die Lochkartenmaschine würde vom Elektronenrechner verdrängt werden, ist in letzter Zeit durch den erfolgekräftigen Einsatz dieser elektronischen Maschinen in vielen Bereichen der Wirtschaft, Wissenschaft und Technik bestärkt worden, entspricht aber keineswegs den Tatsachen. Beide Arten von Elektronenrechnern werden meist organisatorisch in Verbindung mit Lochkartenmaschinen eingesetzt.

Bei allen Aufgabenstellungen, deren Schwergewicht in der Bewältigung umfangreicher Abrechnungsarbeiten liegt, bleiben die klassischen Lochkartenmaschinen unentbehrlich und stellen nach wie vor das wirtschaftlichste Hilfsmittel in Büro und Verwaltung dar. Es wäre falsch, zu glauben, daß durch die weitere Entwicklung der elektronischen Großrechenanlagen die Möglichkeiten des Lochkartenverfahrens erschöpft seien. Im Gegenteil — je leistungsfähiger diese elektronischen Maschinen werden, um so dringender wird der Bedarf an schnellster Dateneingabe und Ergebnisausgabe. Als einfacher und sicherer Informationsträger ersten Ranges gewinnt die Lochkarte immer mehr an Bedeutung. Je nach Art der Aufgabenstellung lassen sich bei den elektronischen Großrechenanlagen durch entsprechende Vorbearbeitung der Lochkarte (Vorsortierung, Summierung usw.) erhebliche Vorteile erreichen.

*

Die Vorteile der elektronischen Elemente sind zu bekannt, als daß sie noch einer ausführlichen Darstellung bedürfen. Den Ausschlag für die Einführung elektronischer Maschinen in Büro und Verwaltung gaben vor allem folgende Gesichtspunkte:

1. Elektronenrechner haben eine Vielzahl von Speichern. Während die meisten der genannten elektronischen Rechengenäte nach durch eine auswechselbare Schalttafel programmiert wurden, speichern die elektronischen Großrechenanlagen umfangreiche Programme in Magnetbändern, Magnettrommeln oder Magnetkernen, neuerdings auch auf Magnetplatten. Die Verwendung eines gespeicherten Programmes erlaubt automatischen Zugriff zu allen gespeicherten Informationen und damit ein schnelles Arbeiten.
2. Elektronenrechner verfügen über elektronisch gesteuerte Prüfstromkreise. Die automatische Prüfung, die nach jedem Rechenschritt erfolgt, gewährleistet ein sicheres Arbeiten.

Die Geschwindigkeit, mit der Elektronenrechner arithmetische oder logische Operationen durchführen, läßt sich an einem kleinen Beispiel veranschaulichen. Nehmen wir an, als Aufgabe seien 1000 Multiplikationen zweier je zehnstelliger Zahlen gegeben. Bei einer Lösung mit Bleistift und Papier wäre dazu eine Woche erforderlich; mit einem Tischrechner ließen sich die gewünschten Ergebnisse einer arithmetischen Grundoperation in ungefähr einem Tag gewinnen; eine elektromechanisch arbeitende Lochkartenmaschine bewältigt diese Aufgabe jedoch in einer Minute. Eine der neuesten elektronischen Großrechenanlagen aber erledigt den Fall in einer einzigen Sekunde!

Diese Geschwindigkeiten sind so phantastisch, daß es notwendig scheint, den Arbeitsablauf an der Maschine zu verfolgen. Eine elektronische Rechenanlage setzt sich aus verschiedenen Funktionseinheiten zusammen, die in sinnvoller, automatischer Zusammenwirken ein vollständiges Abrechnungssystem bilden. Zur Ausführung jeder Arbeit muß ein Programm, eine aus mehreren Rechenschritten bestehende Aufgabe, vorliegen — eine schöpferische Leistung des Menschen, die von der Maschine dann beliebig oft und mit elektronischer Geschwindigkeit schematisch wiederholt wird (programmiertes Denken). Je nach Typ und Ausrüstung verfügt die Maschine über eine Vielzahl von Speichern (Gedächtnis), die aus Magnetbändern, Magnetkernen oder sehr schnell rotierenden Magnettrommeln bestehen. Die neueste Entwicklung auf diesem Gebiet sind die sogenannten Magnetplattenspeicher [1], die sowohl ein sehr großes Fassungsvermögen als auch eine sehr hohe

Zugriffsgeschwindigkeit haben. In einen dieser Speicher wird zunächst das Programm über Lochkarte, Schreibmaschine oder Lochstreifen eingegeben, und zwar in Form einer Schlüsselzahl für jede einzelne Stufe der durchzuführenden Aufgabe.

Jede „Instruktion“, wie man eine solche Schlüsselzahl nennt, sagt der Maschine, was sie in dem betreffenden Programmschritt zu tun hat, woher sie die zu verarbeitenden Werte nehmen beziehungsweise wohin sie die erhaltenen Resultate bringen soll und an welcher Stelle des Speichers die nächste Instruktion zur Ausführung des folgenden Programmschrittes zu finden ist. Die Speichereinheiten der elektronischen Rechenanlagen nehmen nicht nur das Programm, sondern auch konstante Informationen (Daten), wie Tabellenwerte, Vorratssummen usw., für die Bearbeitung des Einzelfalles auf. Sie können ferner während des laufenden Arbeitsganges anfallende Zwischenwerte festhalten sowie die gesamten im Rahmen einer Geschäftsabrechnung anfallenden Daten aufnehmen, wie z. B. Materialbestände, Debitorenkonten, Verkaufssummen. In der Maschine läuft dann nach den selbsttätig den Speichern entnommenen Instruktionen das für den Einzelfall vorgesehene Rechenprogramm ab.

Die zentrale Recheneinheit bewältigt beispielsweise 8400 Additionen oder Subtraktionen sowie das Wurzelziehen von 15stelligen Zahlen in einer Sekunde und Multiplikationen und Divisionen 12stelliger Zahlen in einem Bruchteil von Sekunden. Die Ergebnisse werden auf Lochkarten, Lochstreifen oder gedruckten Listen aus der Maschine abgegeben beziehungsweise auf Magnetband oder auf Magnetplatten gespeichert.

Die Frage der Genauigkeit einer Rechnung, besser des fehlerfreien Arbeitens einer Maschine, spielt eine wichtige Rolle. Beim Arbeiten mit Rechenschiebern sind zwar die Ungenauigkeiten bei jedem einzelnen Rechenschritt relativ unbedeutend. Im Verlauf einer langwierigen Kettenrechnung summieren sich diese Ungenauigkeiten jedoch erheblich, so daß man schon aus Gründen der konstruktiven Sicherheit noch Reserven und Zuschläge dazurechnet, die einen nennenswerten Kostenfaktor darstellen und das Enderzeugnis völlig unnötig verteuern. Eine moderne elektronische Maschine bietet Genauigkeit der Rechnung sowohl im technischen als auch im kommerziellen Bereich — weniger im statischen Sinne einer buchhalterischen Genauigkeit, sondern mehr im dynamischen Sinne einer möglichst optimalen laufenden Lagerhaltung an Material- und Teilevorräten, im Sinne eines möglichst hohen Grades an Genauigkeit bei der Konstruktion und Fertigung eines Erzeugnisses. Diese Genauigkeit ist der entscheidende Faktor, den man den Kosten einer elektronischen Rechenanlage entgegenstellen muß, wenn man die Frage der Wirtschaftlichkeit behandelt. Ein Beispiel dafür ist das absolut zuverlässige Arbeiten des Magnetrommelrechners [2].

*

Das komplizierte Rechenprogramm kann auch zahlreiche Bedingungen enthalten, zwischen denen die Maschine selbständig unterscheiden muß, sofern die Möglichkeit einer solchen automatischen Entscheidung in dem Programm vorgesehen, also vom Menschen vorgedacht wurde. So können zum Beispiel in Abhängigkeit von bestimmten Zwischenergebnissen Sonderprogramme ablaufen, Ausnahmekarten gestanzt werden usw. Bei Durchführung komplizierter wissenschaftlicher Berechnungen sind so Programme möglich, die Tausende von Rechenschritten und eine Vielzahl der eben angedeuteten Verzweigungen enthalten.

Die Frage der Entscheidungsfähigkeit einer elektronischen Rechenanlage läßt sich am Beispiel der Materialdisposition erläutern. Wie ermittelt man den Bedarf an einem bestimmten Material? Durch Zergliederung des Fabrikationsprogramms in die einzelnen Bauelemente und Teile! — Wann muß nachbestellt werden? Wenn der verfügbare Bestand nicht ausreicht, um den Bedarf zu decken! — Wodurch erkennt man eine Unterdeckung? Indem man von dem Bedarf den verfügbaren Bestand subtrahiert! — In welcher Höhe soll nachbestellt werden? In einer festgelegten wirtschaftlichen Fertigungsmenge! — Reicht diese Menge aus? Wenn sie größer als die Unterdeckung ist, dann ja, andernfalls muß ein entsprechendes Vielfaches dieser Menge in Auftrag gegeben werden.

Diese Fragen und Antworten sind nur eine Andeutung der vielfältigen Gedankengänge, die im Zusammenhang mit einer Fertigungsdisposition angestellt werden müssen. Sind genügend Informationen vorhanden, auf denen man eine Entscheidung aufbauen kann, dann lassen sich die erforderlichen Gedankengänge auch normen und in Regeln fassen. So kann man schrittweise ein Kriterium nach dem anderen prüfen und je nach Art der Zwischenergebnisse den entsprechenden Gedankengang weiter verfolgen, bis die endgültige Entscheidung erreicht ist. Genau so verfährt man bei der Programmierung einer Maschine. Schritt für Schritt unterscheidet man zwischen Ja oder Nein, Plus oder Minus, Hoch oder Niedrig, Gleich oder Ungleich, Null oder Nicht-Null usw. Bei jeder Fragestellung wird das Programm sinngemäß verzweigt. Auf Grund der Ausgangsdaten oder Zwischenergebnisse beantwortet sich die Maschine selbständig die gestellten Fragen und verfolgt den entsprechenden Zweig des vorgeschriebenen Programmablaufs weiter.

*

Geschwindigkeit, Zuverlässigkeit und Funktionsbreite der neuen Elektronenrechner machen sie zum idealen Hilfsmittel der modernen Wirtschaft und der mehr und mehr zu rechnerischen Forschungsmethoden übergehenden Wirtschaft und Technik. Hier kann der Elektronenrechner vor allem für die beschleunigte Erledigung von Verwaltungs- und Produktionsaufgaben wie auch andererseits zur Lösung technisch-wissenschaftlicher Probleme eingesetzt werden. Er bewältigt hierbei auch Aufgaben, die andernfalls einer Lösung praktisch gar nicht zugänglich gewesen wären — sei es, weil der Arbeitsaufwand bei der Bearbeitung eines speziellen Programms mit bisher gebräuchlichen Mitteln zu groß gewesen wäre oder weil die Lebenszeit beispielsweise eines Wissenschaftlers für die Durchführung einer unvorstellbar hohen Zahl von Berechnungen kaum ausgereicht hätte.

Dem Elektronenrechner, den man nicht mit Unrecht eine Universalmaschine nennt, haben sich unzählige Anwendungsgebiete erschlossen. Aus der Fülle der Aufgabenstellungen, zu deren rationeller Lösung sich Organisatoren, Techniker und Wissenschaftler in der ganzen Welt der elektronischen Maschine bedienen, seien hier nur einige Beispiele herausgegriffen.

Mathematische Probleme wissenschaftlicher Natur haben den Anstoß zur Entwicklung der elektronischen Rechenmaschine gegeben. Heute gibt es kaum ein Forschungsgebiet, auf dem nicht Elektronenrechner eingesetzt werden könnten. Unter die mathematisch-technischen Berechnungen fallen Aufgaben der Kernphysik, Aufstellung von Wetterprognosen, Spannungs- und Druckberechnungen, Leistungsermittlungen, allgemeine Konstruktions- und Entwicklungsrechnungen, Wärmeuntersuchungen, die Theorie des Spieles, Linearprogrammation und viele andere. In den kaufmännisch-organisatorischen Bereich fallen beispielsweise Steuerung der Verkaufsorganisation, Materialdisposition, Lohnabrechnung und -verteilung, bank- und versicherungstechnische Abrechnungen, steuer- und finanzpolitische Probleme, Produktionsplanung und Koordination, optimale Raumnutzung in modernen Lagern, Marktanalyse, Verfahrensforschung usw.

Die über die Lochkarte zur elektronischen Datenverarbeitung führende Bürotechnik trägt nicht nur entscheidend zur Rationalisierung der Verwaltungs- und Forschungsarbeit bei, sie bietet der Wirtschaft u. a. die Mittel zu einer Planung und Lenkung auf weite Sicht und damit auch dem Gesetzgeber neue Möglichkeiten einer klaren und einfachen Gestaltung.

Ein in Amerika eingesetztes Elektronengehirn enthält ein statistisches Gittersystem, das 175 Produktionszweige und 175 ihrer wichtigsten Konsumentengruppen so anordnet, daß daraus die Beanspruchung jedes Teiles der Wirtschaft durch jede Beanspruchung, z. B. durch einen Börsensturz, genau im voraus kalkuliert werden kann. Die Auswirkungen einer Diskonterhöhung, einer zollpolitischen Maßnahme, eines Streiks, der Bedarfssteigerung durch einen Preissturz — jede Variante im komplizierten Gebäude der Wirtschaft kann genau durchgerechnet werden. Stets gibt die Maschine in klaren Zahlen die Antwort auf die Frage nach der Zweckmäßigkeit beliebiger Maßnahmen. Die gesteigerte Aussagefähigkeit eines maschinellen Rechnungswesens, das den Ministerien und Parlamenten zeitnahes statistisches Material liefert, kann die Grundlage für wirtschafts- und sozialpolitische Entscheidungen bilden. Dagegen wird sich eine Voraussage des Konjunkturablaufes und der Auswirkung bestimmter wirtschaftspolitischer Maßnahmen auf die gesamte Wirtschaft lediglich auf die funktionellen Zusammenhänge zwischen den verschiedenen Bereichen beschränken können.

Der elektronischen Rechenanlage im Dienste der Wirtschaft, Wissenschaft und Politik ist — das zeigen schon die wenigen Beispiele — umwälzende Bedeutung zuzuschreiben. Über allem Erfolg, den diese Giganten auf der ganzen Welt zu verzeichnen haben, darf aber der Mensch nicht außer acht gelassen werden. Die Mechanik im Büro erleichtert dem Angestellten immer mehr seine Tätigkeit, sie beschleunigt auch seine Arbeit — wenn die gedankliche und organisatorische Vorarbeit vom Menschen geleistet wird. Die Mechanisierung des Büros ist nur Mittel zum Zweck. Die Hand und das Gehirn des Angestellten können nicht ersetzt, sondern lediglich unterstützt werden. Der Mensch — sei es der Kaufmann, der Forscher, der Techniker — muß zunächst klar wissen, was er will, und auf welchem Wege sich das gesteckte Ziel erreichen läßt. Er muß über einwandfreie Informationen verfügen und sie dann in maschinengerechter Form der Maschine eingeben. Ebenso müssen die durchzuführenden Aufgabenstellungen vorher mathematisch genau bestimmt und in Form eines Maschinenprogrammes festgelegt sein. Sind diese Voraussetzungen erfüllt, so kann der Mensch heute nach wissen, was heute geschah, um morgen richtig disponieren zu können. Der sinnvolle Einsatz dieser Maschinen gibt dem Menschen die große Chance, sich mehr als bisher Aufgaben zu widmen, die über die Fähigkeiten der Maschine hinausgehen und zu deren Lösung schöpferisches Denken notwendig ist.

Schrittum

[1] Neue Geräte für die elektronische Datenverarbeitung. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 10, S. 283

[2] Lamey, H. O.: Der IBM Magnetrommelrechner Typ 650 in Wirtschaft, Wissenschaft und Technik. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 4, S. 112 — 113

Der Diffusionstransistor

DK 421 314 7 002.2

Die Grenzfrequenz eines Flächentransistors hängt im wesentlichen von der Dicke der Basisschicht ab. Bei den im Legierungs- oder Ziehverfahren hergestellten Transistoren kommt man mit der Basisschicht nicht unter eine Dicke von 10μ . Der Herstellungsprozeß ist schwer zu kontrollieren, da das Material während der Bildung der Basisschicht flüssig ist. Mit Tetroden und durch Anwendung eines Ätzverfahrens (Surface Barrier) gelingt es zwar, die Grenzfrequenz heraufzusetzen, jedoch ist die Belastbarkeit solcher Transistoren sehr gering.

An der Geburtsstätte des Transistors, den Bell-Laboratorien, ist nun ein neues Herstellungsverfahren entwickelt worden, bei dem keine flüssige Phase vorkommt. Die Basisschicht wird durch Diffusion geeigneter Materialien in den Germanium- oder Silizium-Kristall gebildet. Da sich dieser Vorgang sehr genau kontrollieren läßt, kann man Basisschichten von 1μ Dicke (und weniger) ohne allzu große Schwierigkeiten herstellen. Es wurden Si-Transistoren mit 120 MHz Grenzfrequenz und 500 mW Verlustleistung und Ge-Ausführungen mit einer Grenzfrequenz von 500 MHz bei 150 mW Verlustleistung gebaut.

Die Herstellung von Diffusionstransistoren

Die Arbeiten von Fuller [1], Saby [2] und anderen über die Diffusion von Störstellen in Ge und Si-Kristalle ergaben, daß bei bequem zu beherrschenden Temperaturen (750°C für Ge und 1100°C für Si) und Diffusionszeiten die Eindringtiefe des Störstellenmaterials sehr genau kontrolliert werden kann. Zur Herstellung von *pn*p-Ge-Transistoren [3] dient p-leitendes Germanium mit einem spezifischen Widerstand von $0,8 \text{ Ohm} \cdot \text{cm}$, das in Stücke von $5 \times 1,5 \times 0,4 \text{ mm}$ geschnitten, gereinigt, poliert, leicht geätzt, mit entionisiertem Wasser gewaschen und in einen Vakuumofen eingebracht wird. Als n-leitendes Störstellenmaterial verwendet man mit Arsen dotiertes Germanium, das zur Diffusion verdampft wird. Die Dicke der eindiffundierten Schicht läßt sich auf verschiedene Weise recht genau messen.

Bei der Herstellung von Si-Transistoren nach dem Diffusionsverfahren [4] können sowohl die Basis- als auch die Emitterschicht eindiffundiert werden, da der Diffusionskoeffizient von Aluminium (Akzeptor) $10 \dots 100$ mal so groß ist wie der von Antimon (Donator). Wenn man nun gleichzeitig Aluminium und Antimon verdampft und in einen Siliziumkristall eindiffundieren läßt, ergibt sich eine *npn*-Anordnung, deren äußere n-Schicht infolge der grö-

ßeren Oberflächenkonzentration des Antimon-Donators entsteht. Die p-Schicht bildet sich, weil der Aluminium-Akzeptor schneller als das Antimon eindiffundiert und deshalb vor diesem liegt. Die dritte n-Schicht schließlich ist der n-leitende Si-Kristall (spezifischer Widerstand $3 \text{ Ohm} \cdot \text{cm}$) selbst. Um optimale Schichtdicken zu erreichen, ist es jedoch oft zweckmäßig, Donator und Akzeptor nicht gleichzeitig, sondern nacheinander einzudiffundieren.

Anbringung der Elektroden

Bei den durch Diffusion erhaltenen dünnen Schichten stellt die Anbringung der Elektroden ein besonderes Problem dar. Außerdem muß die Ge-Ausführung, die nur eine eindiffundierte Basisschicht hat, auch noch einen

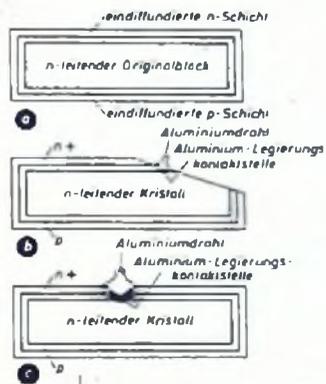


Abb. 1. Anbringung des Basiskontaktes an einen Doppel-Diffusions-Si-Transistor. a = Schnitt durch den Kristall mit den verschiedenen Schichten; b = Freilegung der Basisschicht durch Anschleifen einer Schräge; c = Legierung eines Aluminiumkontaktes durch die äußere Emitterschicht hindurch

Emitter erhalten, der folgendermaßen aufgebracht wird: Das durch Diffusion mit einer p-Schicht bedeckte Ge-Plättchen deckt man durch eine Maske ab, die einen Ausschnitt von $2,5 \times 5$ hundertstel mm freiläßt, und dampft in diesem Ausschnitt einen Aluminiumfilm von etwa 1000 \AA Dicke auf. Darauf wird der Ge-Kristall in Wasserstoffatmosphäre kurzzeitig erhitzt, so daß das Aluminium mit dem Germanium legiert.

Nachdem der Emitter aufgebracht ist, wird der Ge-Kristall mit der gleichen Maske nochmals abgedeckt und in einem Abstand von 3 bis 5 hundertstel mm vom Emitter ein 3000 bis 4000 \AA dicker Gold-Antimon-Film aufgedampft. Auch diesen Film, der den Basis-

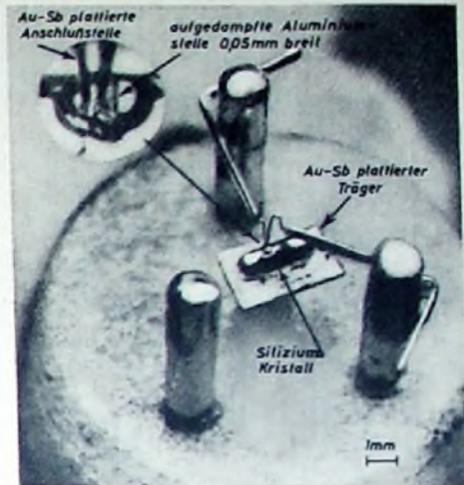


Abb. 2. Doppel-Diffusions-Si-Transistor, auf einem Halter montiert

anschlusskontakt bildet, legiert man bei der eutektischen Temperatur ein.

Als Kollektoranschluß wird auf der Rückseite des Kristallplättchens ein Platinzapfen mit Indium angelötet. Dabei verwendet man so viel Indium, daß eine Legierung durch die n-Schicht an der Oberfläche hindurch erfolgt. Schließlich wird die p-Schicht um den Kollektorzapfen abgeätzt. Die Emitter- und Basiskontaktstellen werden bei diesem Vorgang durch einen Wachsdropletten geschützt. Die Zuleitungen zum Emitter- und Basiskontakt bestehen aus $2,5$ hundertstel mm starkem Draht aus Phosphorbronze.

Bei den nach dem Doppel-Diffusionsverfahren hergestellten Si-Transistoren (*npn*) ist der Kristall außen mit einer n-Schicht und darunter mit einer p-Schicht umgeben (Abb. 1a). Der Basiskontakt kann durch einen Aluminiumdraht hergestellt werden, der gemäß Abb. 1c durch die äußere n-Schicht hindurch einlegiert wird. Das ist möglich, weil die Oberflächenkonzentration des Donators nicht allzu groß ist. Wenn sie unterhalb eines bestimmten kritischen Wertes bleibt, bildet sich dort, wo der Aluminiumdraht die Emitterschicht berührt, eine Sperrschicht, während in der Basis-p-Region der Kontakt ohmsch ist. Man kann den Basisanschluß aber auch herstellen, indem man den Kristall schräg anschleift und so die Basisschicht freilegt (Abb. 1b).

Bei der praktischen Ausführung wird der Aluminium-Basisanschluß aufgedampft. Den Kristall deckt man durch eine Maske mit einem $0,05 \times 0,15 \text{ mm}$ großen Ausschnitt ab und dampft hierin einen 100000 \AA dicken Aluminiumfilm auf, der in einem weiteren Arbeitsgang durch die Emitterschicht hindurch-

Tab. I. Technische Daten v. Diffusionstransistoren

Transistor	Grenzfrequenz in Basischaltung [MHz]	Max. Verlustleistung [mW]
Gezogener Transistor (Triode)	60	10 .. 50
Gezogener Transistor (Tetode)	50 .. 200	50
Legierungs transistor	10	50
Spitzen transistor	50	50 .. 150
Surface Barrier-Transistor	70 .. 100	5 .. 10
Diffusions-Si-Transistor	100 .. 120	100 .. 500
Diffusions-Ge-Transistor	400 .. 600	150

Tab. II. Grenzfrequenz und Verlustleistung verschiedener Transistorarten

	Doppel-Diffusions-Si-Transistor	Diffusions-Ge-Transistor	
Grenzfrequenz in Basischaltung	100 .. 120	400 .. 600	MHz
Kollektorkapazität	0,5	0,5	pF
Verlustleistung	500	150	mW
Max. Umgebungstemperatur	150	75	$^\circ\text{C}$
Kollektorspannung	10 .. 30	10	V
Emitterstrom	1 .. 15	10	mA
Kollektorstrom bei $I_e = 0$	0,005	1 .. 2	μA
Stromverstärkungsfaktor α	0,95 .. 0,98	0,95 .. 0,98	
Kollektorwiderstand r_c	> 100	2	M Ω
Kollektorserienwiderstand r'_c	≈ 150	≈ 80	Ω
Basisschichtwiderstand r_b	15 .. 100	15 .. 100	Ω
Emitterschichtwiderstand r_e	15 (bei 3mA)	3 (bei 10mA)	Ω
Leistungsverstärkung in Emitterschaltung bei 50 MHz	7	16 .. 20	dB

legiert wird. Unerwünschte Schichten um den Anschluß herum werden durch Abätzen entfernt.

Die Herstellung des Emittterkontaktes des Doppel-Diffusionstransistors erfolgt durch Aufdampfen oder Einlegieren von Gold-Antimon auf die Oberfläche des Kristalls. Dabei muß man jedoch beachten, daß das Material bei der Legierung nicht durch die Basisschicht hindurchlegiert, was einen Kurzschluß mit dem Kollektor bedeuten würde. Bei den Ver-

suchstransistoren wurde ein mit Gold-Antimon plattiertes Wolframstückchen auf die Emitterschicht gepreßt und mit einem kurzen Stromstoß vom Emittter zum Kollektor angelegt.

Als Kollektorkontakt dient ein mit Gold-Antimon plattiertes Metallplättchen (Kovar), auf das der Si-Kristall aufgelegt wird.

Elektrische Eigenschaften

In Tabelle I sind die wichtigsten Daten der beiden neuen Transistortypen zusammengestellt.

In diesem Zusammenhang ist es lehrreich, einmal die bisher in den USA für die verschiedenen HF-Transistoren erreichten Werte der Grenzfrequenz und Verlustleistung gegenüberzustellen (Tab. II).

Die Abb. 3 und 4 zeigen den Frequenzgang der Stromverstärkung in Emittter- und Basisschaltung. Der leichte Anstieg am Ende der Kurven für die Basisschaltung hat seine Ursache in Phasendrehungen der Blindkomponente des Verstärkungsfaktors bei der Messung in Basisschaltung.

In Abb. 5 ist das statische U_c - I_c -Kennlinienfeld des Doppel-Diffusions-Si-Transistors dargestellt. Beim Emittterstrom Null ergibt sich ein so niedriger Kollektorstrom, daß er nicht mehr in die Abbildung eingezeichnet werden kann. Obwohl die Sättigung des Kollektorstromes nicht ganz erreicht wird, ist der Kollektorwiderstand sehr hoch. Bei Sperrspannungen von etwa 50 V erreicht man rund 50 MOhm.

Im HF-Ersatzschaltbild müssen beim Diffusionstransistor zwei zusätzliche Widerstände berücksichtigt werden: r_e , der Widerstand des Emittteranschlußpunktes, und r_c , der ohmsche Widerstand zwischen Kollektorschluß und der eigentlichen Kollektorschicht. Diese Widerstände treten bei allen gezogenen Transistoren auf, sie fallen jedoch nur bei sehr hohen Frequenzen ins Gewicht.

Abb. 6 gibt den Stromverstärkungsfaktor des Doppel-Diffusions-Si-Transistors in Abhängigkeit vom Emittterstrom bei verschiedenen Temperaturen wieder. Zwischen 1 und 15 mA ändert sich α bei Temperaturen zwischen 25 und 150° C nur um etwa 2%.

Das Konzentrationsgefälle der Störstellen in der Basisschicht ruft in dieser ein elektrisches Feld hervor und kann einen Einfluß auf die Grenzfrequenz haben. Sie liegt beim Diffusions-Ge-Transistor rechnerisch zwischen 300 und 800 MHz, wenn man von der gemessenen Dicke der Basisschicht ausgeht und deren Verringerung durch das Eindringen der Raumladung der Kollektorregion einerseits und durch die Eindringtiefe der aufgelagerten Emitterschicht andererseits berücksichtigt. Zusätzlich wurde noch eine Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Emittterstrom gemäß Abb. 7 beobachtet. Hieraus kann geschlossen werden, daß die durch das Konzentrationsgefälle der Störstellen in der Basisschicht entstehenden Felder nicht hauptsächlich bestimmend für den Transport der Minoritäts-Ladungsträger sind.

Zum Schluß sei noch erwähnt, daß man bei der Herstellung von Diffusionstransistoren in der Anordnung *pnip* bzw. *npin* noch höhere Grenzfrequenzen erreichen könnte. Durch Einbau der „intrinsic“-Zwischenschicht zwischen Kollektor und Basis wird die Kollektorkapazität weiter herabgesetzt, ohne die zulässige Verlustleistung zu verringern.

Schriften

- [1] Fuller, C. S. Phys. Rev. Bd. 86 (1952) S. 136 bis 137
- [2] Saby, J. u. Dunlap Jr., W. C. Phys. Rev. Bd. 90 (1953) S. 630
- [3] Lee, C. A. Bell Syst. Techn. J. Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 23-34
- [4] Tanenbaum, M. u. Thomas, D. E. Bell Syst. Techn. J. Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 1-22
- [5] Carroll, J. M. Electronics Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 137-139

Von Sendern und Frequenzen

Fernsehsender Grünten beginnt mit Versuchsbetrieb

Die Bauarbeiten am neuen Fernsehsender der Bayerischen Rundfunks auf dem 1738 m hohen Grünten im Allgäuer Bergland sind so weit fortgeschritten, daß schon bald mit den Versuchsbedingungen begonnen werden kann. Mit der Anlage auf dem Grünten nimmt dann der Bayerische Rundfunk seinen dritten Großsender mit 100 kW Strahlungsleistung in Betrieb.

Neuer Fernsehturm bei Wuppertal

Um auf der Richtfunkstrecke vom Norden zum Westen den „Transport“ der Bildsignale zwischen Hamburg und Lungenberg zu verbessern, wird in Wuppertal-Hahnenberg ein neuer Fernsehturm gebaut. Der Turm wird 79 m hoch und unmittelbar neben dem alten errichtet, der den Anforderungen nicht mehr gewachsen ist.

600 Fernseh-Umsetzer in Auftrag gegeben

Zur Fernsehversorgung ungünstig gelegener Gebiete haben die Zentraltechnik des NWDR (200), der Südwestfunk (300) und der Bayerische Rundfunk (100) Aufträge auf insgesamt 600 Fernseh-Umsetzer an eine Spezialfirma erteilt. Dagegen dürfen private Aufträge auf Umsetz-Anlagen entsprechend dem Fernmeldegesetz nicht ausgeführt werden.

Sender Bremen abgeschaltet

Seitdem der Fernseh-Großsender Steinkimmen offiziell in Betrieb ist, schweigt der vor zwei Jahren als Übergangslösung für Bremen und nähere Umgebung installierte Stadtsender.

Werbefernsehen in Berlin

Ab 15. November will der SFB die Werbefernseh-Programme des Bayerischen Rundfunks „Zwischen halb und acht“ übernehmen. An eine eigene Produktion auf diesem Gebiet ist vorerst nicht gedacht.

Fernsehversuchsbetrieb in Österreich

Vor einem Jahr begann der Österreichische Rundfunk mit dem Fernsehen. Seit dieser Zeit wurden 425 Stunden Programm gesendet, davon die Hälfte Lite-Sendungen.

Aktueller Austausch mit Australischem Fernsehen

Zwischen dem Deutschen Fernsehen und der im November mit dem offiziellen Sendebetrieb beginnenden staatlichen australischen Fernsehgesellschaft ist vereinbart worden, die aktuellen Berichte der Tagesschau gegen Neuigkeiten aus dem Fünften Erdteil auszutauschen.

Fernsehsender in Portugal

Mitte nächsten Jahres soll in Portugal das Fernsehen gestartet werden. Zu diesem Zeitpunkt ist beabsichtigt, vier Fernsehsender in Betrieb zu nehmen, von denen zwei in Lissabon und Oporto eine Strahlungsleistung von je 100 kW haben werden. Die beiden anderen Sender sind für Montejunto und Cimbro bestimmt. Nach anfänglichen Versuchsbedingungen ist ein regelmäßiger Programm Dienst von täglich drei Stunden geplant.

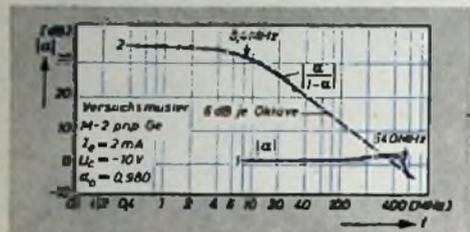


Abb. 3. Frequenzgang eines Diffusions-Ge-Transistors in Basis- (1) und Emitterschaltung (2)

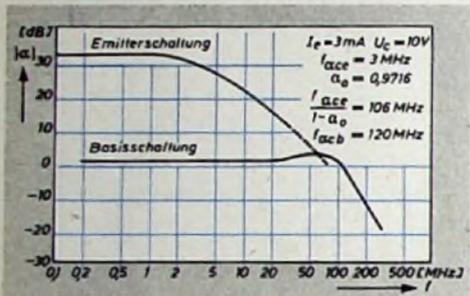


Abb. 4. Frequenzgang eines Doppel-Diffusions-Si-Transistors in Basis- und Emitterschaltung

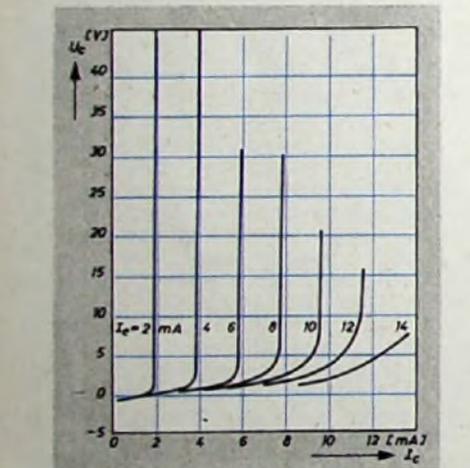


Abb. 5. Das Kollektor Kennlinienfeld eines Doppel-Diffusions-Si-Transistors

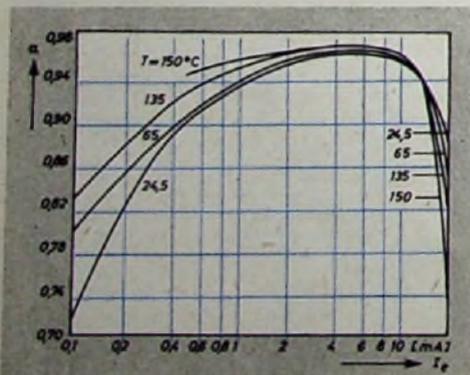


Abb. 6. Stromverstärkungsfaktor α in Abhängigkeit vom Emittterstrom I_e mit der Temperatur als weitere Veränderliche (Doppel-Diffusions-Si-Transistor)

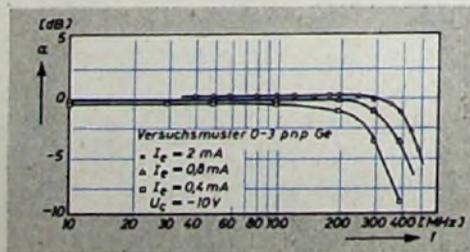


Abb. 7. Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors α von der Frequenz bei verschiedenen Emittterströmen des Transistors (Diffusions-Ge-Transistor)

Einführung in die Radartechnik

②

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 20, S. 598

2. Das Doppler-Radar

2.1 Das Doppler-Prinzip

Wird eine ausgesandte Welle von einem Objekt reflektiert, das in Richtung zum Meßort eine Geschwindigkeitskomponente v_r (v_r = Radialgeschwindigkeit) hat, so erscheint infolge der fortwährenden Abstandsänderung zwischen Ziel und Meßort eine laufende Phasenänderung am Empfangsort, die eine Abweichung der Empfangsfrequenz um einen Betrag f_d (Dopplerfrequenz) gegenüber der Sendefrequenz zur Folge hat. Die Empfangsfrequenz erhöht sich bei Annäherung und vermindert sich bei Entfernung des Zieles um f_d ; im Augenblick größter Näherung durchläuft die Dopplerfrequenz den Wert Null! Diese Erscheinung kann man in der Radartechnik zu Aussagen über den Bewegungszustand von Zielen benutzen. Geschwindigkeitsmesser für Fahrzeuge und Projektile, Warnanlagen zur Anzeile naher Objekte sowie die in letzter

Den Zusammenhang dieser Größen veranschaulicht Abb. 2.

2.2 Aufbau von CW-Doppler-Radaranlagen

Das erläuterte Prinzip der Doppleranlage erfordert einen „Dauerstrichsender“ und einen Empfänger, der die Differenz zwischen Sende- und Empfangsfrequenz (d. h. die Dopplerfrequenz f_d) bildet und nach hinreichender Verstärkung einem geeigneten Indikator zuführt. Die einfachste Lösung für einen derartigen Empfänger bestünde darin, die am Empfängereingang immer vorhandene Sendereinstreuung gemeinsam mit der Empfangsfrequenz f_e auf einen Mischdetektor zu geben, der die gewünschte Dopplerfrequenz f_d als Differenzfrequenz liefert. Nach ausreichender NF-Verstärkung kann man diese dann dem Indikator zuführen. Da der vom Mischdetektor im NF-Gebiet verursachte Rauschbeitrag jedoch sehr hoch ist, ergeben sich sehr ungünstige Be-

der Sendefrequenz liegen muß. Man bildet sie durch Überlagerung einer vom Sender ausgekoppelten Schwingung mit der Frequenz eines auf f_s schwingenden Oszillators. Das Blockschaltbild einer derartigen Anlage ist in Abb. 3 dargestellt.

Zweckmäßigerweise erfolgt die Hauptverstärkung im NF-Teil, da der ZF-Verstärker gegen Einstreuungen innerhalb seines Durchlaßbereiches empfindlich ist. Aus diesem Grunde empfiehlt es sich, den Oszillator nicht auf f_s , sondern auf $f_s/2$ schwingen zu lassen und erst unmittelbar am gut abgeschirmten Überlagerer eine Verdoppelung auf f_s vorzunehmen.

Die direkte Einstreuung der Sendefrequenz ergibt mit der Überlagererfrequenz (ebenso wie Echos von Festzielen) im Mischer die ZF und ruft nach Passieren des ZF-Verstärkers eine starke Gleichspannungskomponente am Demodulator hervor. Durch RC- oder Trafo-Kopplung kann diese jedoch leicht vom Indikator ferngehalten werden. Jede Störmodulation des Senders durch Netzbrumm oder mechanisches Klirren tritt hier aber ebenfalls in Erscheinung. Man muß daher durch stabilen Senderaufbau sowie starke Siebung der Betriebsspannungen und Gleichstromheizung der Senderöhre kleinstmögliche Störmodulation anstreben.

Mit einigen Watt Sendeleistung erreichen solche Anordnungen bereits Reichweiten von 20 km und mehr. Die beim Entwurf schwer zu erfassende Trübung der Anzeige durch Störmodulationen bringt jedoch eine gewisse Unsicherheit in die Bestimmung der Reichweiten- und Leistungsverhältnisse. Die später abgeleitete „Radargleichung“ kann daher nur zur Ermittlung annähernder Richtwerte benutzt werden.

2.3 Indikatoren für das Doppler-Radar

Die Betriebswellenlänge und den Frequenzbereich des Indikators wird man so wählen, daß alle in Frage kommenden Zielgeschwindigkeiten erfaßt werden können (Abb. 2). Für einen nur qualitativen Nachweis ist der Kopfhörer im Bereich von etwa 300 bis 3000 Hz sehr gut geeignet, da das menschliche Ohr noch weit unter dem Rauschpegel liegende periodische Schwingungen heraushört. Es empfiehlt sich, mit dem Dopplerausgang eine Grundschwingung von einigen hundert Hz zu modulieren, um auch unter der Hörbarkeitsgrenze liegende niedrige Dopplerfrequenzen (als Lautstärkemodulation der Grundschwingung) wahrnehmbar zu machen.

Für quantitative Messungen an Einzelobjekten kommen periodisch zählende oder kontinuierlich anzeigende Frequenzmesser (sogenannte Frequenzzeiger) in Betracht, deren Meßwerte

Abb. 3. Blockscheina einer Doppler-Radaranlage

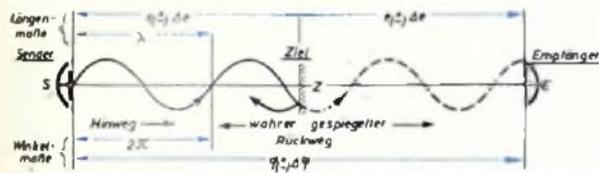


Abb. 1. Darstellung der Wellenfortpflanzung zur Ermittlung der Phasenverschiebung des ausgesandten zum empfangenen Signal

Zeit häufig erwähnte „Radarbremse“ für Kraftfahrzeuge beruhen auf diesem Prinzip. Unter der Voraussetzung $v_r \ll c$ (was für die Geschwindigkeiten aller irdischen Körper zutrifft) lassen sich die Zusammenhänge aus Abb. 1 ableiten, die den Weg der Welle vom Sender S zum reflektierenden Ziel Z und zurück zum Empfänger E mit „gespiegeltem Rückweg“ zeigt. Aus der Proportionalität der Längen- und Winkelmaße ergibt sich aus Abb. 1 für den Phasenwinkel, mit dem die Echoschwingung am Empfängereingang erscheint

$$\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot e \quad (4)$$

Auf den absoluten Betrag dieses Winkels kommt es jedoch nicht an, sondern nur auf seine Änderung je Zeiteinheit, die bei einem bewegten Ziel durch die zeitliche Veränderung von e auftritt. Bewegt sich das Ziel in der (Augenblicks-) Entfernung e mit der Geschwindigkeit v_r , so ändert sich e in der Zeit Δt um einen Betrag $\Delta e = v_r \cdot \Delta t$, wodurch eine Phasenwinkeländerung

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot v_r \cdot \Delta t \quad (5)$$

hervorgehoben wird. Die Frequenz der Dopplerschwingung ergibt sich aus der Phasenwinkeländerung je Zeiteinheit nach der Beziehung

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \omega_d = 2\pi \cdot f_d \quad (6)$$

Durch Vereinigung von (5) und (6) erhält man die Dopplerfrequenz zu

$$f_d = 2 \cdot \frac{v_r}{\lambda} \quad (7)$$

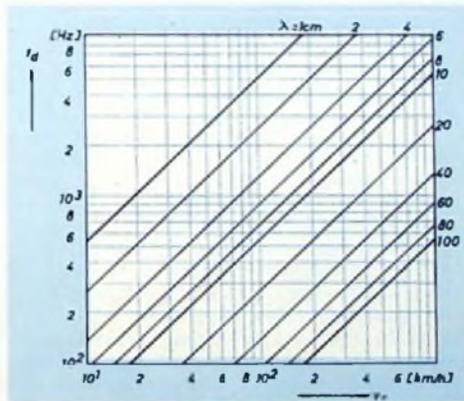
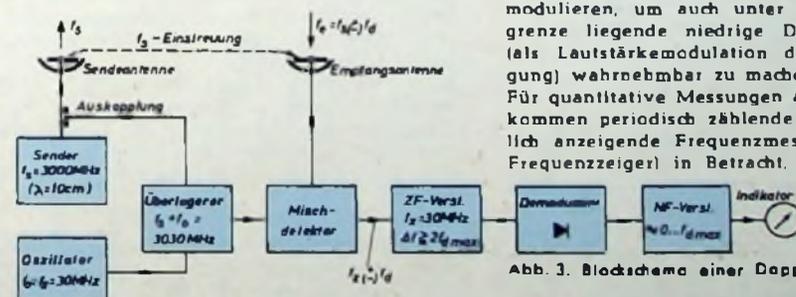


Abb. 2. Dopplerfrequenzen in Abhängigkeit von der Zielgeschwindigkeit und Betriebswellenlänge



trichtsverhältnisse. Ein wesentlich günstigeres Signal/Rausch-Verhältnis ergibt sich, wenn man im Mischer zunächst eine Zwischenfrequenz f_z von z. B. 30 MHz bildet, deren Dopplermodulation in einem Demodulator abgenommen und dem NF-Verstärker zugeführt werden kann. Zur Bildung dieser Zwischenfrequenz ist wie beim Rundfunksuperhet eine Überlagererfrequenz am Mischer erforderlich, die um den Betrag f_z über oder unter

direkt angezeigt oder in Schreibgeräten registriert werden können. Die Informationszeit (Zeit, die zur Erlangung eines Meßwertes benötigt wird) ist bei Verwendung digitaler Zähler gleich der gewählten Länge der Zählperiode, die außerdem die Genauigkeit beeinflusst, da man immer nur auf ± 1 Schwingung genau zählen kann. Beim Frequenzzeiger hingegen wird die Informationszeit durch die Integrationszeit des benutzten Ge-

Dieser Effekt wird in den sogenannten Näherungsänderern zur elektrooptischen Zündung von Projektile im Augenblick größter Zielnähe ausgenutzt.

rates bestimmt, die bei Geräten nach dem Prinzip der Impulsfolgen-Mittelwertbildung meist mehrere Sekunden ist. Entsprechend der sich von Null bis zu einer Frequenz $f_{d \max}$ erstreckenden Bandbreite muß die Informationszeit bei allen diesen Systemen mindestens $\frac{1}{f_{d \max}}$ sein.

Sind mehrere Ziele mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten gleichzeitig erfaßt, so ergeben sich im Ausgang mehrere Frequenzkomponenten, und die vorgenannten Einkanal-Einrichtungen versagen. Unterteilt man jedoch den entsprechend $v_{r \max}$ sich bis $f_{d \max}$ erstreckenden Anzeigebereich in n Teilbereiche der Bandbreite Δf , so lassen sich bis zu n Ziele getrennt registrieren, sofern sie sich in der Geschwindigkeit um mindestens $v_{r \max}/n$ unterscheiden. Im Ausgang jedes Einzelkanals genügt dann z. B. eine Glühlampe als Indikator. Da jedoch jeder Kanal mit der Bandbreite

$$\Delta f = \frac{f_{d \max}}{n} \quad (8)$$

eine Einschwingzeit

$$t_e \approx \frac{1}{\Delta f} = \frac{n}{f_{d \max}} \quad (9)$$

hat, muß die Mindest-Informationszeit gegenüber der Einkanal-Einrichtung auf das n -fache erhöht werden.

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Anwendung eines Zungenfrequenzmessers. Seine Einschwingzeit, die umgekehrt proportional der angezeigten Frequenz ist, hängt aber auch von der Dämpfung des Systems ab und beträgt meistens ein Vielfaches von $1/f_d$.

Schließlich sei noch das Panorama-Verfahren erwähnt, bei dem die Dopplerfrequenz mit einer Wobelfrequenz gemischt und einem ZF-Verstärker mit der Bandbreite Δf zugeführt wird. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung des Verstärkers gelangt an die Meßplatten eines Oszillografen, dessen Zeitablenkung der Wobbeloszillator steuert. Man erhält so ein stehendes Bild des gesamten f_d -Bereiches; jede vorhandene Dopplerkomponente ergibt eine Auslenkung der Breite Δf auf der Frequenzskala. Da die n Intervalle, in die der Anzeigebereich zerlegt ist, jetzt nacheinander und jedesmal unter Berücksichtigung der Einschwingzeit t_e (9) abgetastet werden müssen, muß die Abtastzeit t_a mindestens

$$t_a \geq n \cdot t_e = \frac{n^2}{f_{d \max}} \quad (10)$$

sein. Dieser Wert erhöht sich bei sinusförmiger Wobbelung um den Faktor $\pi/2$. Das ergibt sich, wenn man berücksichtigt, daß die Frequenzänderung je Zeiteinheit am Indikator-eingang nicht größer werden darf als

$$\frac{df}{dt} < \frac{\Delta f}{t_e} = \Delta f^2 \quad (11)$$

weil man sonst keinen zur Signalübertragung ausreichenden Einschwingzustand erreichen kann.

In gleicher Weise kann sich eine Beschleunigung (d. h. eine Änderung der Geschwindigkeit je Zeiteinheit) des Zieles auf die Anzeige auswirken. Hat es eine Beschleunigungskomponente b_r in Richtung v_r , so ergibt sich für die Augenblicksgeschwindigkeit \bar{v}_r

$$\bar{v}_r = v_r + b_r \cdot t \quad (12)$$

Nach (7) entsteht dadurch eine zeitveränderliche Dopplerfrequenz

$$f_d = f_d + \frac{2b_r \cdot t}{\lambda} \quad (13)$$

Die Frequenzänderung je Zeiteinheit erhält man durch Differentiation dieser Gleichung nach der Zeit. Soll der Indikator auf den

Vorgang noch ansprechen, so muß die Bedingung nach (11) erfüllt sein

$$\frac{df_d}{dt} = \frac{2b_r}{\lambda} < \Delta f^2 \quad (14)$$

Das bedeutet, daß Ziele nur bis zu einer Beschleunigung von

$$b_r < \frac{\lambda}{2} \cdot \Delta f^2 \quad (15)$$

zur Anzeige gelangen können, darüber hinaus ist die Anlage „beschleunigungsblind“. Bei z. B. $\lambda = 20$ cm und $\Delta f = 10$ Hz ergibt sich $b_r < 10$ m/s², d. h. etwa die Beschleunigung g des freien Falls. Eine mit mehreren g startende Rakete wäre dann nicht mehr, ein frei fallender Körper dagegen gerade noch wahrnehmbar.

Bei allen beschriebenen Systemen wird die Rauschbandbreite, die für die Bestimmung der maximalen Reichweite maßgeblich ist, durch die Bandbreite Δf eines einzelnen Indikatorkanals bestimmt (vgl. (8)). Praktisch begrenzt jedoch der Einfluß der Störmodulationen und nicht die Rauschgrenze die erreichbaren Reichweiten.

Die genannten Einrichtungen ermöglichen nur eine Bestimmung des Betrages der Relativgeschwindigkeit zwischen Meßort und Meßobjekt, nicht die Angabe der Bewegungsrichtung. Für diesen Zweck sind Anlagen entwickelt worden, die mit einer 90°-Phasenschieberanordnung ein Dopplerfrequenz-Drehfeld erzeugen, dessen Drehsinn vom Vorzeichen der Dopplerfrequenz abhängt. Treibt man damit einen Synchronmotor, so ist sein Drehsinn charakteristisch für die Bewegungsrichtung und seine Drehzahl ein Maß der Zielgeschwindigkeit. Der Umfangsweg der Motorachse entspricht dann außerdem dem integrierten Produkt aus Zeit und Geschwindigkeit, also dem Zielweg.

3. FM-Radar

Frequenzmodulierte Radaranlagen ermöglichen Entfernungsbestimmungen nach dem Prinzip der Echo-Laufzeitmessung, wobei sich die Laufzeitdifferenz durch eine charakteristische Frequenzdifferenz zwischen ausgesandtem und empfangenem Signal ausdrückt. Bei Anwendung linearer Frequenzmodulation (Sägezahn-Modulation) ergibt sich zwischen dem abgehenden und dem reflektierten Schwingungszug ein Frequenzunterschied f_u , dessen Größe der Laufzeit bzw. Zielentfernung proportional ist. Die Entfernung kann dann an einem in Längeneinheiten geeichten Frequenzmesser direkt abgelesen werden. Bei nichtlinearer (z. B. sinusförmiger) Frequenzmodulation steht die Differenzfrequenz in irgendeinem funktionell gegebenen Zusammenhang mit der Laufzeit; die Umwandlung dieser Information in die analogen Entfernungswerte verursacht daher am Indikator eventuell einen etwas größeren Aufwand, dagegen wird die Sendermodulation u. U. einfacher.

Dieses Verfahren wendet man häufig in Flugzeug-Bordanlagen zur Bestimmung der Flughöhe über dem Erdboden an [6]. Die Zusammenhänge bei linearer Modulation lassen sich aus dem Frequenz-Zeit-Diagramm (Abb. 4a) ablesen.

Die im Zeitpunkt t_0 mit der Frequenz f_0 abgehende Sendeschwingung (ausgezogene Kurve) wird nach einer Laufzeit Δt im Zeitpunkt t_1 empfangen (gestrichelte Kurve). Inzwischen hat sich jedoch die mit dem Hub f_m je $T/2$ wachsende Sendefrequenz um f_u geändert (Punkt A). Aus der Parallelität der Strecken t_0B und t_1C erkennt man, daß f_u im Bereich t_1t_2 konstant bleibt. Wegen der Ähnlichkeit der Dreiecke t_0t_1A und t_1t_2B ergibt sich für diesen Frequenzunterschied

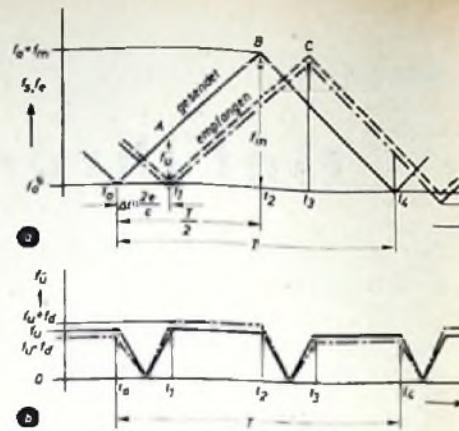


Abb. 4. Frequenz-Zeit-Verlauf beim linear modulierten FM-Radar (a) und Überlagerungsfigur (b)

$$f_u = \frac{2f_m}{T} \cdot \frac{2e}{c} \quad (16)$$

$$e = \frac{c T f_u}{4 f_m} \quad (17)$$

Der Frequenzunterschied ist also der Meßentfernung proportional. Weist das angemessene Ziel eine Eigenbewegung auf, dann ergibt sich wiederum eine Dopplerverschiebung, die sich in dem Diagramm durch eine vertikale Verschiebung der Empfangsfrequenzkurve um den Betrag $\pm f_d$ auswirkt (strichpunktierte Kurve). Man erkennt jedoch aus der Überlagerungsfigur Abb. 4b, daß die über eine ganze Periode gemittelte Differenzfrequenz wiederum die Größe f_u hat. Die Dopplerverschiebung läßt sich durch Messung des Frequenzunterschiedes der Halbperioden (Auszahlung und Differenzbildung) auch quantitativ erfassen.

Die Periodendauer T soll groß gegenüber der längsten erwarteten Laufzeit sein, um Doppeldeutigkeiten oder zu kurze Zählintervalle zu vermeiden. Zur Bestimmung des erforderlichen Frequenzhubes f_m dient folgende Überlegung: Innerhalb eines Intervalls von der Dauer T kann stets nur eine ganzzahlige Anzahl von Schwingungen der Frequenz f_u mit einem Zählfehler von ± 1 Schwingung gezählt werden, also $n = \frac{T}{1/f_u} = T f_u$ Schwingungen

in einer Periode. Durch Einsetzen von n in (17) wird

$$e = \frac{c}{4 f_m} \cdot n \quad (18)$$

Da n nur ganzzahlig sein kann, ergibt sich eine „Quantisierung“ der Entfernungsmessung in Stufensprüngen der Größe

$$\Delta e = \frac{c}{4 f_m} \quad (19)$$

Aus (19) läßt sich f_m bestimmen, wenn man einen zulässigen Entfernungs-Meßfehler Δe in Ansatz bringt.

Die Sendergrundfrequenz f_0 soll mindestens 10mal so groß wie f_m sein, da sich sonst Modulationsschwierigkeiten ergeben. In der Praxis

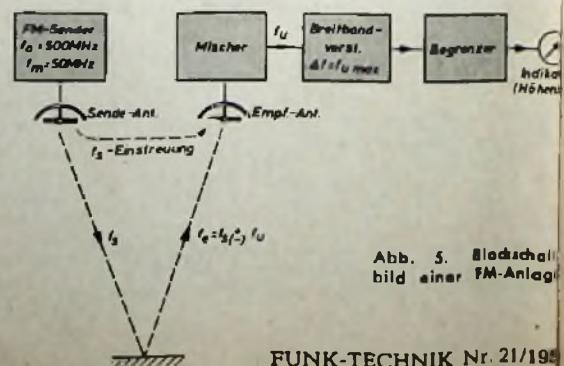


Abb. 5. Blockschaltbild einer FM-Anlage

wählt man für Bordanlagen Frequenzen um 500 MHz, die zu etwa 10% moduliert werden. Für übliche Flughöhen genügen zehntel bis einige Watt Leistung. Ein zusätzlicher Oszillator erübrigt sich, seine Rolle übernimmt die einströmende Sendeschwingung. In Flugzeuganlagen wird ein unter den Tragflächen entkoppelt angebrachtes Dipolpaar als Sende- bzw. Empfangsantenne benutzt, das in mäßiger Bündelung den Erdboden anstrahlt. Die schematische Anordnung einer derartigen Anlage zeigt Abb. 5.

Zur Unterdrückung von Störeinflüssen ist es vorteilhaft, den Frequenzgang des Breitbandverstärkers so zu beeinflussen, daß sich für die von starken Nahzielen herrührenden tiefen Frequenzen eine geringe, dagegen für die höheren Frequenzen entfernterer Ziele

eine größere Verstärkung ergibt. Die Ausgangsspannung des Verstärkers gelangt über einen Amplitudenbegrenzer zu einem Indikator, der in Entfernungen (Flughöhen) geeicht ist. Zur Vermeidung der meßtechnisch unbedeuten sehr tiefen Frequenzen bei Nahbereichsmessungen sowie zur Verringerung des Einflusses der Quantisierung macht man u. U. von einer Frequenztransposition Gebrauch, durch die bei der Meßentfernung Null eine Grundfrequenz f_0 , bei anderen Werten eine Frequenz $f_0 + f_u$ am Indikator erscheint [6, 8]. Da die Meßinformation durch Frequenzmessung erhalten wird, kommen grundsätzlich die gleichen Anzeigeverfahren in Frage, die bereits beim Doppler-Radar erörtert wurden. Von besonderem Vorteil ist hier das erwähnte Panoramaverfahren, mit dem

(zweckmäßigerweise bei linearer Modulation) die Entfernungsstaffelung einer größeren Anzahl von Zielen sichtbar gemacht werden kann. Zahlreiche prinzipielle Möglichkeiten sind für Dauerstrichanlagen bekannt [1, 7]; genannt seien noch impulsmodulierte Dopplersysteme, Phasenvergleichs-Entfernungsmesser usw.

Schrifttum

- [6] Roessler, E.: Elektrische Höhenmesser für Flugzeuge. ELEKTRONISCHE RUNDschau Bd. 10 (1956) Nr. 5, S. 133-135
- [7] Zimmermann, F.: Radarsystem ohne Impulsmodulation. FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 11, S. 296-298
- [8] Kalmus, H. P., Cacheris, J. C., u. Dropkio, H. A.: Nonquantized Frequency Modulated Altimeter. J. Res. nat. Bur. Stands Bd. 50 (1953) S. 215-221

Ein neuartiger Schallplattenautomat



Wegschema der Schallautomatik

Das dreitourige — vereinzelt auch schon das viertourige — Laufwerk von Abspielgeräten gehört heute zum Stand der Technik. Die Tonabnehmer (als Duplo- oder Monosysteme) stehen mit piezoelektrischen oder magnetischen Systemen in reicher Auswahl für jeden Qualitätsanspruch zur Verfügung, und auch die Plattenwechsler haben einen so hohen Stand technischer Vollkommenheit erreicht, daß kein berechtigter Wunsch offenbleibt. Daß aber doch noch für den deutschen Markt völlig neue Wege gangbar sind, konnte vor wenigen Tagen die Deutsche Philips GmbH zeigen, als sie in den Schallplattenautomaten „Mignon“ (AG 2100) der Öffentlichkeit vorstellte.

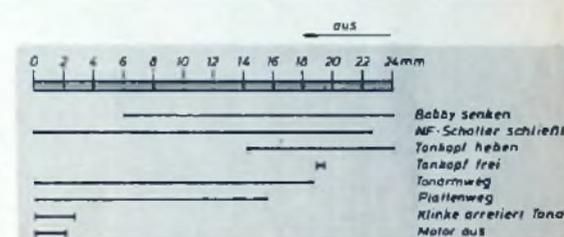
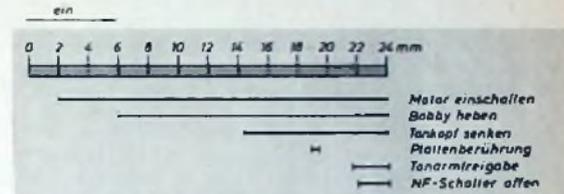
Die Beobachtung des Schallplattenmarktes der Welt zeigt, daß für Tanz- und leichte Unterhaltungsmusik ohne Frage die Zukunft der kleinen 17-cm-Platte für 45 U/min gehört, die heute bereits einen Marktanteil von rund 40% hat. Deshalb scheint es durchaus berechtigt, ein Abspielgerät nur für diese Plattenart auf den Markt zu bringen, wenn es dazu noch technische Möglichkeiten bietet, die bisher bei keinem deutschen Gerät zu finden waren. Das vollautomatische Abspielgerät „Mignon“ mit Hi-Fi-Kristalltonabnehmersystem (30...14000 Hz) präsentiert sich äußerlich in einem schmalen Preßstoffgehäuse in den Farben Beige und Dunkelrot, und man muß dem Gestalter dieses Gehäuses bestätigen, daß es ihm damit gelungen ist, eine Form zu finden, die sich der modern eingerichteten Wohnung ebenso anpaßt wie der Zimmereinrichtung im konventionellen Stil. Darüber hinaus wird aber vor allem auch die Jugend diesem Gerät sehr viel Interesse entgegenbringen. Einen Tonarm oder Plattenteller sucht man vergeblich, denn das neue Gerät stellt sich als vollkommen geschlossenes Ganzes vor, lediglich ein Schlitz zum Einführen der Schallplatte ist vorhanden, alles andere — bis zur Herausgabe der Platte nach beendetem Spiel — übernimmt der Schallplattenautomat selbst. Dadurch sind alle nur irgendwie denkbaren Bedienungsfehler von vornherein ausgeschaltet.

Einen Überblick über die Wirkungsweise der „Mignon“-Automatik geben die beiden Chassis-Ansichten und das Wegschema. Der Anschlagstift C steuert beim Einstecken einer

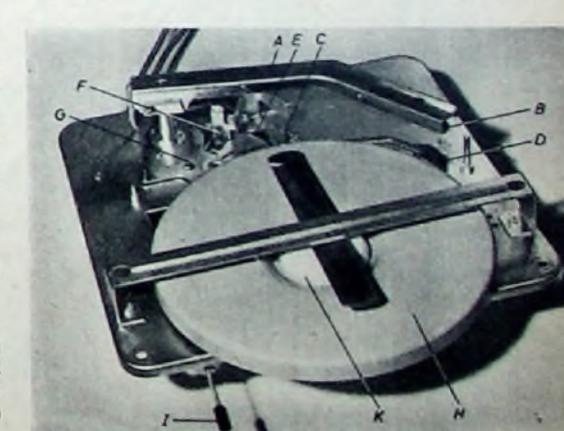
Platte alle für das Ingangsetzen notwendigen Vorgänge. Ist während des Einführens der Platte der Anschlagstift C 2 mm nach hinten gedrückt worden, dann hat einer der drei Steuerarme des mit ihm verbundenen Schaltsegments L den Netzschalter N betätigt und läßt den Motor anlaufen. Nach 6 mm Weg hebt der zweite Arm über den Steuerhebel P den Bobby K, der die Platte einwandfrei zentriert. Schließlich senkt nach rund 14 mm Weg dann der dritte Arm über den Hubstift M das Tonabnehmersystem auf die Platte, und in seiner Endstellung gibt der Anschlagstift C die Sperrklinke E und damit die horizontale Tonarmbewegung frei, während der hochgehende Bobby K den NF-Schalter O öffnet. Hat die Platte nach beendetem Abspielen die Auslaufrille erreicht, dann stößt der Mitnehmer F den Kipphebel G an, der von einer Zahnscheibe unter dem Plattenteller H zurückgestoßen wird und dadurch das Schaltsegment L in die Ausgangslage zurückschiebt. Alle weiteren Vorgänge bis zum Herausschieben der Platte spielen sich dann wie folgt ab: Während das Kristallsystem B angehoben wird, senkt sich gleichzeitig der Bobby K und schließt den NF-Schalter O. Ist der Tonkopf frei, erfolgt die Rückführung des Tonarms A in die Ausgangsstellung, der Anschlagstift C rückt wieder vor und schiebt die Platte durch den Schlitz heraus. Kurz vor beendeter Plattenausgabe arretiert die Sperrklinke E den Tonarm A, und erst dann wird der Motor ausgeschaltet.

Bemerkenswert ist noch, daß durch die Bewegungen des Anschlagstiftes C gleichzeitig die Saphirbürste D geschwenkt wird und somit jedesmal beim Ein- und Ausschalten den Saphir von möglicherweise anhaftendem Staub oder Fasern reinigt. Beim Abspielen ist es möglich, den Abspielvorgang jederzeit zu unterbrechen. Drückt man die auf der Vorderseite des Schallplattenautomaten liegende Unterbrechungstaste I, dann wird dadurch das Schaltsegment L in die Ausgangslage zurückgedrückt und die Platte gleichzeitig ausgeworfen.

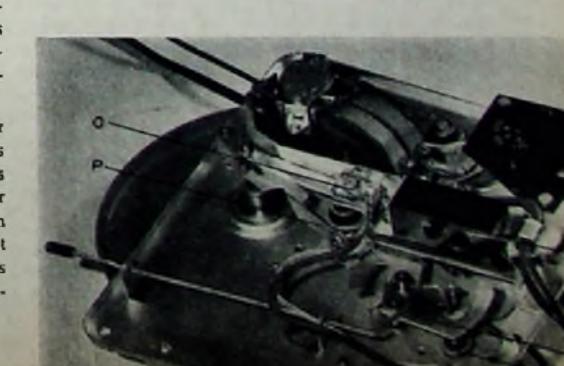
Wir haben ein erstes Serienmuster in der Erprobung sehr gequält, aber Versager hat es nicht gegeben. Die Automatik arbeitete stets so zuverlässig, daß auch bei ausgesprochener „Boswilligkeit“ keine Fehler in der Funktion auftraten. Die Wiedergabequalität befriedigt sehr hohe Ansprüche, und der Gleichlauf des über einen Reibradantrieb von einem Asyn-



chronomotor angetriebenen Plattentellers läßt keine Rumpelgeräusche hörbar werden. Das leichte und handliche Gerät läßt sich überall leicht aufstellen. Angenehm ist, daß ein auf der Unterseite zugängliches Kabelschlauch mit Schiebeklappe bei Nichtgebrauch die 1,50 m lange Netzschnur und das 1,20 m lange Tonabnehmerkabel aufnimmt, so daß dann noch nicht einmal Anschlußleitungen sichtbar sind.



Chassisansichten des „Mignon“ von oben und unten



Beitrag zur gehörrichtigen Tiefen- und Höhenentzerrung

DK 621.372.55.534.7

Hat bei einer elektroakustischen Übertragung die Wiedergabe eine andere Lautstärke als das Original, so ergibt sich infolge der bei verschiedenen Lautstärken unterschiedlichen frequenzabhängigen Empfindlichkeit des Ohres ein anderer Klangeindruck. Diese Änderung versucht man gewöhnlich im elektrischen Teil der Anordnung auszugleichen. Zu diesem Zweck sind die Kurven gleicher Lautstärke unerlässlich.

Die ersten, wenn auch noch nicht sehr genauen Kurven gleicher Lautstärke gab Kingsbury an (1927). Er fand auch die hierfür nötige Voraussetzung, daß man nämlich Töne verschiedener Frequenz subjektiv auf gleiche Lautstärke einregeln kann. Hierbei handelt es sich um eine echte Gleichheit, denn wenn I_1 gleichlaut I_2 und I_2 gleichlaut I_3 ist, so sind auch I_1 und I_3 gleichlaut. Die Kurven gleicher Lautstärke werden dadurch gewonnen, daß man die verschiedenen Frequenzen gleichlaut mit einem 1000-Hz-Ton einstellt, dessen Schalldruck dekadisch gesteigert wird. Das Ergebnis zweier moderner Messun-

zwischen 40 und 90 Phon liegt, ergeben sich daraus viele verschiedene Ausgleichsmöglichkeiten.

Bei der Aufnahme wird der Klang meistens mit einer festen Lautstärke von etwa 80 Phon abgehört. Hier ist also nur die Differenz zwischen der Originallautstärke und 80 Phon zu bilden (Abb. 2a). Soll nun ein so eingeregelter Klangbild mit anderer Lautstärke wiedergegeben werden (Rundfunk- oder Schallplattenwiedergabe), so gilt ebenfalls Abb. 2a, man muß nur Anheben und Absenken miteinander vertauschen. Hierbei bedeuten in Abb. 2a die positiven dB Anheben, während bei der Aufnahme die jeweiligen Frequenzen um den gleichen Betrag zu dämpfen sind.

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nur ein nachträglicher Ausgleich entsprechend den Kurven gleicher Lautstärke gewählt, es besteht aber auch die Möglichkeit, ihn direkt mit der Lautstärkeregelung zu kombinieren. Hierdurch erhält man den sogenannten gehörrichtigen Lautstärkeregl. Seinen Frequenz-

auch Fächerentzerrer genannt. An ein solches Netzwerk sind folgende Bedingungen zu stellen:

1. Die Dämpfung der mittleren Frequenz (1000 Hz) soll sich bei der Regelung nur unwesentlich ändern, damit die Lautstärke erhalten bleibt;
2. der lineare Frequenzgang muß sich in stetigem Übergang einstellen lassen, damit auch Original- und Wiedergabelautstärke gleich sein können;
3. günstig wäre eine voneinander unabhängige Drehung der Höhen- und Tiefengerade um die mittlere Frequenz, entsprechend Abb. 2a.

Die Tonblenden (auch Formant- und Baßregler) der Rundfunktechnik scheiden bereits wegen der ersten beiden Forderungen aus. Auch zwei von Pfeiffer [3, 4] beschriebene Netzwerke erfüllen nur die Forderungen 1 und 2, da bei ihnen die Regelung immer unter dem gleichen Winkel des Frequenzanstieges erfolgt und nur die Grenzfrequenz

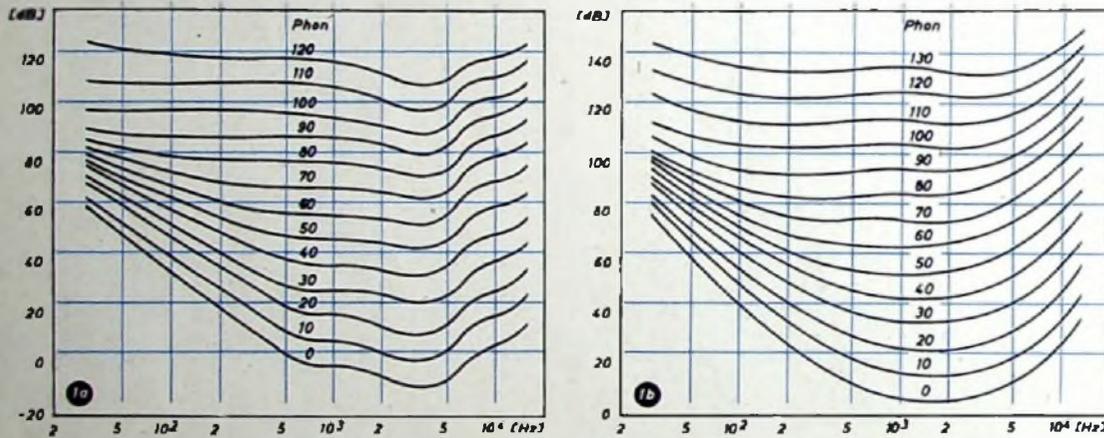
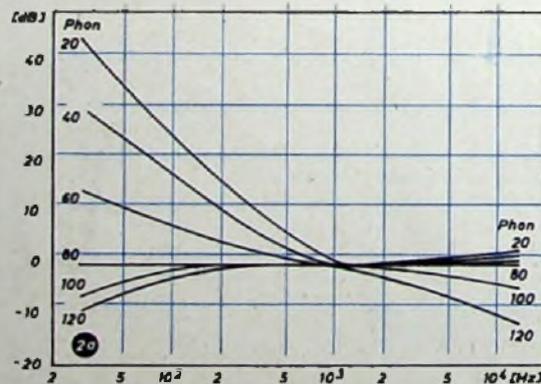


Abb. 1. Kurven gleicher Lautstärke in dB über $2 \cdot 10^{-4}$ dyn/cm²; a) nach Fletscher und Munson (1933) bei 1 m frontalem Kopflabstand von der Schallquelle, b) nach Stevens und Davis (1938), bei Kopfhörerbetrieb gemessen

gen ist in Abb. 1 wiedergegeben. Die Kurve 0 Phon ist die Hörschwelle; Schalldrücke, die darunter liegen, sind nicht mehr hörbar. Da die Hörschwelle jedoch nicht konstant ist — sie zeigt außer individuellen Schwankungen auch Unterschiede in der Adaption —, wurde der Normalpegel (0 Phon bei 1000 Hz) auf $2 \cdot 10^{-4}$ dyn/cm² festgelegt. Die Unterschiede im Kurvenverlauf der Abb. 1a und b erklären sich aus den verschiedenen Meßmethoden. Stevens und Davis (Abb. 1b) gewannen ihre Kurven im Kopfhörerbetrieb; Fletscher und Munson (Abb. 1a) benutzten hingegen die Standardmethode (Lautsprecher frontal in 1 m Abstand vom Kopf), bei der frequenzabhängige Stauungen am Ohr auftreten, die eine Empfindlichkeitserhöhung und den weniger glatten Kurvenverlauf ergeben [1, 2].

Die anfangs erwähnte Klangänderung kommt dadurch zustande, daß sich die verschiedenen Kurven durch senkrechte Parallelverschiebung nicht zur Deckung bringen lassen; besonders bei den Frequenzen unterhalb 1000 Hz treten erhebliche Differenzen auf. Da die Originallautstärke praktisch jeden Wert annehmen kann, die Wiedergabelautstärke aber meistens



gang gewinnt man aus den Kurven der Abb. 2a durch Addition der zur Phonzahl gehörenden Dämpfung. Dieser Regler hat dann optimale Eigenschaften für alle Darbietungen, die bereits auf 80 Phon entzerrt sind, also auch für Rundfunk und Schallplatte.

Für eine richtige Wiedergabe ist aber zu beachten, daß die mit einem derartigen Regler eingestellte Phonzahl auch wirklich im Abhörraum vorhanden ist.

Um Entzerrungen gemäß Abb. 2a vornehmen zu können, benötigt man Netzwerke, die diesen Verlauf weitgehend nachbilden. Sie werden vielfach Höhen- und Tiefenentzerrer oder

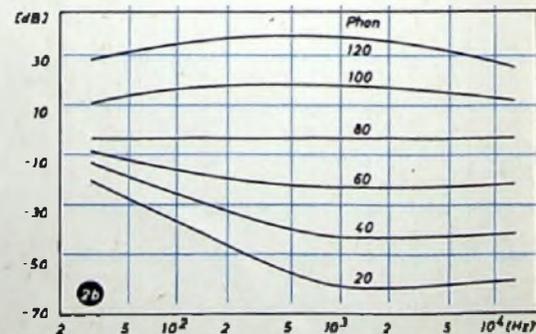


Abb. 2. Ausgleichskurven für die Wiedergabe; a) Abweichungen bei von 80 Phon verschiedenem Pegel, b) Kurven für eine gehörrichtige Lautstärkeregelung



Abb. 3. Schematischer Frequenzgang der von H. Pfeiffer beschriebenen Fächerentzerrer

verändert wird (Abb. 3). Diese Regelung ist zwar im Studiobetrieb üblich, sie stimmt aber nur mäßig mit den richtigen Kurven der Abb. 2a überein [5]. Eine weitaus bessere Annäherung an die gewünschten Kurven liefert die nachstehend beschriebene Schaltung, die sich aus den Teilen der Abb. 4a...d zusammensetzt. Zur Darstellung der Frequenzgänge der einzelnen Teilschaltungen wird die Größe \mathfrak{R} , das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung, berechnet.

$$\mathfrak{R} = \frac{u_a}{u_0} \quad (1)$$

Stellt x das Verhältnis der Teil- zur Gesamtpotentiometerspannung dar, so ergibt sich für die Schaltung Abb. 4a

$$\mathfrak{R}_a = \frac{(1-x)R + \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(1-x)j\omega RC + 1}{j\omega RC + 1}$$

Wird hier $\omega RC = \Omega$ eingeführt, folgt

$$\mathfrak{R}_a = \frac{(1-x)j\Omega + 1}{j\Omega + 1}$$

und daraus

$$|\mathfrak{R}_a|^2 = 1 - \frac{(2x-x^2)\Omega^2}{1+\Omega^2}$$

Mit

$$2x-x^2 = t_b \quad (3)$$

wird

$$|\mathfrak{R}_a|^2 = 1 - \frac{t_b}{1+\Omega^2} \quad (4a)$$

Für Abb. 4b sei folgende Ungleichung erfüllt:

$$R_1 \ll R \quad (5)$$

Setzt man außerdem noch

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = n \quad (6)$$

so gilt

$$\mathfrak{R}_b = \frac{1}{n} + \frac{n-1}{n} \cdot \frac{xR}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (7)$$

$$n^2 |\mathfrak{R}_b|^2 = 1 + \frac{(n-1)^2 \left(\frac{2x}{n-1} + x^2 \right)}{1 + \frac{1}{\Omega^2}}$$

und mit

$$\frac{2x}{n-1} + x^2 = t_b \quad (8)$$

wird

$$n^2 |\mathfrak{R}_b|^2 = 1 + \frac{t_b (n-1)^2}{1 + \frac{1}{\Omega^2}} \quad (4b)$$

Gilt für die tiefste zu übertragende Frequenz ω_0

$$PC\omega_0 \geq 1 \quad (9)$$

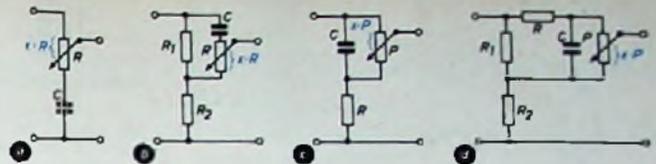
so kann der Spannungsteiler R, C (Abb. 4c) als unbelastet betrachtet werden; dann teilt P lediglich die Spannung an C .

$$\mathfrak{R}_c = \frac{R + (1-x)\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (10)$$

Daraus folgt mit (2) und (3)

$$|\mathfrak{R}_c|^2 = 1 - \frac{t_b}{1 + \Omega^2} \quad (4c)$$

Abb. 4. Teile des neuen Fächerentzerrers; a) Absenkung der Höhen, b) Anhebung der Höhen, c) Absenkung der Tiefen, d) Anhebung der Tiefen



Ähnlich ergibt sich für Abb. 4d mit (2), (5), (6), (8) und (9)

$$\mathfrak{R}_d = \frac{1}{n} + \frac{n-1}{n} \cdot x \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (11)$$

$$n^2 |\mathfrak{R}_d|^2 = 1 + \frac{t_b (n-1)^2}{1 + \Omega^2} \quad (4d)$$

Für die Auswertung dieser Formeln sei daran erinnert, daß der Frequenzgang eines einfachen RC-Tiefpasses (Abb. 4a mit $x=1$) durch zwei zueinander geneigte Geraden gut angenähert werden kann (Abb. 5a). Hierfür gilt (4a) mit $t_b=1$. Da t_b Werte von 0 bis 1 annehmen kann, ergeben sich die Frequenz-

sammensetzt, und die gemessenen Kurven zeigt Abb. 8. Auch er hat einen recht hochohmigen Ausgang. Werden Tiefen- und Höhenfächer über eine Röhre verbunden, erhält man den kompletten Fächerentzerrer. Außer dieser Reihenschaltung besteht auch die Möglichkeit einer Parallelschaltung der beiden Fächer (Abb. 9). Sie liefert zwar nicht so gute Frequenzgänge wie die Reihenschaltung, da sich Höhen- und Tiefenfächer leicht beeinflussen, hat aber den Vorteil einer kleineren Dämpfung. In Abb. 9 wurde auch der Eingangswiderstand etwas größer gewählt, so daß seine Dämpfung von 1:56 bereits durch eine vorgeschaltete Triode ausgeglichen werden kann; bei der Reihenschaltung ist dagegen die Dämpfung der mittleren Frequenz 1:400.

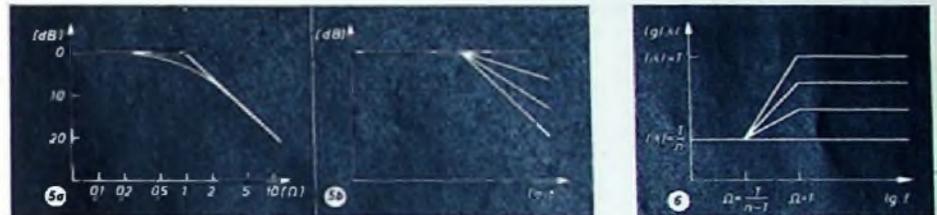


Abb. 5. Schematische Frequenzgangdarstellung eines Tiefpasses und Frequenzgänge der Schaltung nach Abb. 4a. Abb. 6. Schematische Frequenzgänge für Abb. 4b mit $n \gg 1$

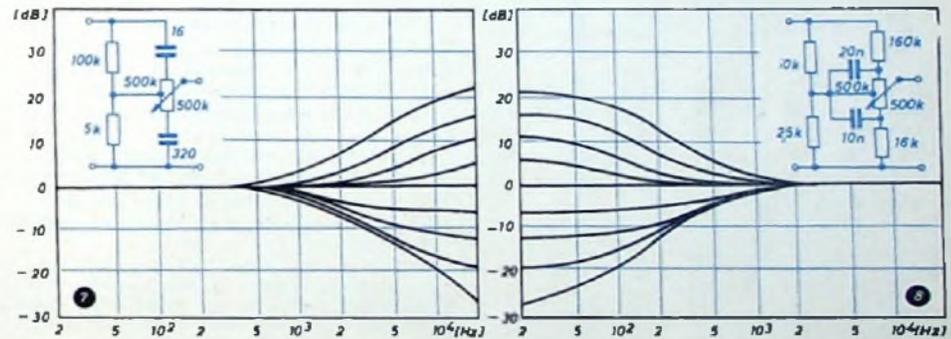


Abb. 7. Schallbild eines Höhenfächers und gemessene Frequenzgänge. Abb. 8. Schallbild eines Tiefenfächers und gemessene Frequenzgänge

gänge der Abb. 5b, die die schon genannte dritte Bedingung gut erfüllen. Gleichzeitig ist hiermit auch (4c) diskutiert, da nur $\frac{1}{\Omega}$ durch Ω zu ersetzen ist. Es werden also Höhen und Tiefen vertauscht. Die Schaltung Abb. 4b liefert dagegen für $n \gg 1$ Frequenzgänge entsprechend Abb. 6. Ähnlich verlaufen auch die Kurven zu Abb. 4d. Auch hier sind wieder wegen der Reziprozität in Ω Höhen und Tiefen zu vertauschen; der Knickpunkt auf der Geraden $|\mathfrak{R}| = \frac{1}{n}$ liegt jedoch bei $\Omega = n-1$.

Die Kombination der Schaltungen Abb. 4a und b ergibt den Höhenfächer. Um eine gleichmäßige Regelung zu erreichen, ist es zweckmäßig, als Potentiometer einen Überblender mit beidseitig logarithmischem Verlauf zu verwenden. Ein praktisches Beispiel mit gemessenen Frequenzgängen ist in Abb. 7 dargestellt. Hierbei ist zu beachten, daß die ohmsche und die Blindbelastung klein bleiben. Falls sich das nicht erreichen läßt, sind sämtliche Schaltelemente um den gleichen Faktor niederohmiger zu machen. Den Tiefenfächer, der sich aus den Schaltungen Abb. 4c und d zu-

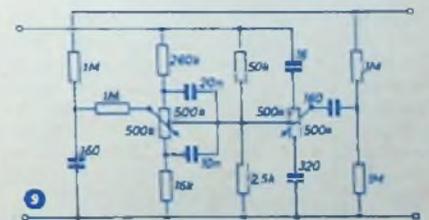


Abb. 9. Parallelschaltung Höhen- und Tiefenfächer

Die Schaltungen Abb. 7...9 sind so dimensioniert, daß sie von 70 Hz bis 16 kHz gut entzerren. Für noch tiefere Frequenzen ist n entsprechend zu vergrößern. Auch kann man mit diesen Schaltungen nur zwischen 40 und 120 Phon entzerren. Darüber hinaus genügen die maximalen Stellweiten der einfachen Pässe nicht mehr, und man muß Schwingkreise oder doppelte RC-Glieder einschalten. Das übliche Verfahren der gehörrichtigen Lautstärkeregelung ist mit seinen schematischen Kurven in Abb. 10 dargestellt. Es stimmt aber nur in einem kleinen Bereich mit den zu fordernden Kurven überein. Hier wird nun eine gehörrichtige Lautstärkerege-

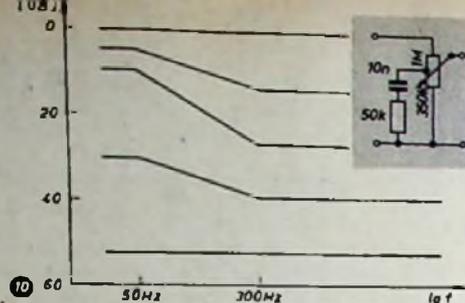


Abb. 10. Die klassische gehörhörige Lautstärkeregelung mit schematischen Frequenzgängen

lung beschrieben, die den Kurven der Abb. 2b recht nahe kommt (Abb. 11). Bei der Entwicklung war zu beachten, daß sich alle Kurven, wenn man sie nach links verlängert, bei etwa 10 Hz treffen. Diese Frequenz muß also die Grenzfrequenz für die Glieder $(R_1 + P_a) \cdot C_1$ und $(R_2 + P_b) \cdot C_2$ sein. Unter Vernachlässigung von C_3 erkennt man den Höhenfächer wieder, dessen Grenzfrequenz jetzt allerdings bei 10 Hz liegt. Die Widerstände R_1 und R_2 schränken den Regelbereich so ein, daß die Kurven von 1 kHz an zwar in verschiedener Höhe, aber linear verlaufen. n wird durch die Widerstände R_3 und R_4 bestimmt und hat den Wert 100. Der

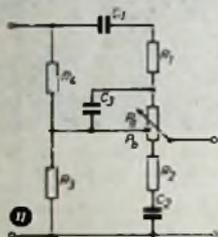


Abb. 11. Schaltung der neuen gehörhörigen Lautstärkeregelung

Kondensator C_3 dämpft die Höhen bei Lautstärken über 80 Phon. Für ein handelsübliches Potentiometer mit $P_a = 1$ MOhm, $P_b = 350$ kOhm und einen Regelbereich von 40 bis 100 Phon ergeben sich die Werte der nachstehenden Tabelle.

R_1 [MΩ]	R_2 [kΩ]	R_3 [kΩ]	R_4 [MΩ]	C_1 [pF]	C_2 [nF]	C_3 [pF]
10	3,5	20	2	15	50	80
0	3,5	5	0,5	300	50	0

Bei der größten Lautstärke ist die Dämpfung 20 dB. Um optimale Ergebnisse zu erhalten, muß man die Verstärkung unabhängig von diesem Regler so einregeln, daß die eingestellte Phonzahl auch wirklich im Abhörraum vorhanden ist. Andernfalls wird bei der Regelung nur eine recht gute Erhaltung des Klangbildes erreicht. In diesem Fall kann man auch noch die Dämpfung von 20 dB am Regler vermeiden und dadurch den Regelbereich auf etwa 80 Phon erweitern. Dafür gelten die Werte in der zweiten Reihe der Tabelle.

Schrifttum

- Skudrzyk, E.: Die Grundlagen der Akustik. Wien, 1954. Springer-Verlag, S. 584
- Franke, P., u. Lullies, H.: Gehör, Stimme, Sprache. Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953. Springer-Verlag, S. 138
- Pfeiffer, H.: Berechnung und Dimensionierung eines Fächerelementzerrers. FUNK UND TON Bd. 8 (1954) Nr. 8, S. 409—419
- Pfeiffer, H.: Höhen- und Tiefenelementzerrers in Gegenkopplungsschaltung. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd 9 (1955) Nr. 3, S. 109—110
- Schaffler, O.: Neue Studioteknik beim Rundfunk. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd 9 (1955) Nr. 1, S. 12—16

Bundesverdienstkreuz für Erich Graetz

Anläßlich seines 65. Geburtstages am 13. Oktober 1956 wurde Herrn Erich Graetz, Altens/Westfalen, in Anerkennung seiner Verdienste um den vorbildlichen Wiederaufbau der Graetz-Werke des Bundesverdienstkreuz verliehen

W. Hallerbach 50 Jahre



Am 20. Oktober 1956 wird Herr W. Hallerbach, Prokurist und Verkaufsleiter für Rundfunk und Fernsehen bei Braun, fünfzig Jahre alt. 1933 trat der Jubilar in die Verkaufsabteilung der Fa. Max Braun ein, die gerade seinerzeit damit beschäftigt war, das

Rundfunkgeräteeingesetz auf eine breite Basis zu stellen. Schon nach einjähriger Tätigkeit wurde ihm die Verkaufsleitung für das Inland übertragen. 1936 erhielt er die Handlungsvollmacht und 1953 Gesamtprokura.

Neuer Vizepräsident der Technischen Kommission der UER

Der technische Direktor des NDR, Herr Dr. Hans Rindfleisch, wurde zum Vizepräsidenten der Technischen Kommission der Europäischen Rundfunk-Union (UER) gewählt.

Technische Akademie Bergisch Land E. V.

In der neuen Kursusankündigung für November/Dezember 1956 sind u. a. nachstehend genannte „Technische Hauskurse“ aufgeführt:

- 12. 11.—16. 11. 1956, täglich 8.30—12.30 Uhr; Dr. E. Busse: Elektronische Geräte und Meßverfahren für die Kernenergie-Technik
 - 5. 12.—7. 12. 1956, täglich 9—12 und 14—17 Uhr; Dipl.-Math. W. Händlers: Praxis und Programmier-Technik bei elektronischen Rechenmaschinen (Digitalrechenmaschinen) mit Demonstration
 - 10. 12.—14. 12. 1956, täglich 8.30—12.30 Uhr; Dr.-Ing. W. Gohlke: Elektrisch-mechanische Meßtechnik
- Die Gebühr für jeden Kursus beträgt 45.— DM, für Mitglieder der Technischen Akademie 30.— DM. Die Kurse finden in der Technischen Akademie, Wuppertal-Elberfeld (Zoo), Hubertusallee 18, statt.

Prämierung wissenschaftlicher Arbeiten

Für seine in der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 10, S. 353—359, veröffentlichte Arbeit „Das Paralleladderwerk der PERM“ erhielt Dr.-Ing. W. E. Proebster einen Preis. Die Nachrichten-Technische Gesellschaft im VDE (NTG) hat beschlossen, solche Preise künftig regelmäßig für die besten im Vorjahr erschienenen wissenschaftlichen Veröffentlichungen auszusetzen. Für die Verleihung der Preise kommen nur NTG-Mitglieder unter 40 Jahre in Betracht. Insgesamt wurden für das Jahr 1955 vier Preise verteilt, und zwar an die Herren Dr.-Ing. G. Bosse, Dipl.-Math. E. Henze, Dr.-Ing. W. E. Proebster und Dr.-Ing. E. Zwicker.

Röntgenstrahlung von Bildröhren

Am 11. Oktober 1956 behandelte das Deutsche Fernsehen in einer Diskusion „Geiger-Zähler ticken schneller“ das heute jedermann interessierende Thema der Gefährdung des Menschen durch radioaktive Strahlung, an der führende Wissenschaftler teilnahmen und in sachlicher Form dieses aktuelle Thema diskutierten. Herr Professor Rajewski zeigte dabei die vielen Quellen von Strahlen aller Art auf und erwähnte, daß auch in der Bildröhre Röntgenstrahlen entstehen. Der Diskussionsleiter, Herr Kuby, nahm diese Ausführungen zum Anlaß, um den Zuschauern vor dem Bildschirm etwa sinngemäß zuzurufen: Also, meine Damen und Herren, bleiben Sie weit genug vom Bildschirm weg! Diese „Aufforderung“ ist — gelinde ausgedrückt — eine ungläubliche Verdrehung der Tatsachen, denn jedem Fachmann ist bekannt,

daß in Bildröhren mit Anodenspannungen von etwa 14...18 kW nur so weiche Röntgenstrahlen entstehen, daß sie schon fast vollständig vom Glas des Bildröhrenkolbens absorbiert werden. Genaue Untersuchungen des Radiologischen Instituts der Universität Freiburg haben bereits im Jahre 1954 gezeigt, daß die vor dem Bildschirm gemessene Dosis nur etwa ein Drittel des von der Deutschen Berufsagenossenschaft für Gesundheitsdienst und Wohlfahrtspflege als schärfste Forderung zugelassenen Wertes beträgt. Von einer auch nur theoretisch denkbaren Strahlenschädigung des Fernsehteilnehmers kann also niemals die Rede sein!

50 Jahre SOS

Der internationale Seerotruf „SOS“ bestand am 3. Oktober 1956 50 Jahre. 1906 handelten die Telefunken-Gesellschaft und die britische Marconi-Gesellschaft den später von 27 Ländern ratifizierten Seerufvertrag aus. Der Seerotruf „SOS“ war ursprünglich nicht als Buchstabenfolge gedacht (später wurde ihm sogar die Bedeutung „Save our souls“ — „Rettet unsere Seelen“ — unterlegt), sondern die fortgesetzte Ruffolge von drei Punkten drei Strichen drei Punkten sollte bei der damaligen Knallfunkentelegrafie einen „durchschlagenden“ Erfolg in den Bordstationen haben.

Fernseh-Standempfänger „HFK“

Die neue Fernseh-Rundfunkkombination „HFK“ von Braun ist mit dem Fernsehempfänger „FS 2/12“ (53-cm-Bildröhre) und dem Rundfunk-Chassis „RC 61“ bestückt. Ferner enthält dieser Schrank einen Plattenwechsler mit Doppelsaphir für Normal- und Mikrotönen. Das helle Gehäuse mit schwarzen, schrägen Füßen ist dem modernen Stil anderer Braun-Geräte angepaßt. Der Ton wird durch vier Lautsprecher von vorn unten abgestrahlt.

Schautafel für die EL 84

Für Lehr- und Anschauungszwecke in Schulen, Lehrwerkstätten und auch für den Fachhandel hat die Valvo GmbH eine sehr instruktive Schautafel der Endverstärkeröhre EL 84 herausgegeben. Die übersichtliche Anordnung durch mehrfarbige Gestaltungen unterstützt, zeigt die einzelnen Teile der Elektronenröhre in den Phasen des Fertigungsablaufs.

8-mm-Heimkino mit Magnetton

In fünfjähriger Arbeit hat die Telefunken GmbH zusammen mit namhaften Schmalfilm-Geräteherstellern ein Verfilmungsverfahren entwickelt, das mit einer 8 mm breiten Tonspur auf 8-mm-Schmalfilm arbeitet.

Zimmerantenne „Telelix II“

Die Zimmerantenne „Telelix“ von Kalthrein, ein wellenformiger Dipol auf Kunststoff (s. FUNK-TECHNIK Bd 11 (1956) Nr. 14, S. 419), ist jetzt auch in der Ausführung „Telelix II“ für Empfang im Fernsehband III sowie im UKW-Bereich (Band II) und im Fernsehband I erhältlich. Das Einstellen des Empfangsbereiches F III, UKW oder F I erfolgt mit Hilfe eines Umschalters; für den Feinabgleich ist eine Abgleichvorrichtung eingebaut.

Wasserstoff-Thyratron 5949

Das neue Wasserstoff-Thyratron 5949 der Valvo GmbH ist ein indirekt beheiztes Dreielektroden-Thyratron mit einem Wasserstoffspeicher. Durch die Nachfuhr von Wasserstoff wird die Lebensdauer der Röhre verlängert. Das Thyratron ist besonders für Impulsmodulatorschaltungen (z. B. für Radaranlagen) geeignet und mit Impulsströmen von max. 500 A bei einer Dauer von einigen µs belastbar. Die Anoden-Spitzenspannung darf bis zu 25 kV betragen.

„Suprotex“-Kernbremse

Bei HF-Eisenkernen ist die Anbringung einer Kontermutter zum Fixieren des Kernes im Gewinde schlecht möglich. Legt man jedoch z. B. einen Streifen „Suprotex“ (eine gereckte Superpolyamidfolie von 0,03 bis 0,04 mm Stärke der Wiesbadener Firma Kalle & Co.) in das Gewinde mit ein, dann wird durch die elastische Schicht zwischen Kern und Spulenkörper ein sicheres Bremsen gegen unbeabsichtigtes Verdrehen erreicht. Die „Bremse“ läßt jedoch jederzeit ein zügiges Einstellen zu.

Amplitudenkonstanz von Vertikal-Ablenkschaltungen in Fernsehempfängern

Bei einzelnen Fernsehempfängertypen kann man während einer halb- bis einstündigen Erwärmungszeit einen fühlbaren Rückgang der Vertikal-Ablenkamplitude feststellen, der sich in einem niedriger werdenden Bild äußert. Zwar wird im allgemeinen das Raster etwas größer als das Format des Bildschirms geschrieben, so daß auch bei etwas kleiner werdender Vertikal-Amplitude das Bildformat erhalten bleibt; da jedoch die Horizontal-Ablenkamplitude ihren Wert kaum verändert, können dabei recht unangenehme Geometriefehler auftreten. Ein bei kaltem Gerät korrekt eingestellter Kreis erscheint nach einer gewissen Betriebszeit als kreisähnliche Ellipse.

Im Verlaufe einer Reihe von Messungen zeigte sich, daß die Abnahme der Vertikal-Ablenkamplitude in erster Linie durch den während der Erwärmung zunehmenden ohmschen Widerstand der Vertikal-Ablenkspulen bedingt ist. Die Widerstandszunahme bei Kupfer ist etwa $0,4\%/^{\circ}\text{C}$. Bei einer Temperaturerhöhung um 20°C , die in der Praxis infolge Erwärmung durch den Ablenkstrom und die allgemeine Temperaturzunahme innerhalb des Gerätes leicht erreicht werden kann, ist die Widerstandszunahme immerhin 8% . Während sich diese Widerstandsänderung der Ablenkspulen auf die Horizontalablenkung nur unwesentlich auswirkt, da bei der hohen Frequenz in erster Linie der induktive Widerstand den Ablenkstrom bestimmt, kann sie auf die Vertikalablenkung von erheblichem Einfluß sein. Infolge des bei der 50-Hz-Kippfrequenz recht kleinen induktiven Widerstandes stellt die Ablenkspule hier eine überwiegend ohmsche Belastung für die Endstufe dar. Es hängt nun stark von der angewandten Schaltung ab, wie weit sich die erwähnte Widerstandsänderung auf den Ablenkstrom auswirkt.

Vom Verfasser wurden an Hand von Versuchsanordnungen einige Schaltungen auf ihr diesbezügliches Verhalten untersucht.

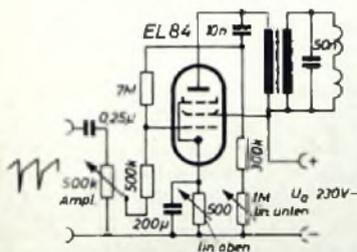


Abb. 1. Entzerrung durch Spannungsgegenkopplung

Eine Ablenkendstufe mit verhältnismäßig starker Spannungsgegenkopplung (Abb. 1), wie sie in ähnlicher Form in einigen handelsüblichen Fernsehempfängern zu finden ist, zeigte während der Erwärmung der Ablenkspulen einen recht merkbaren Rückgang des Ablenkstromes. Während dieser um etwa $7,5\%$ abfiel, stieg die an den Ablenkspulen liegende Spannung nur um 2% an. Durch die Spannungsgegenkopplung wird der wirksame innere Widerstand der Endröhre verhältnismäßig niedrig, so daß die Schaltung als von der Belastung wenig abhängige Spannungsquelle zu betrachten ist.

Trotz unbestreitbarer Vorteile, die die Gegenkopplung mit sich bringt, scheint die Anwendung einer solchen Schaltung bei höheren Anforderungen an die Konstanz des Ablenkstromes nicht zweckmäßig.

Um den Ablenkstrom von Widerstandsschwankungen des Ablenksystems unabhängig zu machen, ist die Anwendung einer Endstufe mit hohem Innenwiderstand anzustreben. Hierzu ist eine normale, nicht spannungsgegengekoppelte Pentodenschaltung geeignet. Die üblicherweise im Gegenkopplungsweig vorgenommene Linearisierung kann ohne Schwierigkeiten in den Gitterkreis der Endröhre verlegt werden. Ein an dieser Stelle angeordnetes RC-Netzwerk (Abb. 2) bewirkt eine

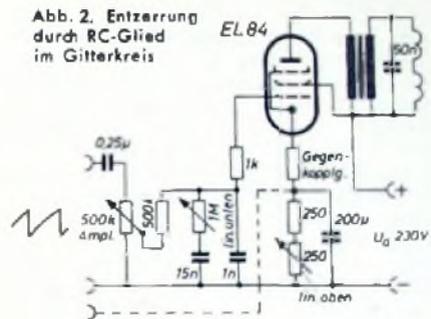


Abb. 2. Entzerrung durch RC-Glied im Gitterkreis

integrierende Vorverzerrung des Steuersägezahnens. Die durch den Einfluß der Querrinduktivität des Ausgangstrafos entstehende Verformung des Ablenkstromes wird hierdurch kompensiert. Unter der vereinfachten Annahme eines linear ansteigenden Steuersägezahnens müßte die Zeitkonstante der Vorverzerrung derjenigen des Ausgangsübertragers mit angeschlossener Belastung entsprechen. Die Verhältnisse werden unübersichtlicher, wenn man den Einfluß der Kennlinienkrümmung der Endröhre, den in der Praxis nicht geraden, sondern leicht exponentiellen Anstieg der Steuerspannung, die bei Weitwinkelablenkung auftretenden besonderen Forderungen an die Kurvenform des Ablenkstromes und je nach Schaltung den differenzierenden Einfluß des Katodenkondensators berücksichtigt.

Wenn durch einen einstellbaren Katodenwiderstand der Endröhre die Kennlinienkrümmung mit zur gewünschten Kurvenform herangezogen wird, ist im allgemeinen ein einfaches regelbares RC-Glied zur Vorverzerrung des Steuersägezahnens völlig ausreichend. Der Einfluß des Katodenkondensators kann dadurch ausgeschaltet werden, daß der Nullpunkt der Steuerspannung nicht an Masse, sondern an die Kathode der Endröhre gelegt wird. Die nachgezeichneten Oszillogramme Abb. 3...6 zeigen den Kurvenverlauf der Spannungen an verschiedenen Punkten der Anordnung nach Abb. 2. Besonderes Augenmerk muß bei dieser Schaltung der Unterdrückung der Spannungsspitzen am Ausgangstrafos während des Rücklaufes zugewandt werden, da diese wegen des großen Innenwiderstandes der Endröhre außerordentlich hohe Werte annehmen können. Zusätzlich zur bekannten RC-Bedämpfung des Ausgangsübertragers, die in die Schaltbilder nicht mit eingezeichnet wurde, hat sich das folgende Verfahren bewährt: Durch einen vom Gitter der Endröhre gegen Masse liegenden Kondensator wird eine gewisse Verschleifung der recht kurzen, vom Sperrschwinger gelieferten Rücklaufzeiten erzielt. Da bei gegebenem L des Ausgangsübertragers die induzierte Spannung $-di/dt$ also proportional zur Abfallsteilheit des Stromes wird, kann infolge des durch diese Maßnahme erreichten, etwas langsameren Stromabfalles der Endröhre keine ge-

fährlich hohe Spannungsspitze mehr am Ausgangstrafos auftreten.

Um die Verstärkung bei Alterung der Endröhre von Änderungen ihrer Eigenschaften unabhängiger zu machen, ist die Anwendung einer Stromgegenkopplung in Form eines nicht kapazitiv überbrückten Gegenkopplungsstandes in der Katodenleitung zu empfehlen. Selbstverständlich vergrößert sich hierbei der Gitterwechselspannungsbedarf infolge Verringerung der wirksamen Steilheit. Die Steilheit S' der gegengekoppelten Röhre wird

$$S' = \frac{S}{1 + (S \cdot R_k)}$$

wobei der für die Gegenkopplung wirksame Widerstand R_k in $k\Omega$, die Steilheit in mA/V einzusetzen ist.

Gleichzeitig bringt diese Stromgegenkopplung eine weitere Erhöhung des R_k mit sich. Eine nach den erwähnten Richtlinien ausgeführte Schaltung zeigte im Betrieb ein recht stabiles Verhalten. Der Rückgang des Ablenkstromes war unter gleichen Bedingungen, wie sie im Versuch mit der zuerst erwähnten Schaltung bestanden, weniger als 2% . Eine zu geringe Querrinduktivität des Ausgangsübertragers verschlechtert hierbei die erreichte Konstanz, da infolge des kleine-



Abb. 3. Form der vom Sperrschwinger gelieferten Steuerspannung für die Endstufe nach Abb. 2. (Die einzelnen Oszillogramme wurden mit unterschiedlicher Empfindlichkeit aufgenommen; ein unmittelbarer Amplitudenvergleich kann nicht erfolgen)



Abb. 4. Verlauf der Steuergitterspannung der Vertikal-Endröhre, gegen Masse gemessen. Die integrierende Vorverzerrung und die Verlängerung der Abfallzeit gegen Abb. 3 ist gut erkennbar



Abb. 5. Kurvenform der Spannung am Integrations-C von 15 nF in Abb. 2. Zusammen mit der am Serienwiderstand liegenden Spannung ergibt sich die Steuergitterspannung nach der Abb. 4



Abb. 6. Spannungsverlauf am Katodenkondensator der Endröhre; eine Vermeidung der hierbei auftretenden Differenzierung und damit eine Erleichterung der Entzerrung kann erzielt werden, wenn der Nullpunkt der Steuerspannung nicht gegen Masse, sondern an das obere Ende des Katoden-C gelegt wird (in Abb. 2 gestrichelt)

ren induktiven Parallelwiderstandes der Ausgangswiderstand der Endstufe niederohmiger wird. Netzspannungsschwankungen wirken sich selbstverständlich auch bei dieser Schaltung auf die Bildhöhe aus. Da jedoch die Horizontalablenkung gleichermaßen hiervon betroffen wird, ist eine Änderung der Bildgeometrie nicht zu befürchten.

Fernsehempfang für CCIR- und OIR-Norm

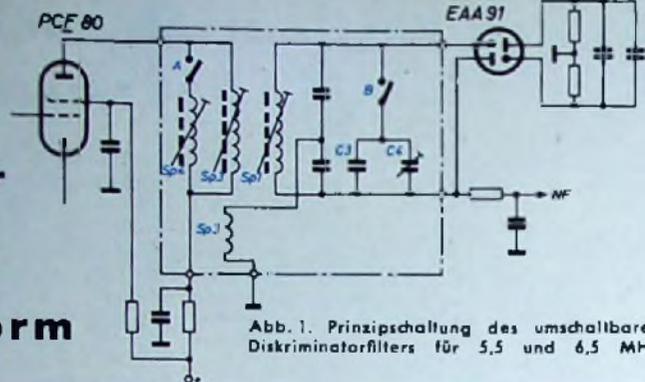


Abb. 1. Prinzipschaltung des umschaltbaren Diskriminatorfilters für 5,5 und 6,5 MHz

DK 621.397.662

In Grenzgebieten, in denen sowohl Fernsehsender nach der CCIR wie nach der OIR-Norm empfangen werden können, besteht der begriffliche Wunsch, beide Normen mit dem vorhandenen Empfangsgerät aufzunehmen. Bekannt ist für den Empfang der bei der OIR-Norm abweichenden Ton-ZF von 6,5 MHz (CCIR = 5,5 MHz) eine Lösung mit Hilfe eines aufsteckbaren oder separat einzubauenden Adapters (s. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 99 und Nr. 19, S. 561 sowie 566), bei dem ein Hilfsoszillator auf 1 MHz schwingt und bei OIR-Sendern mit der Ton-ZF von 6,5 MHz eine Differenz-Frequenz von 5,5 MHz oder bereits im Bild-ZF-Verstärker eine Tonzwischenfrequenz von 33,4 (an Stelle von 32,4 MHz) erzeugt. Auch der parallele Einbau eines getrennten, statt des 5,5-MHz-Tonteiles mit anschließendem FM-Demodulator einschaltbaren kompletten 6,5-MHz-Tonteiles führt zum Ziel (FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 19, S. 561).

Die neuen Siemens-Fernsehgeräte „T 643“ und „T 653“ können auf andere Weise für den Empfang beider Normen umgeschaltet werden. Hier hat man auf den Hilfsoszillator verzichtet und schaltet dafür den Ton-ZF-Teil von 5,5 MHz auf 6,5 MHz um. Das ursprünglich eingebaute Diskriminatorfilter wird dazu durch ein neues, umschaltbares ersetzt.

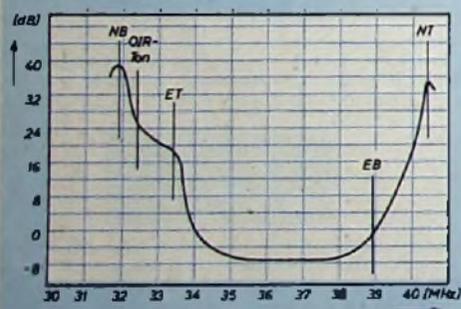


Abb. 2. ZF-Durchlaßkurve eines CCIR-Empfängers

Die Funktion dieses Filters geht aus der Schaltung nach Abb. 1 hervor. In der Stellung „CCIR“ ist der Schalter A geöffnet; der Schalter B ist geschlossen und legt der Sekundärspule des Filters Sp1 den Kondensator C3 sowie den Trimmer C4 parallel. Das Filter arbeitet nun auf 5,5 MHz. In der Stellung „OIR“ ist der Schalter B offen; mit dem nun geschlossenen Schalter A wird der Primärspule des Filters Sp3 eine zusätzliche Induktivität Sp4 parallelgeschaltet. Das Filter ist damit auf 6,5 MHz abgestimmt. Der Umbau des Empfängers geht sehr einfach vonstatten, da nur das neue umschaltbare Filter sinngemäß eingelötet werden muß. Das Filter ist mit einer genauen Einbauanweisung versehen und wird vorabgeglüht geliefert, so daß

nach dem Einbau lediglich ein geringer Nachabgleich notwendig ist. Über einen Zugschalter an der Geräterückwand kann nun der Empfänger auf die gewünschte Norm umgeschaltet werden.

Diese Lösung ist natürlich nur bei Geräten mit einer Ton-ZF-Stufe möglich, zweistufige Empfänger würden eine zusätzliche Umschaltung auch des 2. Filters erfordern; das würde die Sache zu sehr komplizieren.

Nun wird sich noch der Einwand erheben: Kommt der Ton-Träger im Abstand von 6,5 MHz zum Bild-Träger bei einem CCIR-Ge-

rät überhaupt bis zum Ton-Diskriminator durch? Die Antwort auf diese Frage geht aus Abb. 2 hervor, das die ZF-Durchlaßkurve eines CCIR-Empfängers zeigt (der HF-Teil ist für diese Betrachtung ohne Einfluß). Das Gerät arbeitet mit der genannten Zwischenfrequenz (Bildträger EB bei 38,9 MHz, Tonträger ET bei 33,4 MHz). Die Dämpfungswerte sind sämtlich auf den Bildträger (= 0 dB) bezogen. Der Eigenton (ET) ist gegenüber dem Bildträger um 20 dB abgesenkt, damit bei der Intercarrier-Bildung keine Bildmodulation auf den Tonträger kommt. Man erkennt an der Stelle ET die bei Intercarrier-Empfängern übliche sogenannte „Tontreppe“. An der Stelle NB (Nachbar-Bildträger, 31,9 MHz) ist wegen der notwendigen Selektion gegenüber einem Nachbar kanal-Sender eine Absenkung um 40 dB nötig. Diese Absenkung, die üblicherweise mit einer sogenannten „Falle“ erreicht wird, bringt aber ein Ansteigen der Durchlaßkurve links und rechts neben der Falle mit sich. Man erkennt aus der dargestellten Kurve, daß für den Tonträger der OIR-Norm noch ausreichend Verstärkung vorhanden ist. Hier ist die Absenkung gegenüber dem Bildträger etwa 26 dB. Sollte die Verstärkung des OIR-Tonträgers in besonderen Fällen nicht ausreichen, dann besteht immer noch die Möglichkeit, durch geringes Verschieben der Feinabstimmung den Tonträger an eine Stelle höherer Verstärkung zu schieben, ohne die Übertragungsgüte merklich zu beeinflussen.

Kombiniertes AM-FM-Bandfilter

mit hohen Güten und sehr geringem magnetischem Streufeld außerhalb des Bechers

Ein modernes Rundfunkgerät mit UKW- und AM-Empfangsteil benötigt für seinen Aufbau weit mehr Schaltelemente und Bauteilgruppen als dies noch vor Jahren der Fall war. Diese Elemente müssen jedoch praktisch auf der gleichbleibenden Größe eines Chassis Platz finden, da das zugehörige Gehäuse in seinen Abmessungen, auch aus wirtschaftlichen Gründen, nicht im Verhältnis zu seinem technischen Aufwand wachsen kann. Je kleiner deshalb die Bausteine in ihren Dimensionen und besonders in ihrer Grundfläche sind, um so leichter kann diese Forderung erfüllt werden. Schaltelemente und Gerätebausteine lassen sich jedoch nicht in einem beliebigen Maßstab verkleinern, da die elektrischen Bedingungen, die sie erfüllen müssen, gewisse Abmessungen und Abstände erfordern. Dies trifft hinsichtlich des Aufbaus von Bandfiltern in erhöhtem Maße zu.

Ein neu entwickeltes, kombiniertes AM-FM-Bandfilter, das in dem neuen Braun-Chassis „RC 61“ verwendet wird, hat eine Grundfläche von 36 x 38 mm und eine Bauhöhe von 75 mm. Der Gütewert der FM-Filterkreise liegt bei 100 und entspricht dem Stand der Technik. Beim Aufbau der AM-Filterkreise war neben der Forderung nach erhöhter Güte besonderes Augenmerk auf das magnetische Streufeld außerhalb des Bechers zu legen, da, bedingt durch den gedrängten Aufbau, die drehbare Ferritantenne in unmittelbarer Nähe der Bandfilter untergebracht werden mußte. Der Aufbau der Spulenkörper erfolgt auf einer senkrecht stehenden Montageplatte aus Hartgewebe, deren Unterseite gleichzeitig als Lötenträger ausgebildet ist. Alle Spulennähen stehen horizontal, so daß der Abgleich aller 4 Induktivitäten von einer Seite aus durchgeführt werden kann. Die AM-Filterspulen sind auf einem Spulenkörper für

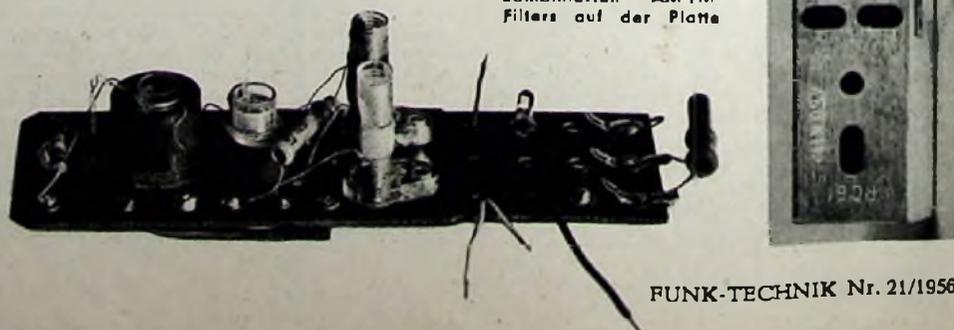
6-mm-Kern aus 10 x 0,05 mm HF-Litze gewickelt und sitzen in ungleich hohen Schalen aus hochpermeablem Ferrit. Die unterschiedlichen Höhen der Schalen ermöglichen eine induktive Kopplung beider Spulen, ohne das der räumliche Abstand so klein werden muß, daß auf Grund der hohen Dielektrizitätskonstante der Ferritschalen eine kapazitive Kopplungskomponente wirksam wird. Die Filterspulen sind gegeneinander verschleppbar angeordnet, so daß der erforderliche Kopplungsabstand in Abhängigkeit von der nachgeschalteten Belastung immer auf den von der Entwicklung vorgeschriebenen Wert eingestellt werden kann. Die Montageplatte wird in Führungsnuten des Bechers eingeschoben und ist räumlich im Becher so angeordnet, daß der Abstand der offenen Ferritschalenseite zum Becherwand ein Maximum wird.

Die AM-Filterspulen haben einen Gütewert Q von 210. Bei Kopplung entsprechend $k \times Q = 1$ ist die Bandbreite 3,1 kHz, und die 9-kHz-Selektion erreicht für ein Filter den Wert von 1 : 32.

Das magnetische Streufeld ist auf Grund der verwendeten Ferritschalen sehr klein und ist außerdem durch den übergeschobenen Aluminiumbecher reduziert, so daß die drehbare Ferritantenne in unmittelbarer Nähe der Bandfilter angeordnet werden konnte. W. Minner

Blick auf die Rückseite der teilweise aus dem Abschirmbecher herausgezogenen Hartgewebe-Montageplatte

Unten: Aufbau des kombinierten AM-FM-Filters auf der Platte



Tastgerät für drahtlose Fernsteuerung

In Deutschland gibt es bereits einige hundert Lizenzen für den Betrieb von Modell-Fernsteueranlagen. Dabei liegt das Hauptanwendungsgebiet (etwa 65%) aller lizenzierten Anlagen beim Flugmodellbau. Es ist anzunehmen, daß sich immer mehr Bastler, Modellbauer oder auch Funkamateure mit dem Bau von Versuchsanlagen für Fernsteuerzwecke beschäftigen werden.

Die Eigenart eines Flugmodells erfordert es, daß auch die Fernsteueranlage möglichst geringes Gewicht hat. Deshalb wird von vielen Modellfliegern eine Einachssteuerung benutzt, die zur Ruderbetätigung das Schaltsternprinzip verwendet¹⁾. Auch aus Gründen der Einfachheit und Billigkeit zieht man dieses System gern den wesentlich komplizierteren Mehrkanalsteuerungen vor. Trotz aller Einfachheit sind aber auch bei der Einkanalsteuerung Ver-

bei einem vierarmigen Schaltstern für „Ruder rechts“ drei Impulse, für „Ruder links“ ein Impuls erforderlich. Beim Loslassen des „Steuerknüppels“, also in seiner Mittellage, sendet das Tastgerät automatisch einen bzw. drei weitere Impulse, damit das Ruder wieder in seine Ausgangsmittellage zurückkehrt. Die Funktion des Gerätes, das außer dem Kelloggsschalter und einer Taste des Relais enthält, ist mit Hilfe von Abb. 1 und des Relaisdiagramms (Abb. 2) leicht zu verstehen.

Bringt man z. B. den „Steuerknüppel“ in die Stellung „Ruder rechts“, so öffnet Kontakt r_2 , während r_0 schließt. Über den Stromkreis —, r_2 , I_2 , A-Relais, + kommt das A-Relais und über den Stromkreis —, r_2 , Einzelmultipulstaste, e_1 , c_1 , a_1 , J-Relais, + das J-Relais unter Strom. Durch den Anzug des J-Relais bekommt der Sender über den I_1 -Kontakt den 1. Impuls. Die

lage gedreht worden und bleibt so lange in dieser Stellung, bis der „Steuerknüppel“ in die Mittellage gebracht wird. Dabei gehen die r -Kontakte in die Ausgangsstellung zurück und das F-Relais erhält über r_1 und e_2 Strom. Der I_1 -Kontakt betätigt wieder das J-Relais, das den 4. Impuls tastet, und das Ruder kommt wieder in die Ausgangsmittellage. Durch das Öffnen der Kontakte I_2 , a_2 , b_2 , c_2 , d_2 , e_2 werden der Reihe nach die Relais A, B, C, D, E und F stromlos, und die Relais-Automatik ist wieder zum Empfang weiterer Steuerbefehle vorbereitet.

Bei Betätigung des Steuerknüppels für die Linkslage des Ruders wird von der Relaiskombination zuerst nur ein Impuls gegeben. Nach Loslassen des Steuerknüppels werden die drei weiteren Impulse getastet, die das Ruder über Mittel- und Rechtslage in die Ausgangsmittellage zurückstellen.

Sollten auf dem Übertragungsweg zwischen Steuerknüppel und Steueranlage des Flugmodells Impulse verlorengehen, so kann mit Hilfe der Einzelmultipulstaste der Gleichlauf zwischen Impulstastgerät und dem Schaltstern der Ruderanlage wiederhergestellt werden.

Um ein sicheres Arbeiten des Schaltsterns zu gewährleisten, haben die Relais A bis F eine Anzug- bzw. Abfallverzögerung von etwa 200 ms. Diese Verzögerung erreicht man mittels einer Kurzschlußwicklung von 4 Lagen blankem Cu-Draht von 0,5 mm Φ , die als unterste Wicklung (isoliert gegen den Kern) aufgebracht wird. Die übrigen Relaisdaten sind Tab. 1 zu entnehmen und gelten speziell für Flachrelais, wie sie in der Fernmelde-technik verwendet werden. Bei den älteren Fernmelderelais (Rundrelais) sind die obigen Daten jedoch auch brauchbar.

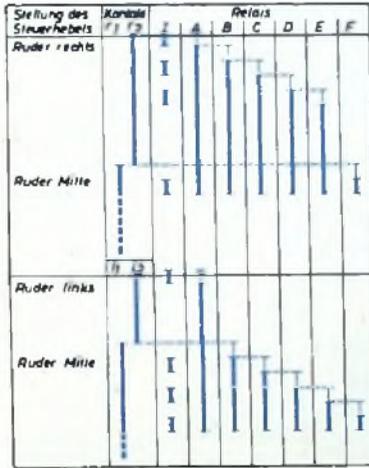
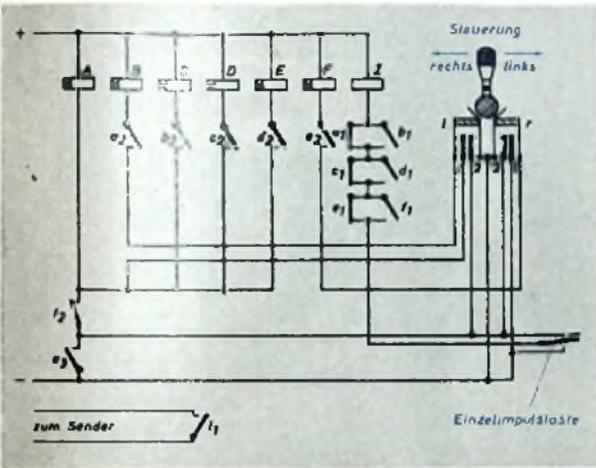


Abb. 1. Schaltung des Tastgerätes mit sieben Relais; die Relais A...F sind anzugs- und abfallverzögert (etwa 200 ms). Abb. 2 (rechts). Relaisdiagramm bei Betätigung des Kelloggsschalters (I und r)

Tab. 1. Relaisdaten für verschiedene Betriebsspannungen der Relais

U [V]	A...F			J-Relais		
	R [Ω]	Wdg.	Draht	R [Ω]	Wdg.	Draht
2,4	25	1800	0,3 CuL	25	2200	0,3 CuL
6,3	120	3600	0,2 CuL	120	4800	0,2 CuL
12,6	300	5580	0,15 CuL	300	6950	0,15 CuL

besserungen und Verfeinerungen möglich, die, soweit sie sich vornehmlich mit der Aufgabe beschäftigen, das Modell schneller und sicherer zu steuern, zu begrüßen sind.

Bei der Einkanal-Einachssteuerung wird fast allgemein eine Taste oder ein Druckknopfkontakt zur Tastung des Senders benutzt. Mit Hilfe eines einfachen Impulstastgerätes kann sich der Modellflieger das Steuern seines Modells wesentlich erleichtern. Während bei der Handtastmethode als großer Nachteil angesehen werden muß, daß man die Zahl der gesendeten und für den nächsten Steuerbefehl zu gebenden Impulse laufend mitzählen muß, sendet das hier beschriebene Gerät die Befehle automatisch. Der Modellflieger bedient lediglich einen Kelloggsschalter, dessen Griff man als „Steuerknüppel“ betrachten kann, und löst damit die für die beiden Ruderstellungen erforderlichen Impulse aus. Z. B. sind

Relais A bis F sind anzugs- und abfallverzögert. Die Anzugsverzögerung des A Relais bestimmt die Länge des 1. Impulses, der durch das Öffnen des a_1 -Kontaktes beendet wird. Der a_2 -Kontakt überbrückt während des Impulsablaufs die Einzelmultipulstaste, um versehentliche Störungen der Automatik durch Betätigen der Einzelmultipulstaste zu vermeiden.

Durch den a_2 -Kontakt bekommt das B Relais Strom über —, a_2 , I_2 , a_2 , B, +. Über den b_1 -Kontakt kommt das J-Relais wieder unter Strom und der I_1 -Kontakt tastet den 2. Sendepuls. Der b_2 -Kontakt schließt den Stromkreis für das C-Relais, das mit seinem c_1 -Kontakt das J-Relais unterbricht und somit den 2. Impuls beendet. Der c_1 -Kontakt betätigt das D-Relais. Das Schließen des d_1 -Kontaktes bildet den Beginn des 3. Impulses. Gleichzeitig bringt d_2 das E-Relais zur Wirkung, und das Öffnen von e_1 beendet nach Ablauf der Anzugsverzögerung des E-Relais den 3. Impuls. Nach Ablauf dieser drei Impulse ist das Ruder über Links- und Mittellage in die Rechts-

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Oktoberheft folgende Beiträge

- Impulsformerschaltungen in der industriellen Transistorschaltungstechnik
- Ein Gleichstrom-Meßverstärker mit Transistoren
- Ein Punkt- und Gittergeber für Laborzwecke
- Der Phasenschlebergenerator
- Der Tiefpaß als Kopplungsglied im konzentrischen Hochfrequenzkabel
- Zum elektrischen Antrieb von Raumschiffen
- Neue Geräte für die elektronische Datenverarbeitung
- 4. Jahrestagung der FTG
- Aus Industrie und Technik
- Zeitschriftenauslese • Patentschau
- Referate • Neue Bücher

Format DIN A 4 • monatl. 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

Allstrom-Einkreiser mit doppelter Rückkopplung und aperiodischer HF-Vorstufe

Dieser kleine Empfänger wurde als billiger Zweitempfänger entwickelt, der auch für den Anfänger ein geeignetes Bastelgerät ist.

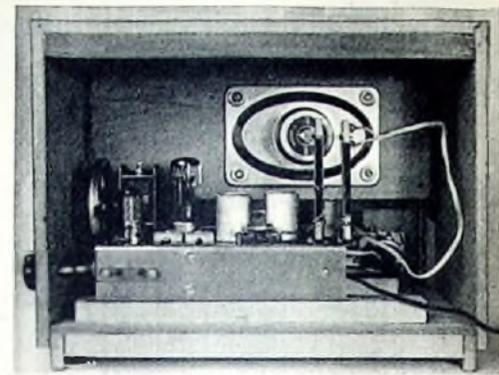
Schaltung

Um die Skala zuverlässig eichen zu können und Übersteuerungen des Audions zu vermeiden, wurde eine aperiodische HF-Vorstufe mit der Regelpentode UF 41 verwendet, die katodenseitig durch den Drehspannungsteiler P 1 geregelt wird. Das Eingangstretodensystem der UEL 71 arbeitet als Audion

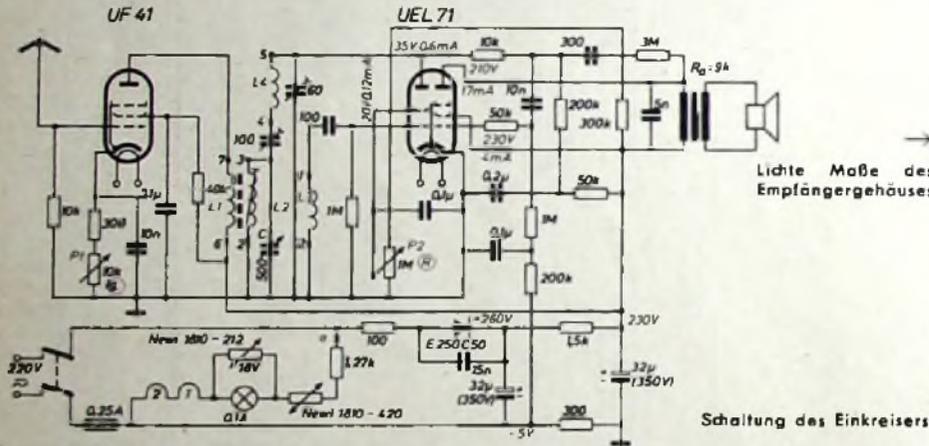
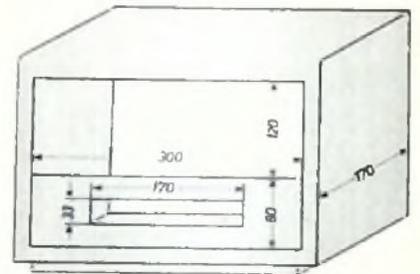
Der Spulensatz ist abweichend vom üblichen dimensioniert. Er besteht aus der Anodenkopplungsspule L 1 und dem im Anodenkreis des Audions liegenden Abstimmkreis L 2/C. L 3 koppelt mit L 2 und L 4. Alle Spulen sind im gleichen Windungssinn gewickelt und so angeschlossen, daß zwischen L 4 und L 3 eine positive Rückkopplung (Mitkopplung), zwi-

Die hinter dem Audion erhaltene Niederfrequenz wird dem Endtretodensystem der UEL 71 über die für diese Röhre vorgeschriebene RC-Kopplung zugeführt. Zur Verbesserung des Frequenzgangs liegt zwischen beiden Anoden der UEL 71 ein Gegenkopplungskanal, bestehend aus einem 3-MOhm-Widerstand und einem 300-pF-Kondensator.

Im Netzteil genügt der 1,5-kOhm-Widerstand zur Siebung. Lade- und Siebkondensator wurden reichlich gewählt, so daß der Empfänger ohne jedes Netzbrummen arbeitet. Zur Vermeidung von Modulationsbrummen ist der Trockengleichrichter E 250 C 50 durch einen 15-nF-Kondensator überbrückt. Im Heizstromkreis ist ein Heißeiter eingeschaltet, der den Einschaltstromstoß begrenzt. Ein zweiter Heißeiter überbrückt die Skalenlampe, so daß der Empfänger auch bei etwaigem Durchbrennen der Skalenlampe weiterspielt.



Rückansicht des Empfängers im Gehäuse (Rückwand abgenommen)



Schaltung des Einkreisers

schen L 2 und L 3 jedoch eine negative Rückkopplung (Gegenkopplung) vorhanden ist. Mit dem Trimmer 100 pF kann die Mitkopplung auf den günstigsten Wert eingestellt werden. Der 60-pF-Trimmer dient zur Ableitung restlicher Hochfrequenz. Die Rückkopplung selbst wird durch Ändern der Schirmgitterspannung des Eingangssystems der UEL 71 mit dem Schleifer von P 2 geregelt. P 2 bildet mit dem 300-kOhm-Widerstand einen Spannungsteiler.

Durch die zwelfache Rückkopplung läßt sich die Empfindlichkeit des Audions durch P 2 sehr nahe an den Schwingungseinsatz bringen. Der Empfänger arbeitet also mit ausgezeichneter Empfindlichkeit und mit für einen Einkreiser vorzüglicher Trennschärfe. Beim Regeln der Rückkopplung tritt ein Pfeifen nicht auf; der Schwingungseinsatz macht sich nur durch einen kleinen „Klapp“ bemerkbar

Spulensatz

Um den Aufbau nicht unnötig zu komplizieren, wurde der Empfänger nur für den Mittelwellenbereich ausgelegt. Als Spulenkörper wurde eine noch vorhandene Dralwid-Würfelspule benutzt, die wegen ihrer Unterteilung in sieben Kammern recht geeignet ist.

Diese Würfelspule hat einen K-Wert von 5,6; bei Verwendung von anderen Spulen mit beispielsweise einem Wert K_x , sind die in Tab. I angegebenen Windungszahlen w umzurechnen nach der Beziehung

$$w = K_x / 5,6$$

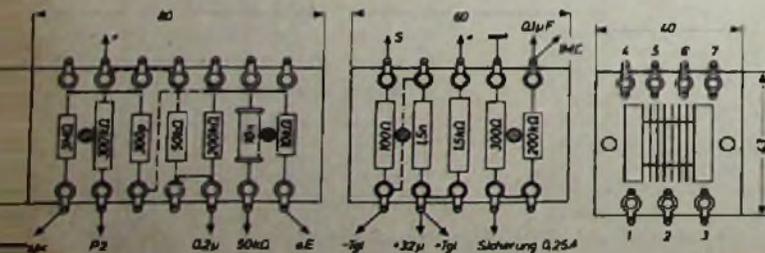
Die Spule ist auf einer kleinen, mit Lötösen versehenen Hartpapierleiste montiert.

Aufbau

Der Empfänger läßt sich bequem auf einem kleinen Alu-Chassis mit 140x210 mm Mon-

tagefläche aufbauen. Die Vorderseite des Chassis wurde etwas schrag gebogen (etwa 87° gegen die Waagerechte) und links eine kleine Platte angeklebt, die das Lautstärkepotentiometer symmetrisch zur Abstimmachse aufnimmt (s. S. 636). Die Anordnung der Einzelteile geht aus den Fotos hervor. Damit die Verdrahtung nicht unübersichtlich wird, wurden die hauptsächlichsten Widerstände und Rohrkondensatoren auf zwei kleinen Lötösenleisten angeordnet. Diese Lötösenleisten werden — ebenso wie der Spulensatz — in 10 mm Abstand vom Chassis mit je zwei Schrauben auf Abstandsrohren befestigt. Das Potentiometer P 2 ist an einem kleinen Winkel unter dem Chassis befestigt. Sein Achsstumpf wird mit einem Splint versehen, so daß der Bedienungsknopf bequem durch ein Loch in der rechten Seitenwand des Empfängergehäuses von außen angesteckt werden kann.

Der Gehäuseboden des Empfängers soll einen reichlichen Ausschnitt erhalten, damit man an alle Teile des Chassis für Messungen und Instandsetzungen heran kann, ohne das Chassis selbst auszubauen. Durch zwei Holzleisten passender Höhe und Länge, die auf dem Boden festzuleimen sind, bringt man das Chassis auf die richtige Höhe, so daß Abstimmachse und P 1-Achse symmetrisch zu beiden Seiten der Skala etwa auf Skalenmitte durch die Vorderplatte ragen. Die hinter der Skala liegende Holzleiste erhält vor dem Anleimen zwei kleine Winkel.



Die auf zwei Hartpapierstreifen vormontierten Widerstände und Kondensatoren und (rechts) der Spulensatz

Tab. I. Wickeldaten für die Dralwid-Würfelspule

Spule	Anfang	Ende	Kammer	Windungszahl [w]	Draht	Induktivität (Kern etwa halb eingedreht)
L 3	1	2	1	1 x 14	20 x 0,05	9 µH
L 2	3	2	2-6 unten	5 x 16	20 x 0,05	200 µH
			2 oben	1 x 5	3 x 0,08	34 µH
L 4	4	5	3-6 oben	4 x 7	3 x 0,08	75 µH
L 1	6	7	7	40	3 x 0,08	75 µH

FÜR HEIM UND BERUF



TELEFUNKEN „Magnetophon“ KL 65

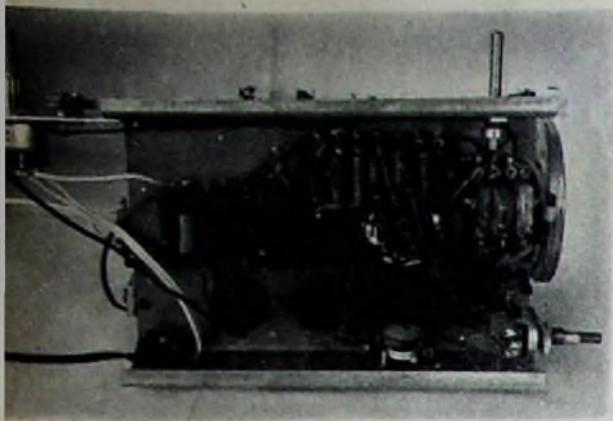
Das TELEFUNKEN-„MAGNETOPHON“ KL 65 ist bereits seit langem durch seine vorbildliche Hi-Fi-Klangqualität sowie durch die zuverlässige und ausgereifte Konstruktion zu einem festen Begriff in der Öffentlichkeit geworden.

Seit Beginn der neuen Saison liefert Ihnen TELEFUNKEN das „Magnetophon“ KL 65 in drei verschiedenen Ausführungen: Als Tischgerät und als truhenfertiges Magnetophon die Typen KL 65 T und KL 65 TU. Das KL 65 KU ist als autarkes Koffergerät mit fest eingebaute Endstufe und Lautsprecher erhältlich.

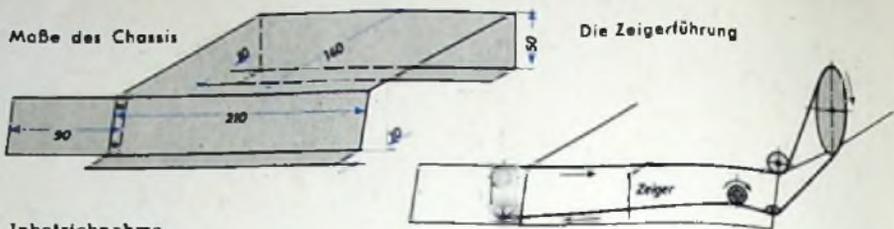
Bitte, fragen Sie bei Ihrer
TELEFUNKEN-Geschäftsstelle

WER QUALITÄT SUCHT - FINDET ZU TELEFUNKEN





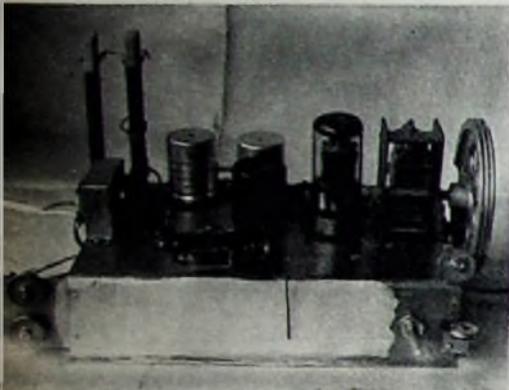
Blick in die Verdrahtung des Empfängers



Inbetriebnahme

Ist der Spulensatz richtig angeschlossen und wurde der Empfänger fehlerlos verdrahtet, dann wird das kleine Gerät auch auf Anhieb arbeiten. In den Heizkreis legt man am besten bei 0 (s. Schaltbild) einen Wechselstrommesser und stellt den

Heizstrom mit einer Schelle an dem 1270-Ohm-Vorwiderstand auf 100 mA ein. P 2 regelt die Rückkopplung, P 1 die Lautstärke. Man wird erstaunt sein, wie trennscharf der Empfänger arbeitet. Ein bereits eingebauter Pestsperrkreis erwies sich als überflüssig.



Das fertig montierte Empfängerchassis

unter die die nach vorn abgebogene Kante des Chassis geklemmt wird. Zwei kleine, auf der hinteren Holzleiste befestigte Knebel halten dann das Chassis unverrückbar fest, wenn man sie über die nach innen gebogene hintere Kante des Chassis legt. Als Lautsprecher hat sich ein ovaler Typ ausgezeichnet bewährt.

Stückliste der hauptsächlich verwendeten Einzelteile

- 1 UF 41 mit Fassung (Valvo)
- 1 UEL 71 mit Fassung (Lorenz)
- 1 Drehkondensator 500 pF, Nr. 355/1 (NSF)
- 1 Ovallautsprecher „P 155“, 2 W, mit Ausgangsübertrager (Faha)
- 2 keramische Trimmer, 100 pF (Dralawid)
- 1 Potentiometer „877 D 2“, 10 kOhm, neg. log., mit zwelpoligem Schalter (NSF)
- 1 Potentiometer „824“, 1 MOhm lin. (NSF)
- 1 Heißblei (Newl 1810—420) (NSP)
- 1 Heißblei (Newl 1810—212) (NSP)
- 1 Trockengleichrichter E 250 C 50 (AEG)
- 1 Skalenslampe, 18 V, 0,1 A (Nr. 3365) (Osram)

Kondensatoren

- 1 Rohrcondensator 100 pF (DK 36, 500 V) (NSP)
- 1 Rohrcondensator 300 pF (DK 36, 500 V) (NSP)
- 2 Sikatrop-Kondensatoren 10 nF, 250 V (S & H)
- 1 Sikatrop-Kondensator 15 nF, 250 V (S & H)
- 1 Papier-Rohrcondensator 5 nF (NSP)
- 3 Papier-Rohrcondensatoren 0,1 µF (NSP)
- 1 Papier-Rohrcondensator 0,2 µF (NSP)
- 2 Elektrolytkondensatoren 32 µF, 350/385 V (NSP)

Widerstände

- 0,25 W (DIN 43 403):
- 1 x 300 Ohm, 1 x 10 kOhm, 2 x 1 MOhm,
- 1 x 3 MOhm, 2 x 200 kOhm, 2 x 50 kOhm (NSP)
- 0,5 W (DIN 43 402):
- 1 x 300 Ohm, 1 x 40 kOhm, 1 x 300 kOhm (NSP)
- 2 W (DIN 41 404):
- 1 x 1,5 kOhm, 1 x 100 Ohm (NSP)
- 2 Streifenwiderstände (1000 Ohm und 500 Ohm) mit Abgreifschleife (Mayr)

H. KRUMM

Die eisenlose Endstufe in einer neuen Betrachtungsweise

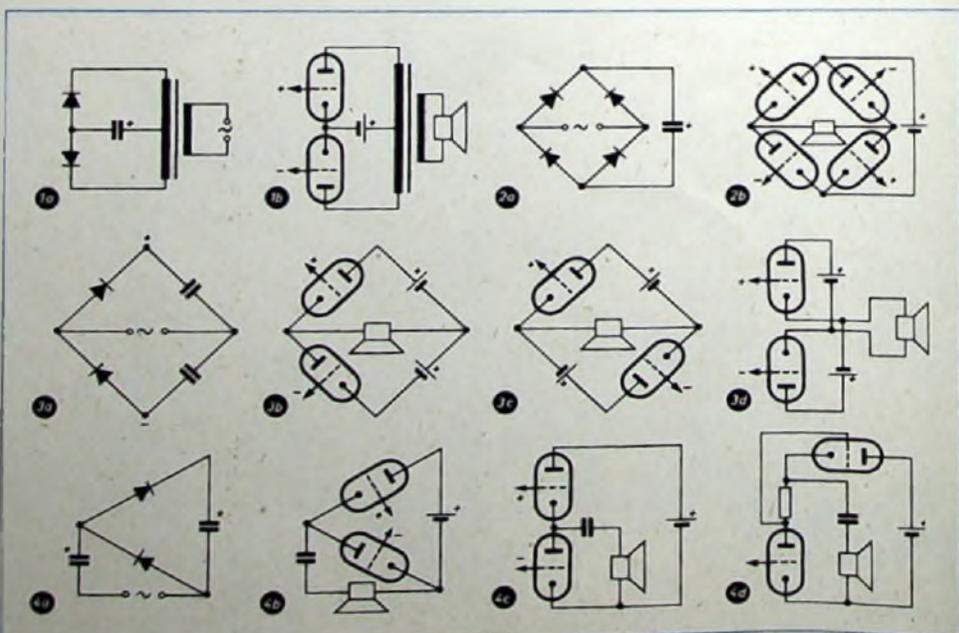
Die Schaltungstechnik der transformatorlosen Endstufe läßt sich in Analogie zu wohl-bekannteren Gleichrichterschaltungen betrachten. In Abb 1a und 1b sind die Doppelweggleichrichterschaltung und die Gegentaktendstufe einander gegenübergestellt. Beim Vergleich ergeben sich folgende Unterschiede: Dem Ladekondensator in Abb 1a entspricht die Gleichspannungsquelle in Abb. 1b; der Wechselspannungsquelle in Abb. 1a entspricht der Lautsprecher in Abb. 1b; den ungesteuerten Ventilen in Abb. 1a entsprechen gittergesteuerte Röhren mit umgekehrter Durchlaßrichtung in Abb. 1b. Diese Substitutionen sollen nun benutzt werden, um (von bekannten Gleichrichterschaltungen ausgehend) die Schaltungen der eisenlosen Endstufe abzuleiten.

Abb. 2a zeigt die Graetzsche Brückenschaltung. Mit den drei angeführten Änderungen kommt man zu der Schaltung nach Abb. 2b. Die Vorzeichen an den Gittern sollen veranschaulichen, welche Gitter durch den Vorverstärker gleichphasig und welche gegenphasig gesteuert werden müssen. Über diese Schaltung wurde in FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 15, S. 426 referiert.

Die Abb. 3a stellt die bekannte Greinacher-Spannungsverdopplungsschaltung dar. Daraus

ergibt sich sinngemäß die Schaltung Abb. 3b, die älteste Grundschaltung der eisenlosen Endstufe (FUNK-TECHNIK Bd. 7 (1952) Nr. 11, S. 299), nach der im Ausland bereits zahlreiche Hi-Fi-Verstärker gebaut werden. Vertauscht man in einem Brücken-zweig Röhre und Spannungsquelle, so wird daraus die Schaltung Abb. 3c des Finnen Kó y k á (FUNK-TECHNIK Bd. 8 (1953), S. 220). Diese Schaltung wird meistens in der Form Abb. 3d dargestellt.

Die praktisch besonders wichtige unsymmetrische Spannungsverdopplungsschaltung nach Cockroft-Walton zeigt Abb. 4a. Daraus läßt sich die Schaltung nach Abb. 4b ableiten, die (umgezeichnet) in der Form nach Abb. 4c bekannt ist. Diese Schaltung des Stephens-Verstärkers (FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 11, S. 303) wird auch in den Philips-Empfängern „Capella“ und „Saturn“ angewandt (FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 14, S. 397), und zwar dort mit einer Selbststeuerung der oberen Röhre durch den Widerstand R (Abb. 4d), so daß die Gegentaktsteuerung durch einen „Phase-Splitter“ wegfallen kann. (Die Schaltung wurde sehr ausführlich in FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1950) Nr. 9, S. 240, behandelt.)





SIEMENS RADIO

SIEMENS-SUPER A 60
UKW/MW - 6 Röhren,
15 (8+7) Funktionen
15 (9+5+1) Kreise
eifelnbeifarben oder rot
155 DM



SIEMENS-SUPER B 61
UKW/MW/LW - 6 Röhren,
16 (9+7) Funktionen
17 (9+6+2) Kreise
208 DM



SIEMENS-SUPER H 64
9 Röhren, 20 (11+9) Funktionen
24 (13+8+3) Kreise
hell mattiert oder dunkel poliert
419 DM



SIEMENS-SUPER M 66
10 Röhren, 22 (13+9) Funktionen
24 (13+8+3) Kreise - 6-Tasten-
Klangregister, 8 weitere Tasten
469 DM



SIEMENS-SUPER G 63
8 Röhren, 18 (10+8) Funktionen
19 (10+6+3) Kreise - hell mattiert
oder dunkel poliert
339 DM



PHONO-SUPER K 65
8 Röhren, 18 (10+8) Funktionen
19 (10+6+3) Kreise - dreitouriges
POLYDOR-Laufwerk
489 DM



Unser weiteres Programm

SIEMENS-SUPER C 50
298 DM
KAMMERMUSIKSCHATULLE
598 DM

**SIEMENS-
KAMMERMUSIKTRUHE TR 68**
9 Röhren, 20 (11+9) Funktionen
24 (13+8+3) Kreise - dreitouriger
POLYDOR-Plattenwechsler
Nußbaum hell oder normal
978 DM



Geräte für alle Kundenwünsche

Vom Kleinempfänger bis zum Kammermusikgerät reicht unser Geräteprogramm. Der unterschiedlichen Geschmacksrichtung Ihrer Kunden entsprechend, liefern wir verschiedene Typen wahlweise in heller oder dunkler Ausführung.

Alle Geräte erfüllen die Störstrahlungsbedingungen der Deutschen Bundespost und sind entsprechend den Vorschriften des VDE aufgebaut. Siemens-Rundfunkgeräte sind als besonders betriebssicher anerkannt.

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

④

2. Die Röhre als Netzgleichrichter

2.1 Wirkungsweise der Röhre als Gleichrichter

Im ersten Teil dieser Aufsatzreihe wurde ausführlich dargelegt, daß die Elektronen stets aus der erhitzten Katode aus- und in die kalte Anode eintreten. Legt man also zwischen Anode und Katode eine Gleichspannung (Pluspol an Anode, Minuspol an Katode), dann fließt ein Anodenstrom. Holt man dagegen die Stromquelle um, dann ist ein Stromfluß nicht möglich, denn jetzt ist die Anode elektronenreich, die Katode dagegen elektronenarm. Die Elektronen möchten zwar von der Anode zur Katode fließen, können aber aus der kalten Anode nicht austreten. Diese Tatsache gibt der Röhre die Eigenschaften eines elektrischen Ventils: die Elektronen können immer nur von der Katode zur Anode fließen, niemals umgekehrt.

Die Ventileigenschaft der Röhre nutzt man zur Gleichrichtung von Wechselspannungen bzw. Wechselströmen aus. Schließt man eine Wechselspannung $U \sim$ nach Abb. 13 an die Reihenschaltung Diode D und ohmscher Widerstand R an, so fließt nur dann Strom durch die

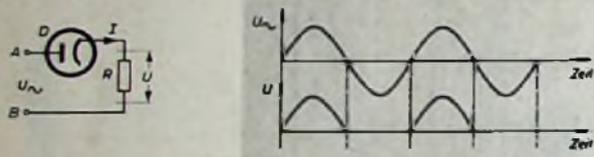


Abb. 13. Einweggleichrichtung mit Diode. Abb. 14 (rechts). Verlauf der Wechselspannung und der pulsierenden Gleichspannung bei Einweggleichrichtung

Röhre, wenn der Anschluß A positiv und der Anschluß B negativ ist. Im umgekehrten Falle sperrt die Röhre; es fließt kein Strom. Wir erhalten demnach am Widerstand R einen Spannungsverlauf U , wie er in Abb. 14 (unten) dargestellt ist. Während der positiven Halbwelle des Wechselstroms bildet sich eine fast ebenso geförmte positive Halbwelle am Widerstand R aus, während die negative Halbwelle an R überhaupt nicht erscheint. Die Spannungshalbwellen an R haben demnach stets gleiche Richtung, d. h., die Wechselspannung $U \sim$ ist „gleichgerichtet“ worden. Man erhält allerdings keine reine Gleichspannung, sondern eine „pulsierende“ Spannung, die man als Überlagerung zweier Komponenten, einer reinen Gleichspannung und einer Wechselspannung, auffassen kann. Zwei nur überlagerte Komponenten lassen sich jedoch mit einfachen Siebmitteln voneinander trennen, so daß man auch eine reine Gleichspannung gewinnen kann. Davon wird später noch die Rede sein.

2.2 Der Netztransformator

In der Praxis ergibt sich für die soeben besprochene einfache Gleichrichterschaltung ein Schaltbild nach Abb. 15. Man verwendet einen „Netztransformator“ T , um einerseits die für die Heizung der Röhre benötigte Spannung und die gleichzurichtende Wechselspannung in beliebiger Höhe zur Verfügung zu haben und um andererseits die Verbraucherseite elektrisch vom Netz vollkommen zu trennen. Das ist in vielen Fällen aus Sicherheitsgründen erwünscht, um eine unmittelbare Verbindung des Netzes mit dem Gerät zu vermeiden. Bei Allstromempfängern, die ohne Transformator arbeiten, ist das allerdings nicht

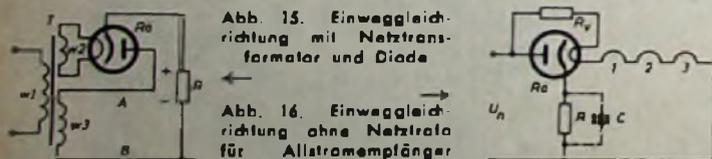


Abb. 15. Einweggleichrichtung mit Netztransformator und Diode

Abb. 16. Einweggleichrichtung ohne Netztransformator für Allstromempfänger

möglich. Die Wicklung w_1 des Transformators liegt an der Netzspannung, die Wicklung w_2 heizt die Gleichrichterröhre, und die Wicklung w_3 ist so bemessen, daß sie die gleichzurichtende Spannung abgibt. Im übrigen ist die Wirkungsweise ebenso wie in Abb. 13. Ist das obere Ende A von w_3 positiv, dann fließt Strom durch die Röhre und damit auch durch den Widerstand R , ist dieses Ende negativ, dann kommt kein Stromfluß zustande. Wir erhalten also an R einen Spannungsverlauf entsprechend Abb. 14 (unten).

Die soeben beschriebenen Schaltungen findet man in Geräten mit Wechselstrom-Netzanschluß. Bei Allstromempfängern ist darauf Rücksicht zu nehmen, daß sie auch am Gleichstromnetz arbeiten müssen.

Für diesen Fall muß man auf den Transformator verzichten. Man wählt daher in Allstromempfängern die Schaltung nach Abb. 16. Der Heizfaden der Gleichrichterröhre liegt in Reihe mit den Heizfäden der übrigen Röhren 1, 2, 3. Die gleichzurichtende Netzspannung U_n wird unmittelbar dem einen Pol des Netzes entnommen, und der Strom fließt während der positiven Halbwelle über Anode, Katode und Widerstand R zum anderen Pol des Netzes.

Die bisher besprochenen Schaltungen heißen „Einweggleichrichter“, weil die Spannung immer nur gewissermaßen „auf einem Wege“ zum Widerstand R gelangen kann.

2.3 Der Zweweggleichrichter

In einer anderen Schaltung kann man beide Halbwellen der Wechselspannung ausnutzen. Man kommt so zu dem „Zweweg-“ oder „Doppelweggleichrichter“ (Abb. 17). Die Wicklung w_1 dient wie schon bei Abb. 15 zum Anschluß an die Netzspannung und w_2 zur Heizung der Gleichrichterröhre. Die „Anodenspannungswicklung“ (w_3 in Abb. 14) besteht hier jedoch aus den beiden Wicklungen w_3 und w_4 . Beide haben gleiche Windungszahlen, so daß sie gleiche Spannungen liefern.

Ist nun die Wechselspannung gerade am oberen Ende A von w_3 positiv und am unteren Ende B von w_4 negativ, so fließt ein Strom von A zur Anode A 1, von dort zur Katode und schließlich zum Widerstand R , dessen unteres Ende mit dem unteren Ende C von w_3 verbunden ist. Aus der Wicklung w_4 kann kein Strom fließen, weil der untere Anschluß B von w_4 negativ ist und deshalb an der Anode A 2 negatives Potential liegt. Kehrt sich jetzt die Polarität um, dann ist das untere Ende B von w_4 positiv gegenüber der gemeinsamen Verbindung C beider Wicklungen und gegenüber dem oberen Ende A von w_3 . Jetzt fließt der Strom vom unteren Ende B von w_4 zur Anode A 2, von dort zur Katode und wiederum über den Widerstand R zum gemeinsamen Anschluß C der beiden Wicklungen zurück. Es lassen also jetzt sowohl die positive als auch die negative Halbwelle einen Strom durch R fließen, was in Abb. 17 durch Doppelpfeile zum Ausdruck kommt.

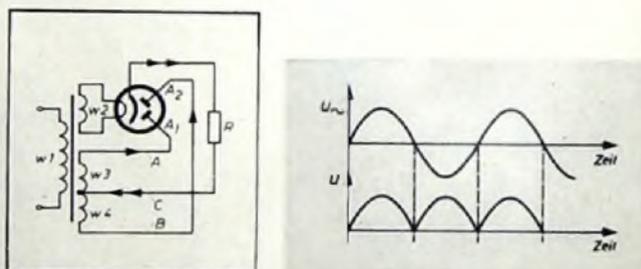


Abb. 17. Prinzipschema einer Zweweggleichrichtung. Abb. 18 (rechts). Verlauf der Wechselspannung und der Gleichspannung bei Zweweggleichrichtung

Wir erhalten demnach am Widerstand R einen Spannungsverlauf wie in Abb. 18 (unten). Die negativen Halbwellen erscheinen in der an R liegenden Spannung gewissermaßen „umgeklappt“. Es leuchtet ein, daß ein solcher Doppelweggleichrichter die gleichzurichtende Spannung wesentlich besser ausnutzt. Außerdem sind damit noch weitere Vorteile verbunden, die später besprochen werden.

Zur Doppelweggleichrichtung braucht man (Abb. 17) eine Röhre mit zwei Anoden. Man spricht von einer „Doppelweg-Gleichrichterröhre“, im Gegensatz zu der „Einweg-Gleichrichterröhre“ nach Abb. 15. Selbstverständlich kann man in der Doppelwegschaltung auch zwei getrennte Einweg-Gleichrichterröhren verwenden; die beiden Katoden werden dann miteinander verbunden; wirtschaftlicher ist aber stets die Doppelweg-Gleichrichterröhre.

2.4 Der Ladekondensator

Sowohl in Abb. 15 als auch in Abb. 17 sind die Spannungen an R zwar gleichgerichtet, aber es ergibt sich, wie bereits gesagt, keine „reine“ Gleichspannung, sondern eine „pulsierende“ Spannung (Abb. 14 und 18). Zerlegt man pulsierende Spannungen in ihre Komponenten, dann ergibt sich, daß die Gesamtspannung aus einer reinen Gleich- und einer ihr überlagerten reinen Wechselspannung besteht. Da man nur reine Gleichspannungen haben will, muß man für einen Kurzschluß der Wechselspannungen sorgen. Das kann mit Hilfe des sogenannten „Ladekondensators“ C geschehen, der nach Abb. 16 parallel zum Belastungswiderstand R liegt. Dieser Kondensator hat für Gleichspannungen einen praktisch unendlich großen Widerstand, bei richtiger

K...B

BU



Phono-Koffer 3420 PE



Verstärker-Phono-Koffer 3420 PE



Phono-Koffer „REX A“



Verstärker-Phono-Koffer „REX A“

Vier **PE** Verkaufschlager

der ältesten und größten
Phono-Spezial-Fabrik des Kontinents

In formschönen, eleganten und stabilen
Koffer-Gehäusen präsentieren sich Ihnen
unsere weltbekannten Plattenspieler
und Plattenwechsler.

Ein hervorragender Umsatzträger für Sie.



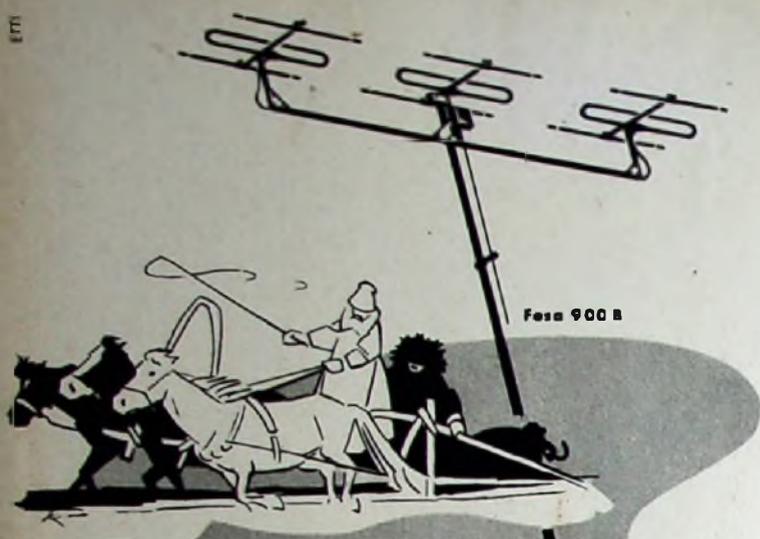
Perpetuum-Ebner

PLATTENSPIELER-PLATTENWECHSLER

St. Georgen/Schwarzwald

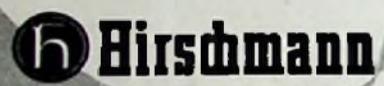
* Ausführliche Prospekte mit näheren technischen Daten stellen wir Ihnen auf Anforderung gerne zur Verfügung.

EM



Die Troika-Antenne

das neue Dreigespann von Hirschmann macht das bisher Unmögliche in vielen Fällen möglich. Wenn Sie „Geister“ beim Fernsehempfang haben, fordern Sie bitte Unterlagen über diese außerordentliche Antenne an, Sie werden von deren Leistung überrascht sein.



RICHARD HIRSCHMANN

RADIOTECHNISCHES WERK ESSLINGEN IN

Wahl der Kapazität jedoch für Wechselspannungen einen relativ kleinen Widerstand, so daß diese nahezu kurzgeschlossen werden. Man kann die Wirkungsweise des Ladekondensators auch anders erläutern: Denken wir uns den Belastungswiderstand R in den Schaltungen Abb. 15 und 17 durch einen Kondensator ersetzt, dann wird die positive Halbwelle den Kondensator aufladen. Hat er einen unendlich großen Widerstand, dann lädt er sich schon nach einer oder nach wenigen Halbwellen auf eine Spannung auf, die dem Höchstwert der pulsierenden Spannung entspricht. Dieser hat den gleichen Wert wie der Scheitelwert der Wechselspannung, also $U_{eff} \cdot \sqrt{2}$, wenn U_{eff} die effektive Wechselspannung ist. Wir würden also am Ladekondensator z. B. eine Spannung von 141 Volt messen, wenn der Effektivwert 100 V ist. Sobald der Kondensator aufgeladen ist, arbeitet der Gleichrichter im Leerlauf, denn er braucht keine Energie nachzuliefern.

Nun muß man stets mit den Kondensatorverlusten rechnen, die ein allmähliches Absinken der Spannung am Ladekondensator zur Folge haben. Diesen Ladungsverlust ergänzt der Gleichrichter immer wieder während der folgenden positiven Halbwellen. Die Spannung ist demnach nicht ganz konstant, sondern sie sinkt beispielsweise beim Einweggleichrichter in den Ladepausen etwas ab, um während der Dauer der positiven Halbwellen wieder anzusteigen. Diese Erscheinung tritt natürlich verstärkt auf, wenn man den Gleichrichter mit dem Widerstand R in den Abb. 15 und 17 belastet. Während der Ladepausen fällt dann die Spannung am Kondensator nicht nur wegen der Eigenverluste ab, sondern auch wegen des Stromflusses durch R . Es ergibt sich ein Bild nach Abb. 19. Kurz nach Erreichen des Höchstwertes der

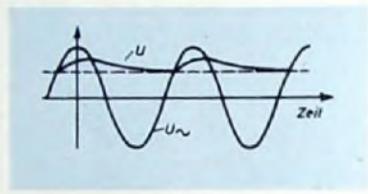


Abb. 19. Verlauf der Wechselspannung und der Gleichspannung hinter einem Ladekondensator

Wechselspannung U_{\sim} erreicht auch die Spannung U am Ladekondensator ihren Höchstwert, um während der negativen Halbwelle von U_{\sim} langsam abzufallen; dieser Abfall ist um so steiler, je größer der dem Kondensator entnommene Strom ist. Kommt dann die nächste positive Halbwelle, so wird der Kondensator neuerlich geladen, und seine Spannung steigt wieder an. Daß die Maxima der Wechselspannung und der Spannung am Kondensator zeitlich verschoben sind, rührt von der Auflade-Zeitkonstante her, die durch den Innenwiderstand des Gleichrichters und den Ladekondensator gebildet wird. Mißt man die am Ladekondensator auftretende reine Gleichspannung, so stellt man außerdem fest, daß sie mit zunehmender Belastung (also kleinerem Widerstand R) mehr und mehr absinkt. Das rührt, wie später noch besprochen wird, vom Innenwiderstand der Gleichrichterröhre und davon her, daß bei starker Belastung die positive Halbwelle des Gleichrichters den Ladekondensator nicht mehr voll aufladen kann.

Es wurde gezeigt, daß nur bei fehlender Belastung am Ladekondensator eine reine Gleichspannung vorhanden ist; schon die geringste Stromentnahme ruft eine entsprechende „Welligkeit“ der Spannung, also eine zusätzliche Wechselspannungskomponente, hervor. Diese Spannung wird „Brummspannung“ genannt, weil sie beispielsweise in einem mit einer solchen welligen Spannung gespeisten Empfänger durch Brummen stört („Netzbrummen“). Die Frequenz der Brummspannung ist bei Einweggleichrichtung 50 Hz, bei Doppelweggleichrichtung 100 Hz, weil hier die Halbwellen doppelt so schnell aufeinander folgen. Die Brummspannung läßt sich berechnen; sie ist um so größer, je größer der entnommene Belastungsstrom I und je kleiner die Kapazität C des Ladekondensators ist. Für den Einweg-Gleichrichter gilt angenähert

$$U_{eff} \sim \frac{4 \cdot I [mA]}{C [\mu F]} [V] \quad (11)$$

und für den Doppelweg-Gleichrichter

$$U_{eff} \sim \frac{1,5 \cdot I [mA]}{C [\mu F]} [V] \quad (12)$$

Man sieht, daß sich die Formeln nur durch den konstanten Zahlenfaktor im Zähler der rechten Gleichungseite voneinander unterscheiden; die Brummspannung ist bei Doppelweg-Gleichrichtung kleiner als bei Einweg-Gleichrichtung. Daraus ergibt sich schon ein Vorteil der Zweiweg-Gleichrichtung: Bei gleichem Ladekondensator ergibt sich eine mehr als halb so kleine Brummspannung, so daß man — wenn man dieselbe Brummspannung wie beim Einweg-Gleichrichter zuläßt — den Ladekondensator entsprechend verkleinern könnte. Außerdem sinkt die Gleichspannung bei der Zweiweg-Gleichrichtung nicht so stark mit zunehmender Belastung ab, weil der Ladekondensator je Zeiteinheit häufiger nachgeladen wird. (Wird fortgesetzt)

ALLES VOLLKOMMENE IST EINFACH

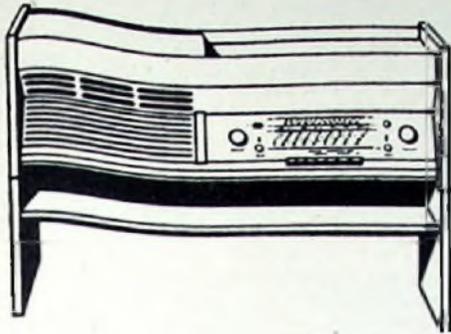


Verstärker-Phonokoffer

Prinzess 198,00 DM

(auch ohne Verstärker lieferbar 108,50 DM)

WILHELM HARTING
 ESPELKAMP-MITTWALD (WESTF.)
 PHONO-GERÄTE · TONBANDGERÄTE



BRAUN

Rundfunk- und Fernsehgeräte im Stil unserer Zeit von international bekannten Gestaltern entworfen.

fehlen niemals in Verkaufs- und Ausstellungsräumen sowie im Schaufenster des fortschrittlichen Rundfunk-Fachhändlers.

Der auf gute Auswahl bedachte Händler weiß warum!

AUS ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHERN

Pseudostereophonische Bandaufnahmen

Bei der Wiedergabe normaler Tonaufnahmen oder -aufzeichnungen kann man eine gewisse räumliche Wirkung, also eine Pseudostereophonie, erreichen, wenn man die Darbietungen über mehrere (beispielsweise drei) im Raum verteilte Lautsprecher gibt. Die Aufspaltung des einen Kanals in drei Kanäle kann entweder vor den Lautsprechern oder schon im Verstärker erfolgen. Im letzteren Falle bietet sich die Gelegenheit, auf die an sich gleichwertigen drei Verstärkerkanäle so einzuwirken, daß der plastische Eindruck noch verbessert und die Ähnlichkeit mit einer wahren Stereophonie vergrößert wird.

Wenn man etwa das gesamte Tonfrequenzspektrum der ursprünglichen Einkanaldarbietung in drei Bereiche aufteilt und diese über drei unabhängige Lautsprecher wiedergibt, so erhält man in manchen Fällen eine recht realistisch klingende Reproduktion des Originals. Wichtiger und richtiger scheint es aber zu sein, die Aufspaltung in drei Kanäle zu benutzen, um die einzelnen Klangarten und Tonquellen voneinander zu unterscheiden und hervorzuheben. Um eine möglichst vollkommene Illusion echter Stereophonie zu erreichen, ist es z. B. zweckmäßig, ein Soloinstrument oder eine Solostimme nur von einem einzigen Lautsprecher, das volle Orchester dagegen von allen drei Lautsprechern abstrahlen zu lassen. Wenn man mit einer nor-

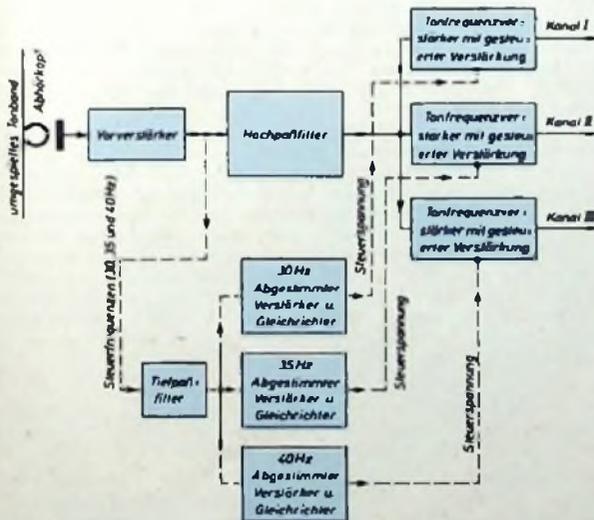


Abb. 1. Blockschema für die pseudostereophonische Wiedergabe einer Einkanal Aufnahme von einem Tonband, das gleichzeitig drei Steuerfrequenzen für die Steuerung der Verstärkung in den drei Wiedergabekanälen trägt

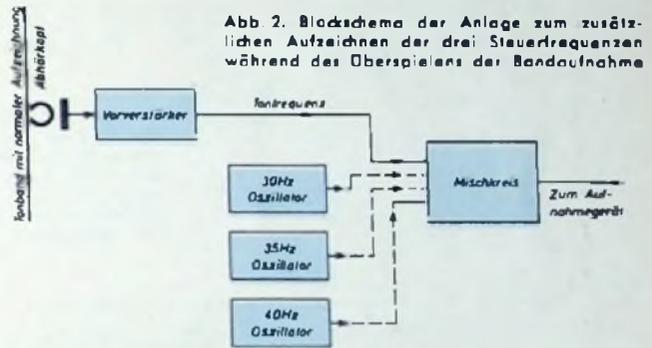


Abb. 2. Blockschema der Anlage zum zusätzlichen Aufzeichnen der drei Steuerfrequenzen während des Überspielens der Bandaufnahme

malen Einkanal Aufnahme, etwa einer üblichen Bandaufnahme, eine derartige pseudostereophonische Wiedergabe durchführen will, muß man die Intensität in den drei Kanälen in Abhängigkeit von dem Inhalt der Darbietung steuern; diese Steuerung muß selbsttätig vor sich gehen. Zu diesem Zweck kann man entsprechende Steuerfrequenzen auf das Tonband geben, die die Verstärkungen der Kanäle in gewünschter Weise beeinflussen.

In der referierten Arbeit werden nun Hinweise und Schaltungen gegeben, mit deren Hilfe der Amateur aus einer beliebigen, normalen Bandaufnahme eine die drei Wiedergabekanäle automatisch in der angegebenen Weise steuernde Bandaufzeichnung gewinnen kann. Die Steuerung der drei Kanäle erfolgt durch drei verschiedene, unterhalb des nutzbaren Tonbereiches liegende Frequenzen (z. B. 30 Hz, 35 Hz und 40 Hz), die je einem Kanal zugeordnet sind und zusätzlich auf dem Tonband aufgezeichnet werden. Bei der Wiedergabe werden diese drei Frequenzen durch Hochpaßfilter von der eigentlichen Darbietung abgetrennt, voneinander getrennt, in abgestimmten Verstärkern verstärkt und dann gleichgerichtet. Man hat so drei Gleichspannungen, die zur Regelung der Verstärkung in den Kanälen herangezogen werden. Die Verstärkung in den drei Kanälen hängt somit in jedem Augenblick von den jeweils auf dem Band aufgezeichneten Amplituden der drei Steuerfrequenzen ab. Für die pseudostereophonische Wiedergabe ergibt sich somit das in Abb. 1 wiedergegebene Blockschema, das jetzt ohne weitere Erläuterungen verständlich sein dürfte.

Um das Tonband, das gleichzeitig die Darbietung und die drei Steuerfrequenzen enthält, herzustellen, wird das vorhandene nur die Einkanal darbietung tragende Tonband auf ein leeres Tonband überspielt. Bei dieser Übertragung werden die drei Steuerfrequenzen nach dem Blockschema der Abb. 2 hinzugegeben, wobei man diese Steuerfrequenzen nun ganz nach Belieben und je nach dem Inhalt der Darbietung und dem zu erzielenden Effekt in der Amplitude beeinflusst. So erhält man ein Tonband, das bei der Wiedergabe die Verstärkungen in den drei an sich gleichwertigen und gleichartigen Kanälen, in die der einzige eigentlich nur vorhandene Kanal aufgespalten wird, unabhängig voneinander nach einem Programm steuert, das während des Umspielens festgelegt wird.

Selbstverständlich sind ein gewisses künstlerisches Einfühlungsvermögen und auch Übung notwendig, um beim Überspielen die Steuerfrequenzen so zu regeln, daß sich eine möglichst realistische und wohlklingende Wiedergabe ergibt. Das wird im allgemeinen nur dann zufriedenstellend gelingen, wenn man sich die vorhandene Aufzeichnung erst mehrere Male anhört und dabei

Wenn Radio-Röhren sich bewähren,
dann sind's gewiß die



Lorenz-Röhren.

Fernkurs »Antennentechnik«

Bitte fordern Sie Prospekt F an

ANTON KATHREIN · ROSENHEIM (OBB.) · Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate



H. Rohloff · Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandseck 289

Ihre Berufserfolge

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

Radio- und Fernseh-Fernkursen

mit Aufgabekorrektur und Abschlußbestätigung (geleitete 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.



Gehören Sie zum neuen Technikertyp?

Die Technik befindet sich in einer bedeutungsvollen Umstellung. Die Automatisierung kommt und stellt an den Facharbeiter neue und höhere Anforderungen. Ein neuer Technikertyp wird verlangt. Für vorwärtstrebende Facharbeiter kommt jetzt die entscheidende Stunde. Wenn Sie sich zu Ihrem praktischen Können auch theoretische Kenntnisse aneignen, können Sie Techniker, Werkmeister, Betriebsleiter werden. Das ist die große Chance für Sie!

Das höhere technische Wissen erwerben Sie in zwei Jahren ohne Berufunterbrechung durch einen Christiani-Fernlehrgang. Jeder kann teilnehmen. Volksschulbildung genügt. Das für jeden Vorwärtstrebenden interessante Buch **DER WEG AUFWÄRTS** unterrichtet Sie über die anerkannten Christiani-Fernlehrgänge: Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik und Mathematik. Sie erhalten dieses Taschenbuch kostenlos. Schreiben Sie heute noch eine Postkarte (10 Pfennig Porto ist das wert!) an das Technische Lehrinstitut

DR. ING. CHRISTIANI KONSTANZ N 138

METALLGEHÄUSE

FÜR INDUSTRIE UND BASTLER

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

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen, Adressierung wie folgt:
Chiffre ... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147.

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

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

Webrmachgeräte, Meßgeräte, Röhren, Resipostenankauf. Atzertradio, Berlin, Stresemannstr. 100, Ruf: 24 25 26

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

Suchen Stabilisatoren STV75/15 Z, 100/25 Z, 280/40, 280/80, Herrmann, Berlin-Hohenzollernamm 174

Verkäufe

Funk Technik, Jahrg 50-55, gut erh., verkauft Siebert, Berlin NW 21, Stephanstr. 6

Wer verleiht gegen gute Bezahlung Breitband-(Impuls)-Oszillogr. u. Rechteck-Gen. ? cand. Ing. F. J. Mönig, München, Tölzer Platz 6

BERU

Funkentstörmittel

ENTSTÖR-ZÜNDKERZEN
ENTSTÖR-KONDENSATOREN
ENTSTÖR-STECKER usw.

für alle Kraftfahrzeuge

BERU VERKAUFS-GESELLSCHAFT MBH., LUDWIGSBURG

Antennenband- und Koaxleitungen

ELEKTRO ISOLIERWERKE SCHWARZWALD VILLINGEN

UKW-FS-Kabel

nach wie vor preiswert!



BERLIN-NEUKÖLLN
Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Silberfelsenstraße 5-7, Tel.: 621212

Geschäftszeit: 8-17, sonnabends 8-14 Uhr
Röhrenangebote stets erwünscht!

FUNKE Oszillograf

für den Fernsch-service. Sehr vielseitig verwendbar in der HF-, NF- und Elektronik-Technik. Betriebsklar mit Tubus 485.-DM. Röhrenvoltmeter mit Testkopf 169.-50



Prospekte anfordern
Max Funke KG, Adenau/Eifel
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

Gegen Kassenmagler...
Mogler-Kassen

Mogler KASSENFABRIK HEIDBRUNN-N 188

Elkoflex
Isolierschlauchfabrik
Gewebe- und gewebeleose
Isolierschläuche
f. d. Elektro-, Radio- u. Motorenindustrie
Berlin NW 87, Huttenstraße 41/44

Stabilisatoren
auch in Minimal-Ausführung zur Konstanzhaltung von Spannungen

stuv
Stabilovolt GmbH.
Berlin NW 87
Siedingstraße 71
Tel. 39 40 24

ZM 31



E- und U-Serie für AM/FM-Empfänger

ECC 85 / UCC 85

Steile Hochfrequenz-Zweifachtriode
für UKW-Abstimm-Einheiten

EC 92 / UC 92

Steile Hochfrequenz-Triode
für UKW-Abstimm-Einheiten

ECH 81 / UCH 81

Misch- und Oszillatorröhre
für AM-Empfang, ZF-Röhre
für AM- und FM-Empfang

EF 89 / UF 89

Mittelsteile Regelpentode
mit hohem S/C_{eg} -Verhältnis
für HF- und ZF-Verstärkung

EBF 89 / UBF 89

Duodiode-Regelpentode,
Pentodenteil ähnlich EF 89/UF 89

EF 85 / UF 85

Steile Regelpentode
für HF- und ZF-Verstärkung

EABC 80 / UABC 80

AM- und FM-Dioden, NF-Triode

EAA 91

Zweifach-Diode für FM-Demodulation

EF 83

NF-Regelpentode für empfindliche Vorstufen

EF 86

NF-Pentode für empfindliche Vorstufen

ECC 82 / ECC 83

Zweifach-Trioden mit getrennten Katoden
für NF-Verstärkung und Phasenumkehrstufen

ECL 82 / UCL 82

Triode-Endpentode
mit getrennten Katoden

EL 84 / UL 84

12 W Endpentode

EL 86

12 W Endpentode
für transformatorlose Endstufen

EL 95

6 W Endpentode in Miniatúrausführung

EZ 80 / UY 85

Netzgleichrichter-Röhren

EZ 81 / UY 82

Netzgleichrichter-Röhren
für erhöhten Stromverbrauch

EM 80 / UM 80

Abstimmanzeige-Röhre

VALVO

HAMBURG 1 - BURCHARDSTRASSE 19