

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

20 1962 +

2. OKTOBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



KURZNACHRICHTEN

Fachverband Phonotechnik im ZVEI

Nachdem sich im Fachverband Phonotechnik im ZVEI (Hamburg 19, Tonquiststraße 26, Telefon 40 42 97) vor kurzem die Fachabteilung „Elektroakustische Bauteile“ als Vereinigung der Hersteller von Mikrofonen, Verstärkern, Lautsprechern und anderen Ela-Bauteilen konstituiert hat, setzt sich der Fachverband wie folgt zusammen: Vorsitzer Professor Dr. Fritz Sennheiser (Sennheiser electronic), Stellvertreter Direktor Diplom-Ingenieur Ernst Hoene (SEL), Geschäftsführer Diplom-Kaufmann Kurt Hoche.

Fachabteilung „Tonband- und Diktiergeräte“: Vorsitzer Direktor Dr. Karl Drexler (Grundig), Stellvertreter Prokurist Friedrich Korsmeyer (Saba).

Fachabteilung „Plattenspieler- und Plattenwechsler“: Vorsitzer Prokurist Werner Bürk (Dual), Stellvertreter Prokurist Ernst Rostig (Perpetuum-Ebner).

Fachabteilung „Elektroakustische Bauteile“: Vorsitzer Direktor Diplom-Ingenieur Ernst Hoene (SEL), Stellvertreter Prokurist Günther Urbahn (Isophon).

Schallplatten-Produktion und -Absatz im ersten Halbjahr 1962

Der Arbeitskreis der Deutschen Schallplatten-Industrie gab für das erste Halbjahr 1962 nachstehende Zahlen bekannt (erfaßt sind mit dieser Auswertung etwa 90 % des westdeutschen Marktes).

Gesamtproduktion: 27.079 Mill. Stück (gegenüber gleichem Zeitraum 1961 Zunahme um 6,6 %).

Absatz: 21.198 Mill. Stück (gegenüber gleichem Zeitraum 1961 Rückgang um 2,2 %). Der Anteil der Stereo-Platte am Gesamtumsatz betrug etwa 1,6 %, zieht jedoch weiter an. Lagerbestand am Ende des ersten Halbjahrs 1962: 11.647 Mill. Stück (Erhöhung gegenüber gleichem Zeitraum 1961 um etwa 16,6 %).

Genormte Steckvorrichtungen für den Anschluß von Schallplatten- und Tonbandgeräten

An Stelle der bisherigen konzentrischen dreipoligen Steckdose nach DIN 41524 (sogenannter Diodenanschluß) für den Anschluß von Schallplatten- und Tonbandgeräten an Rundfunkempfänger und Verstärker war mit Auftreten der Stereo-Schallplatte die Einführung einer fünfpoligen Steckdose nach DIN 41524, Ausgabe Juli 1960. Jetzt wurde endgültig sowohl für Mono-Rundfunkgeräte als auch für Stereo-Rundfunkgeräte eine

fünfpolige Steckvorrichtung vorgesehen. Die Belegung der Steckverbindungen nach DIN 41524 für den Anschluß von Schallplatten- und Tonbandgeräten ist zusammen mit den entsprechenden Anschlußwerten laut Beschuß der zuständigen FNE-Ausschusses „Rundfunkgeräte“ im März 1962 in einer neuen, demnächst zum Ausdruck kommenden Fassung von DIN 45 310 „Eingangs- und Ausgangswerte für alle Frequenzen bei Ton- und Fernseh-Rundfunkempfängern“ festgelegt worden. Nähere Hinweise enthält ein Aufsatz von W. Stoff in der Zeitschrift „Elektronorm“ Bd. 16 (1962) Nr. 9, S. 277-279.

Mehr als 30 000 Mitarbeiter bei SEL

Im August 1962 hat die Mitarbeiterzahl der Standard Elektrik Lorenz AG 30 000 überschritten. Die Zahl der Beschäftigten in den 17 Werkstätten des Unternehmens der Nachrichtentechnik hat damit seit Jahresbeginn um rund 2000 zugenommen.

Im Rahmen des räumlichen und personellen Ausbaus zur Anpassung an die steigende Nachfrage nach Nachrichtengeräten und -anlagen hat die SEL ihre Berliner Produktion erweitert. Zusätzlich zu den beiden Werken der SEL in Berlin wurde im Juli dieses Jahres im Graphischen und Gewerbezentrum Kreuzberg, Markgrafen- und Kochstraße, eine weitere Fertigungsstätte von SEL bezogen. Die Zahl der Mitarbeiter des Mix & Genest Werkes Berlin der SEL hat sich seit der Mitte des vorigen Jahres um 500 auf 3300 erhöht. Insgesamt ist die Zahl der Mitarbeiter in Berlin heute doppelt so hoch wie 1950.

Standard Elektrik Lorenz Feinmechanik

Die bisherige Alpina Büromaschinen-Werk GmbH firmiert jetzt: Standard Elektrik Lorenz Feinmechanik GmbH.

Peltier-Batterie „PT 20/20“ von Valvo

Unter der Bezeichnung „PT 20/20“ hat die Valvo GmbH ein thermo-elektrisches Kühllement in die Serienfertigung aufgenommen. Die Peltier-Batterie hat eine Kälteleistung von 13 W bei einer Temperaturabsenkung von 20 °C. Sie besteht aus einer Serienschaltung von 20 Halbleiter-Thermoelementen aus n- und p-leitendem Wismuttellurid, die zwischen zwei Deckplatten aus Kupfer montiert sind. Wird das Aggregat von Gleichstrom durchflossen, dann kühlst sich die eine Deckplatte ab, während sich die andere erwärmt. Die Wärme muß in geeigneter Weise abgeführt werden. Kenn- und Betriebs-

daten: optimaler Betriebsstrom 20 A, zugehörige Betriebsspannung etwa 2 V, Isolationswiderstand größer als 100 kOhm.

Röhrenvoltmeter „RV-12“ von Klein + Hummel

Als Nachfolgetyp des bisherigen Röhrenvoltmeters „RV-11“ brachte Klein + Hummel jetzt das Röhrenvoltmeter „Teletest RV-12“ auf den Markt. Sieben Meßbereiche erlauben Spannungsmessungen zwischen 0,01 und 1500 V sowie Messungen von Impulsspannungen. Spitze Spitze zwischen 0,03 und 4000 V. Eine Dezibelskala ist von -20 dB bis +5 dB geeicht. Der Frequenzbereich bei Wechselspannungsmessungen geht von 40 Hz ... 7,5 MHz, bei HF-Messungen mit Tastkopf „TA-2“ von 1 kHz ... 250 MHz (bis 300 MHz als Indikator). Bei Gleichspannungsmessungen (11 MΩm Eingangswiderstand) ist der maximale Fehler $\pm 3\%$, bei Wechselspannungsmessungen $\pm 5\%$ (1,5 MΩm Eingangswiderstand).

Philips-Fernsehlehrgänge in Berlin

Nach Beendigung der Fernsehlehrgänge in Mannheim wird die Fernsehschulung des Fachhandels durch die Deutsche Philips GmbH in Berlin fortgesetzt. In der Zeit vom 6. November bis 7. Dezember 1962 sind dort vier vierstündige Lehrgänge vorgesehen (6. 11. bis 8. 11., 13. 11.-16. 11., 27. 11. bis 30. 11., 4. 12.-7. 12.).

Der Fuchs im Kinderwagen

Zu den beliebtesten Wettbewerbsarten der Funkamateure zählt die drahtlose Fuchsjagd. Man versteckt irgendwo im Gelände einen Kleinsender, der bestimmte, vorher vereinbarte Kennungen ausstrahlt, und die mit Peilgeräten ausgerüsteten „Jäger“ müssen den drahtlosen „Fuchs“ möglichst schnell und genau auffinden. Die bisher wohl originellste Fuchs-Tarnung ließ sich der Ortsverband Straubing des Deutschen Amateur-Radio-Clubs einfahren, und zwar anlässlich seines Sommerausfluges nach Kelheim/Donaud.

Der mit einem automatischen Rufzeichengeber ausgestattete Transistor-Fuchssender wurde in einen Kinderwagen eingebaut, den zwei hübsche junge „Muttis“ eifersüchtig auf einer Parkbank bewachten. Alle Fragen der drahtlosen Jäger, ob sie nicht in der Nähe einen Kurzwellensender gesehen hätten, beantworteten sie mit erstauntem Schulterzucken. Es soll recht lange gedauert haben, bis der erste Funkamateur merkte, welches raffinierte Spiel hier abließ, und bis er mit energischem Ruck die Plane des Wagens zurückklappte und den Sender fand.

AUS DEM INHALT

2. OKTOBERHEFT 1962

FT-Kurznachrichten 666

ZukunftsAufgaben der Elektronenrechner 671

Die Hamburger Hafenradarkette 672

Neuartige Miniatur-Rechenanlage für Lehrzwecke 674

Meßtechnik

Leistungsmessung von Zentimeter- und Millimeterwellen 675

Mehrkanal-Stereophonie für Diskussionsredner 678

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Das Impuls- und Frequenzverhalten stromgegengekoppelter RC-Verstärker 679

Hi-Fi-Technik

Professional-Tonarm „M 232“ und Tonabnehmersysteme „M 33“/„M 77“ 683

Magnetron

Nationale Ausscheidung zum Internationalen Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT) 684

Elektronik

Eine elektronische Uhr 685

Die Dimensionierung von Schneidkennlinien-Entzerrern 688

Von Messen und Ausstellungen Deutsche Industrieausstellung Berlin 1962 691

Für Werkstatt und Labor

Fernseh-Service: Bild kippt nach links oder nach rechts 693

Reinigen von Kunststoffgehäusen 693

FT-Zeitschriftdienst

Kontaktloses Schalten 694

Unser Titelbild: Blick auf die Hamburger Hafenlotsenstation Krusenbusch mit Radarantenne (s. a. S. 672-674). Aufnahme: Telefunken

Aufnahmen: Verfasser. Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfelder, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 667-670, 687, 695 und 696 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331. Telegramm anschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 Iachverlager bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chekkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chegraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA, Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf berechnet. Auslandspreis II. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin





Kostensparender Service - Rationeller Betrieb Wie - zeigt der GRUNDIG Meßgeräte-Katalog

Wer verkaufen will, muß dem Kunden schnell und trotzdem rationell dienen. Heute mehr denn je. Nun werden Sie fragen: Wie aber Kontakte pflegen, wie echten Service bieten bei dem heutigen Mangel an Arbeitskräften? Dazu ein guter Tip für Sie: Bestellen Sie sich den GRUNDIG Meßgeräte-Katalog 1962/63. Ein unentbehrliches Nachschlagewerk für den Fachmann — für Sie. Auf 44 Seiten finden Sie Mittel und Wege zu schneller Fehlersuche, zu rationeller Instandsetzung — und noch eines: Service beim Kunden, wie er sein soll. Bitte füllen Sie untenstehenden Gutschein aus. Es lohnt sich bestimmt.

GRUNDIG

GUTSCHEIN	Kostenlos und unverbindlich erhalten Sie den 44 Seiten starken Meßgeräte-Katalog von den GRUNDIG Werken, Abteilung Electronic, Fürth/Bayern, Kurgartenstraße 37.
Name:
Ort:
Strasse:
	(Bitte mit Druckschrift ausfüllen)



Nimm ein Franckh-Buch!



Denn da steht alles drinne, was Du brauchst und wie Du es brauchst. Formeln werden Dich nicht quälen, dafür bekommst Du umso mehr Schaltungen. Das ist praktischer. Es ist doch so

RADIO + ELEKTRONIK

gehören zusammen, gewinnen immer mehr an Bedeutung, werden dafür immer komplizierter. Aber Bescheid mußt Du wissen, sonst laugst Du nichts. Also informiere Dich! Nimm dazu ein Franckh-Buch! Als Anfänger, Basler oder Amateur genügt Dir vielleicht zunächst

Richter, Fernsehen für Alle
6. verbesserte Auflage DM 12,-

Das Buch versteht Du bestimmt, denn es ist in der klaren Sprache des Praktikers geschrieben. Schon beim Lesen merbst Du, wie Dein Wissen zunimmt. Auch ich habe einmal so angefangen. Bist Du Techniker oder Ingenieur, wie oft mußt Du Dich plötzlich für eine Sonderaufgabe vorbereiten! Vielleicht ist

Pils, Praxis der UHF-Fernsehantennen
DM 9,80

gerade das Richtige. Mancher Fachmann hat sich mit diesem Band Klarheit verschafft. Auf jeden Fall empfehle ich Dir, geh' in eine Buchhandlung und läßt Dir die Franckh-Radiobücher zeigen. Oder schreibe direkt an den Franckh Verlag Stuttgart, Abt. 15a und verlange die neuesten Prospekte.



tropyfol-KONDENSATOREN

Unter Vakuum imprägnierte
luftdicht abgeschlossene

Polyester-
Kondensatoren



Durolit-KONDENSATOREN

Klimafeste Papier-
Kondensatoren mit
höherer Ionisations-
sicherheit



NV-ELEKTROLYT-KONDENSATOREN

Printlegt: Kontakt sicher
durch Innenschweißung

WIMA

WILHELM WESTERMANN · Mannheim · Augusta Anlage 56

Verlässlichkeit, Präzision, Leistungsfähigkeit und hohe Qualität — das sind die charakteristischen Eigenschaften der tschechoslowakischen Radiobestandteile T.E.S.L.A.

Radiobestandteile TESLA

- Elektrolytische, keramische und Wickelkondensatoren • Widerstände • Potentiometer •
- Kabelendverschlüsse • weitere Bestandteile der Transistor und Fernsehtechnik • Halbleiter

Verlangen Sie eingehende Informationen, Kataloge und Prospekte

PRAHA 7, Tschechoslowakei
Třída Dukelských hrdinů 47

EXPORTEUR:



Hirschmann -

Zwischenstücke

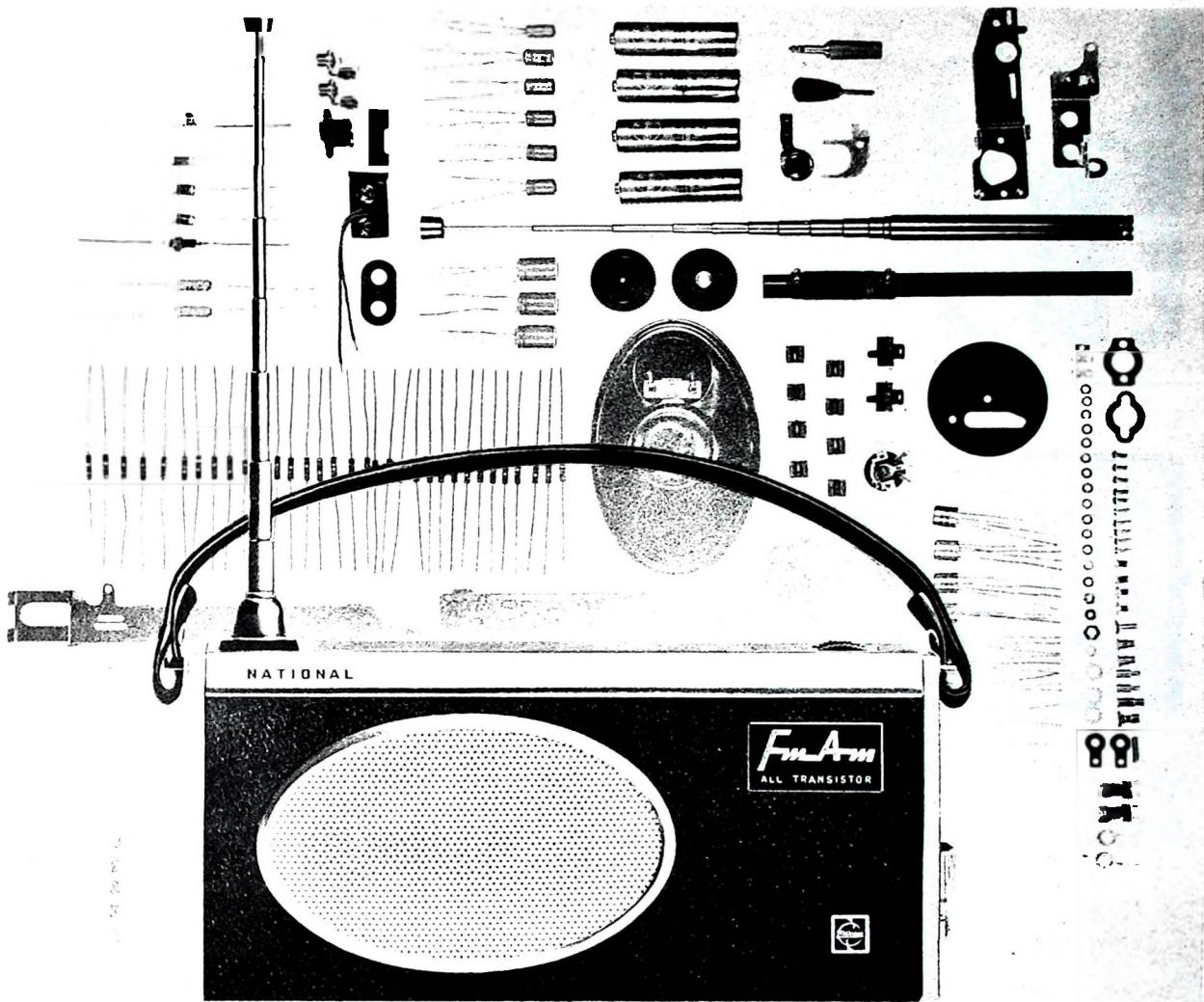
lösen das Problem!

ETI IV/60

Durch die neue Normung von Tonsnehmerbuchsen und -Steckern bei Radio-, Phone- und Tonbandgeräten entstehen in der Übergangszeit oftmals Schwierigkeiten, da die Steckvorrichtungen alter und neuer Geräte nicht zusammenpassen. Hier helfen die neuen Hirschmann-Zwischenstücke, die alle Verbindungsschwierigkeiten beheben. Bitte fordern Sie unseren Prospekt DS 43 an, der Sie über die Verwendungsmöglichkeiten genau orientiert.



Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk Eßlingen am Neckar



Modell T-81 L, drei Wellenbereiche, UKW/MW/LW, 8 Transistoren

Japans größter Hersteller für elektrische Haushaltsgeräte stellt vor: **Trümpfe für Ihren Umsatz**

Was Sie wissen müssen:

Jedes Einzelteil der von den MATSUSHITA ELECTRIC gefertigten Geräte wird in eigenen Werken hergestellt und passiert strengste Qualitätskontrollen vor dem Einbau. Deshalb liefert MATSUSHITA ELECTRIC Geräte von höchster technischer Vollendung und garantiert für geprüfte Qualität. NATIONAL Geräte der MATSUSHITA ELECTRIC sind bekannt in 120 Ländern der Welt durch Qualität und vorbildlichen Service. Wir unterstützen den Fachhandel durch ganzseitige und 4-farbige Anzeigen in Deutschlands größten Illustrierten „Der Stern“ und „Hor zu“. Dies ist der Beginn einer großzügigen Anzeigenkampagne für NATIONAL Geräte der MATSUSHITA ELECTRIC.



Elektrische und elektro-nische Qualitätsprodukte

hergestellt von

MATSUSHITA ELECTRIC

Japans größter Hersteller für elektrische
Haushaltsgeräte, Osaka, Japan
Bezugsnachweis und Informationsmaterial durch die
Generalvertretung für Deutschland:
Herbert Hüls, Hamburg 1, Lindenstraße 15-19, Tel.: 241101

UKW Transistor-Empfänger
Modell T-82 L



Tragbares transistorisiertes
Tonband-Diktiergerät
Modell RQ-112



Transistor-Wechselsprech-anlage Modell TP-101



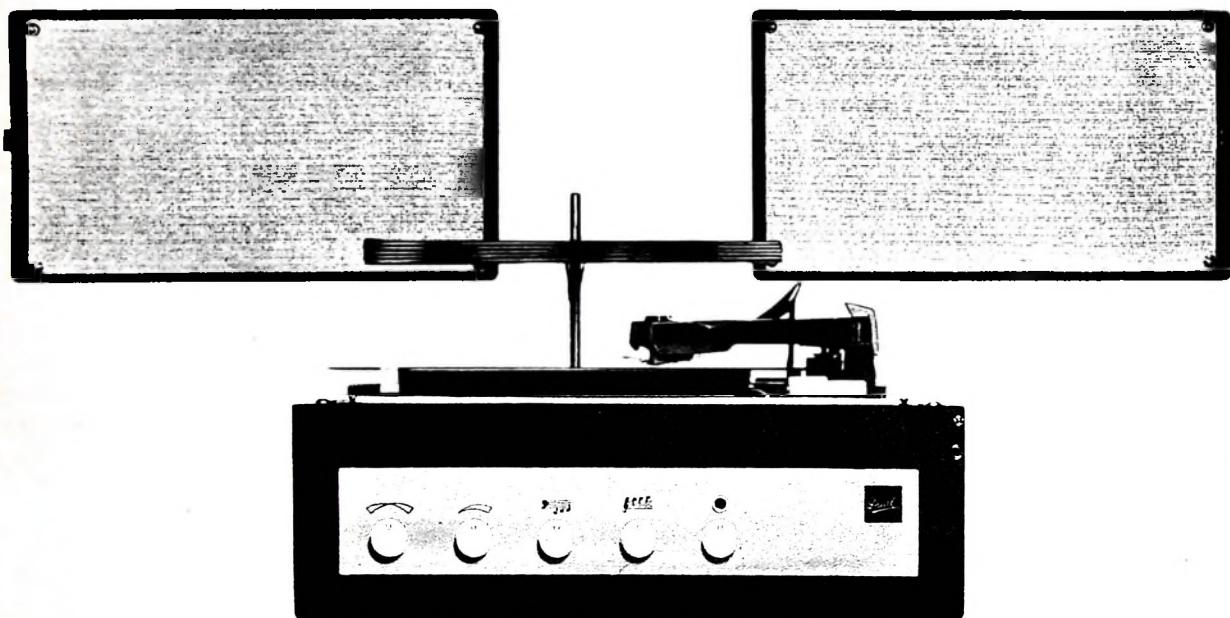
NATIONAL-Batterien
für Transistorgeräte
aller Art





Dreifunktion ein neues Stichwort für Ihr Verkaufsgespräch

Jeder Dual-Plattenwechsler hat als hervorragendes Konstruktionsmerkmal die Dreifunktion:
vollautomatischer Plattenwechsel,
vollautomatisches Einzelspiel,
manuelles Einzelspiel.
Dreifunktion – das bedeutet höchsten Bedienungskomfort.



Wenn Ihr Kunde »Stereo« sagt...

Dual

Zum guten Ton gehört Dual

dann stellen Sie diese komfortable Dual-Anlage vor. Sie ist eine konstruktive und klangtechnische Neuheit unter den transportablen Phonogeräten. Der Dual party 1008 AV 26 sollte darum Ihr erstes Angebot sein, wenn von Stereophonie die Rede ist. Seine Bestandteile: der bekannte Stereo-Plattenwechsler Dual 1008 A, ein zweistufiger Zweikanalverstärker und zwei Lautsprecherboxen, die variabel

angeordnet werden können. Damit ist ein Höchstmaß an Klangqualität akustisch auszusteuern. Und der besondere Nutzen: alle drei Teile des Gerätes sind in einem formschönen Koffer vereint. Ein komplettes Stereo-Studio „zum Mitnehmen“. ... das will Ihr Kunde wissen!

Dual Gebrüder Steidinger,
St. Georgen/Schwarzwald

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Zukunftsaugaben der Elektronenrechner

Vor etwa acht Jahren begann die Serienfertigung großer elektronischer Rechenautomaten. Vorausschauende Wissenschaftler deuteten damals die phantastischen Zukunftsmöglichkeiten einer neuen Technik an. Realistischere Konstrukteure wandten sich gegen Spekulationen jeder Art und verwiesen auf die kommende Zeit der Erprobung. Heute vertritt die Fachwelt die Auffassung, daß der Rechenautomat und seine Anwendung in der Datenverarbeitung voraussichtlich einen größeren Einfluß auf unser tägliches Leben ausüben wird als jede andere Entwicklung der jüngsten Vergangenheit. Diese Zukunftsperspektive wurde wieder einmal durch den Kongreß der „International Federation for Information Processing (IFIP)“ und die damit verbundene Ausstellung „Interdata“ deutlich, die beide in der Zeit vom 26. August bis 2. September 1962 in München stattfanden.

Der stark besuchte IFIP-Kongreß war die zweite Veranstaltung dieser Art. Die UNESCO unternahm es erstmalig im Jahre 1959, die auf dem Sektor Informationsverarbeitung tätigen Wissenschaftler aus Ost und West zu einem weltweiten Kongreß in Paris zusammenzuführen. Erst während dieses Kongresses wurde die IFIP gegründet. Ihr gehören die auf dem Gebiet der Informationsverarbeitung tätigen nationalen Gesellschaften an. Auf der internationalen Ausstellung „Interdata“ in Halle 7 des Ausstellungsparks der Münchener Theresienhöhe konnte man gleichzeitig einen Einblick gewinnen in den technischen Stand der neuesten Anlagen und Zusatzergeräte für Informationsverarbeitung in Wissenschaft, Wirtschaft und Verwaltung. Über 50 Firmen aus Dänemark, Deutschland, England, Frankreich, Holland, Italien, Schweden, Schweiz und USA zeigten die letzten Konstruktionen für elektronische Datenverarbeitungssysteme, elektronische Rechenautomaten, Ein- und Ausgabegeräte, Datenerfassungs- und Abtastsysteme, Datenübertragungssysteme und sonstige Hilfsgeräte zur Informationsverarbeitung.

In 119 Fachvorträgen, 26 Symposien und Podiumsdiskussionen konnte man dabei einen Einblick in die nahe und ferne Zukunft gewinnen. Wie tiefgreifend die Auswirkungen der Datenverarbeitung in absehbarer Zeit im Dokumentationsbereich der Wissenschaften einmal sein könnten, deutete der Präsident des Kongresses, I. L. Auerbach (USA), an. Nach seiner Auffassung wird man einmal den wesentlichen Inhalt wissenschaftlicher Veröffentlichungen auf Magnetband speichern. Unter Einschaltung eines Nachrichtensatelliten als Relais wäre es dann möglich, von Europa aus per Fernschreiber in einer USA-Bibliothek nach bestimmten Literaturstellen zu fahnden und die gefundenen Unterlagen herauszuschreiben zu lassen. Auch auf wirtschaftlichem Sektor gab Auerbach eine interessante Prognose. Wenn beispielsweise die Bankinstitute und die Finanzabteilungen der großen Firmen erst einmal dazu übergehen, ihre Geldüberweisungen nicht mehr durch Beleg, sondern durch Datenübertragung direkt zwischen ihren elektronischen Rechnern vorzunehmen, dann kann man auch daran denken, die Informationsimpulse dieses Transaktionsverkehrs zusätzlich der großen Datenverarbeitungsanlage einer staatlichen Wirtschaftsstelle zuzuleiten. Der Elektronenrechner erarbeitet in diesem Falle ein Bild von der wirtschaftlichen Situation eines Landes. Einem Wirtschaftsfachmann ist es dann möglich, jede neue Entwicklungstendenz sofort zu erkennen.

Das Arbeitsgebiet der Elektronenrechner ist sehr vielfältig. Wie man auf dem Kongreß erfuhr, sind in England sechs große Rechenzentren im Aufbau, die sämtliche Daten der gesamten verstaatlichten Industrie verarbeiten sollen. Nach Ausführungen von J. Carpentier werden bald Elektronenrechner die Leistungen der Kraftwerke in Frankreich so berechnen, daß der Verbrauch gedeckt wird und dabei die Produktionskosten minimal bleiben. Ein weiteres Beispiel: In Südostasien ermittelt ein Computer die besten Möglichkeiten für die Erschließung des Mekong-

Tales für Kambodscha und Südvietnam. Man berechnet außerdem damit die Auswirkungen des Talsperrenprojektes auf den Fruchtanbau, die Schifffahrt, die Entwicklung des Forst- und Fischereiwesens und der Energiezeugung. Hier ist der Elektronenrechner ein wichtiges Hilfsmittel, um in ein bis zwei Jahrzehnten den technischen und wirtschaftlichen Fortschritt zu erschließen.

Computer werden in Zukunft auch den Manager entlasten. Nach Angaben des amerikanischen Wissenschaftlers Vazsonyi soll der Elektronenrechner eine effektive Aufgabenteilung zwischen Mensch und Maschine erlauben. In einem sogenannten „Dialog“ werden mit einem speziellen Tastenfeld alle einschlägigen Verwaltungsentscheidungen geprüft und die besten ausgewählt. Ferner nehmen in mehreren Großstädten Computer bereits Untersuchungen der Transport- und Verkehrsanforderungen vor und berechnen die räumliche Entwicklung und die Verkehrsanforderungen für die nächsten 15 bis 20 Jahre. Nach einem Referat von L. Casciato von der kanadischen Verkehrsfororschungs-Gesellschaft hat man versuchsweise einen Rechenautomaten für die zentrale Steuerung einer Gruppe von Verkehrssignalen aufgestellt. Er prüft die Verkehrsdaten und schaltet entsprechend um. Man beabsichtigt auf Grund der guten Erfahrungen, ganz Toronto mit „elektronischen Verkehrsbeamten“ auszustatten.

Auch die Wetterbeobachter werden durch Computer Vorteile haben. Nach R. B. Stagner von der United Aircraft ist ein Gerät von großem Nutzen, das Datenmengen von etwa 20 Millionen Zeichen aus allen Teilen der Welt drahtlos überträgt, sortiert und vergleicht. Die Küstenwacht informiert sich mit Hilfe eines Automaten, der Standort, Geschwindigkeit und Bestimmungsort jedes Schiffes oder Flugzeugs, das den Ozean überquert, gewissenhaft kontrolliert.

Interessant ist auch der Einsatz von Elektronenrechnern als Übersetzungsmaschine. So gibt es bereits Übersetzungsmaschinen für russische Texte in das Englische. Entwicklungsarbeiten für Französisch und Chinesisch sind weit fortgeschritten. Bekannt wurde auch ein Programm des Diplomatischen Dienstes Martin vom Institut für Angewandte Mathematik der Universität Saarbrücken zur automatischen Übersetzung vom Lateinischen ins Deutsche. Bei diesen Fremdsprachenautomaten bereiten nur noch die Unregelmäßigkeiten der Grammatiken Schwierigkeiten. Um die Sprachschranken endgültig überwinden zu können, schlug K. G. Sellin vom Kopenhagener Rechenzentrum eine internationale Kunstsprache vor, die auf Rechenmaschinen abgestellt sein soll. Sie müßte streng logisch aufgebaut sein und auf die irrationalen Konstruktionen der meisten Sprachen verzichten.

Aufschlußreich waren auch die Referate der Herren Sakai und Doshita über eine phonetische Schreibmaschine; sie setzt menschliche Laute in gedruckte Buchstaben um. Für dieses Verfahren soll sich grundsätzlich jede Sprache eignen. Vokale und Konsonanten werden in einem System von 3000 Transistoren und 5000 Dioden verarbeitet. Nach L. D. Ernest gibt es sogar einen Computer, der Handschriften erkennen kann. Einige Zehntausend der gebräuchlichsten englischen Wörter wurden auf Grund hervorstechender Merkmale ihrer handgeschriebenen Formen in Kategorien geordnet, die man der Maschine eingegeben hat.

Mediziner versprechen sich vom Elektronenrechner neue Möglichkeiten der schnellen Diagnose. Nach Prof. Walter vom Institut für Praktische Mathematik an der Technischen Hochschule in Darmstadt hat der Patient ein Heft mit 254 Fragen auszufüllen. Die Antworten werden in einen Lochstreifen gestanzt und in den Elektronenrechner gegeben. Er vergleicht die angegebenen Symptome mit den gespeicherten Symptomkombinationen für 80 Krankheiten und gibt mögliche Diagnosen aus mit Wahrscheinlichkeitswerten von 1 bis 4.

Werner W. Diefenbach

Die Hamburger Hafenradarkette

DK 621 396 969.33

1. Einleitung

Die Sicherung des menschlichen Lebens auf See ist eine der vornehmsten Aufgaben der Menschheit überhaupt. Seit es möglich ist, Signale drahtlos auch weit über den optischen Horizont hinaus zu übertragen, haben internationale Dienste und Verträge mit dazu beigetragen, dieses Ziel in immer größerer Vollkommenheit zu erreichen. In den Nachkriegsjahren hat die Radartechnik die Möglichkeiten, welche die drahtlose Telegrafie und Telefonie bis dahin schon boten, sinnvoll ergänzt, und die Ausrüstung vieler seegehender Schiffe mit Radaranlagen ist heute für die Navigation auf vielbefahreneren Schiffahrtswegen und in küstennahen Gewässern die moderne Ergänzung der klassischen Navigationsverfahren. Wenn es der Schiffahrt damit möglich wurde, unabhängig von Wind und Wetter das angesteuerte Ziel zu erreichen, so treten bei unsichtbarem Wetter an den großen Flussmündungen doch immer wieder erhebliche Stauungen auf, weil es für die Schiffahrt trotz aller Hilfsmittel schwer ist, in den engen Hafeneinfahrten und Hafengebieten sicher zu navigieren. Die dadurch bedingten Verzögerungen kosten die Schiffahrt alljährlich Millionenbeträge. Einige für den Hamburger Hafen ermittelte Zahlen mögen hier von einer Vorstellung geben. Nach Untersuchungen der Hamburger Hafenbetriebsdirektion ließen 1955 im Stundendurchschnitt vier Schiffe ein oder aus. Legt man als langjährigen, vom Seewetteramt ermittelten Durchschnitt rund 350 Nebelstunden im Jahr zugrunde, das sind Stunden mit Sichtweiten unter 1000 m, und nimmt man eine normale achtstündige Fahrzeit vom Ansteuerungspunkt Außenelbe bis Hamburg oder umgekehrt an, so ergibt sich bei Annahme sehr niedriger Betriebskosten (ohne Kapitaldienst) allein für die zusätzlichen Betriebskosten ein Mehrbetrag von über zwei Millionen DM. Hierzu kommen noch die Mehrkosten im Hafen für Wartegelder der Hafenarbeiter, Überstundenzuschläge usw., so daß sich insgesamt für das Jahr 1955 zusätzliche Mehrkosten für die Schiffahrt von 3 bis 3,5 Millionen DM ergeben. Noch nicht erfaßt sind dabei alle jene nicht ohne weiteres exakt feststellbaren Kosten wegen verzögter Ablieferung der Ware, unrationellen Arbeitsens der Umschlagbetriebe usw. Man sieht, es handelt sich um Verluste, die durchaus zu Buche schlagen.

Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß man schon frühzeitig Überlegungen darüber anstellt, wie man auch bei unsichtbarem Wetter einen reibungslosen Ablauf des Hafenverkehrs erreichen könnte. Der Gedanke ist naheliegend, entlang den

Flußläufen eine Kette von Radaranlagen zu errichten, deren Informationen dem Lotsen und der Schiffsführung das sichere Fahren im Revier ermöglichen. Solche ortsfesten Radarstationen haben gegenüber Schiffsradarstationen den Vorteil, daß die Anzeige auf dem Radarschirm direkt auswertbar ist und Fehlentscheidungen über Kurs und Geschwindigkeit anderer Schiffe weitgehend vermieden werden. Zum anderen kann die Radarbeobachtung an Land intensiver und ungestörter erfolgen als an Bord, und schließlich geben die Landradaranlagen wegen des bei ihnen hoher getriebenen Aufwandes und wegen des optimalen Aufstellungsortes einen genaueren Überblick über die Verkehrssituation, als es an Bord eines Schiffes möglich ist. Im Gegensatz zur Luftfahrt besteht in der Schiffahrt die Aufgabe des Radarbeobachters nur darin, der Schiffsführung zusätzliche Informationen über die Verkehrslage zu geben. Nach wie vor bleibt es allein der Schiffsführung vorbehalten, daraus die notwendigen Folgerungen zu ziehen.

Die ersten Berichte über die in der Nachkriegszeit in Liverpool eingerichtete Hafenradarstation veranlaßten die Hamburger Hafenverwaltung schon im Frühjahr 1949, sich mit dem Plan eines ortsfesten Radarsystems für den Hamburger Hafen zu beschäftigen. Im Herbst 1953 begann auch die Bundeswasserstraßenverwaltung mit systematischen Versuchen an Weser und Elbe, denn jede Hafenradaranlage kann nur dann ihren Zweck voll erfüllen, wenn die Schiffe auch die Möglichkeit haben, von See aus flussaufwärts bis in den Hafenbereich oder umgekehrt fahren zu können. Für die Strecke von der offenen Nordsee bis zur Hamburger Landesgrenze bei Tinsdal hat der Bund die Radarkette projektiert. Von den hier geplanten sechs Radarstationen haben bisher drei den Betrieb aufgenommen, zwei weitere sollen bis Jahresende folgen.

und die letzte im nächsten Jahr. An diese Elbe-Radarkette (ausgerüstet mit Philips-Geräten) schließt sich die von Telefunken errichtete Hafenradarkette mit Geräten "Decca 32" an, die den Bereich von der Hamburger Landesgrenze bis zu den Harburger Häfen erfaßt und insbesondere für die Tankschiffahrt von größter Bedeutung ist.

2. Aufbau der Hamburger Hafenradarkette

Die Hamburger Hafenradarkette (Bild 1) besteht aus insgesamt fünf Stationen, von denen vier unbemannnt sind. Herz der Radarkette ist die Station 2 (Hamburger Hafenlotsenstation). Dort stehen im Radargebäude und ein Reservegerät (Bild 2), das sich in kürzester Zeit auf jeden der Bereiche I bis VI umschalten läßt. Die Anzahl der Radarbeobachter richtet sich nach der Verkehrsdichte. Mindestens zwei Beobachter sind immer erforderlich, von denen der eine den Abschnitt von der Landesgrenze bis zur Hafenlotsenstation (Bereiche I bis III), der andere die Bereiche IV bis VI übernimmt. Die Abwicklung des Funkverkehrs mit den Schiffen erfolgt als UKW-Sprechfunk auf den Kanälen 18, 20 und 22 des internationalen UKW-Seefunks. Hierfür stehen in Station 2 drei Feststationen des Typs *Telefunken 160 D 2* mit maximal 12 Watt Leistung zur Verfügung. Für die beiden obigen Bereiche wird je einer der drei UKW-Kanäle benutzt. Der Lotse an Bord muß deshalb beim Passieren der Hafenlotsenstation sein tragbares UKW-Sprechfunkgerät (Bild 3) oder die fest installierte Schiffsanlage umschalten. Der dritte UKW-Kanal ist als Reserve vorgesehen.

Die von den Antennen der unbemannnten Stationen 1, 3, 4 und 5 aufgenommenen Echoimpulse gelangen über Koaxialkabel zu den entsprechenden Hauptichtgeräten der Radaranlage in Station 2, die ihrerseits eine vollständige eigene Radaranlage

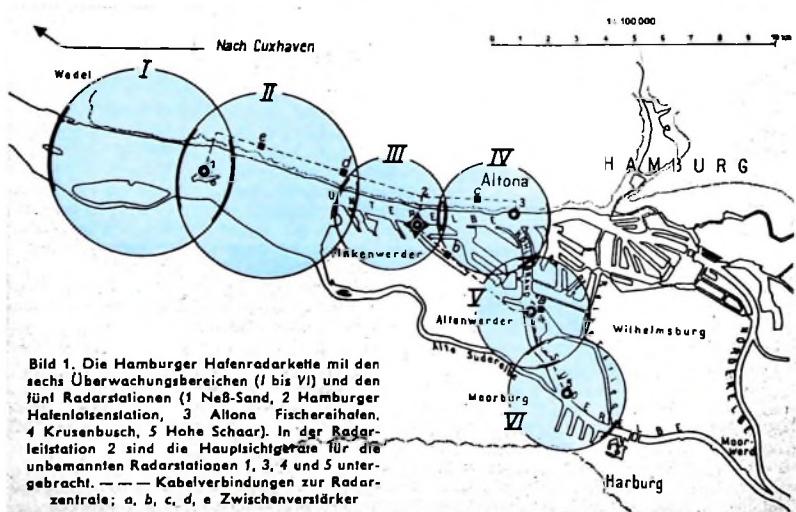


Bild 1. Die Hamburger Hafenradarkette mit den sechs Überwachungsbereichen (I bis VI) und den fünf Radarstationen (1 Neß-Sand, 2 Hamburger Hafenlotsenstation, 3 Altona Fischereihafen, 4 Krusenbusch, 5 Hohe Schaar). In der Radargebäude 2 sind die Hauptichtgeräte für die unbemannnten Radarstationen 1, 3, 4 und 5 untergebracht. — — Kabelverbindungen zur Radargebäude; a, b, c, d, e Zwischenverstärker

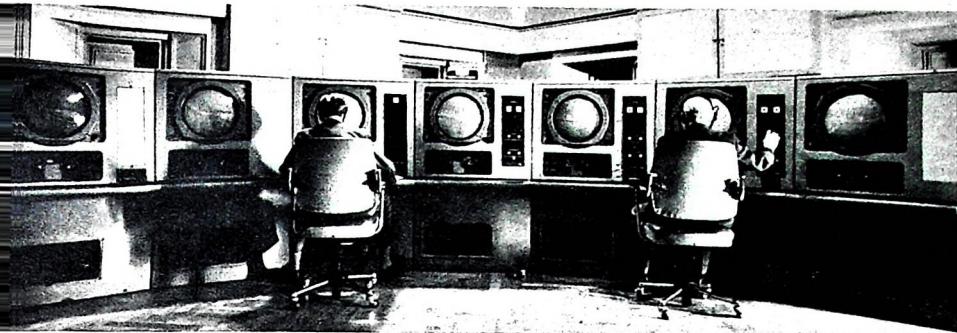


Bild 2. Radarbeobachtungsraum in der Hafenlotsenstation mit sieben Hauptichtgeräten und den Fernbedienungseinrichtungen für die unbemannten Radarstationen 1, 3, 4 und 5

enthalt Bild 1 zeigt, wie sich die Bereiche der Hauptsichtgeräte überdecken, so daß sich eine lückenlose Überdeckung des gesamten zu überwachenden Gebietes ergibt. Der Bau der Station 1 (Neß-Sand) beginnt erst in diesem Jahr. Trotzdem ist schon jetzt ein provisorischer Betrieb für die Bereiche I und II (vgl. Bild 1) möglich, weil die für diese Bereiche in der Radaranlage stehenden Hauptsichtgeräte bis zur Fertigstellung der Station 1 ihre Signale von der Radaranlage auf Station 2 erhalten. Mit entsprechender Dezentralisierung der Bilder der diesen Bereichen zugeordneten Hauptsichtgeräte ist es möglich, auch diese Bereiche zu überwachen.

Um der Schiffsleitung genaue Angaben über den Standort des Schiffes und die Bewegungen anderer Schiffe geben zu können, sind in den Hauptsichtgeräten sogenannte Leitlinien elektronisch eingeblendet. Sie sind mit der Fahrwassermitte identisch und dem Lotsen nach Lage und Richtung genau bekannt. Die Angabe der nördlichen oder südlichen Abstände von diesen Leitlinien ist die erste Information für die Schiffsleitung. Hinzu kommen weitere Angaben über Entfernung und Richtung zu markanten Punkten des Fahrwassers (Bojen, Anlegepontons, Einfahrten, Molen usw.). Für diese Angaben bedient der Radarbeobachter sich des Meßlineals, das sich zwischen zwei beliebigen Punkten ebenfalls elektronisch einblenden läßt und an den Einstellknöpfen Richtung und Entfernung ablesen gestattet. In die Hauptsichtgeräte I und II, deren Bereiche verhältnismäßig wenige Festzeichen haben, läßt sich außerdem ein Kartenbild mit den Uferlinien und der Lage der Tonnen im richtigen Maßstab elektronisch einblenden. Die Übernahme der aus dem letzten Bereich der Radaranlage des Bundes aufkommenden Schiffe wird durch zwei Maßnahmen erleichtert. Einmal hört der Radarbeobachter des ersten Hamburger Abschnitts (Bereiche I und II) den UKW-Sprechfunkverkehr der letzten Radaranlage des Bundes in Brunsbüttelkoog für den angrenzenden Abschnitt (Hellingen Schanze) mit, und zum anderen kann er sich über eine eigene Telefonleitung ständig von der Radaranlage Brunsbüttelkoog über die Verkehrslage unterrichten lassen. Innerhalb des Hamburger Bereichs erfolgt die Weitergabe zwischen den im selben Raum sitzenden Radarbeobachtern durch Zuruf.

3. Technik der Hafenradarkette

Die bei Schiffsradaranlagen gesammelten Erfahrungen waren für die Entwicklung des Hafenradars eine wesentliche Hilfe. Trotzdem ist es für das technische Konzept ein großer Unterschied, ob die Radaranlage ein übliches Rundsichtbild, bei-

spielsweise vom Hafengebiet, geben soll oder ob man einen langgestreckten Flußlauf mit seinem vielfältigen Verkehr überwachen will. Einige der dabei auftretenden technischen Probleme seien nachstehend kurz angedeutet.

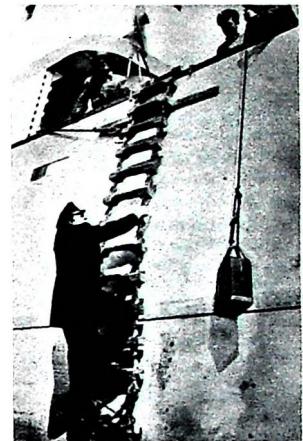
3.1. Zielerfassung und Zielauflösung

Zwei Radarziele lassen sich nur dann einzeln darstellen, wenn ihr Abstand mindestens so groß ist wie die horizontale Strahlbreite der Antenne und größer ist als die der Impulsdauer entsprechende Entfernung. Die horizontale Strahlbreite hängt von den mechanischen Abmessungen und von der Ausleuchtung der Antenne ab. Mit geeigneter Formgebung läßt sich die Nebenzipfelämpfung, gegebenenfalls unter Verzicht auf Antennengewinn, herabsetzen. Für eine Hafenradaranlage sind genügende Horizontalbündelung und hohe Nebenzipfelämpfung von erstrangiger Bedeutung, so daß man gegebenenfalls auf Antennengewinn verzichten muß, da dieser ebenso wie die Bündelung bei gleicher Reflektorgroße gegenläufig zur Nebenzipfelämpfung ist. Der erreichbare Wert ist außerdem durch die praktisch noch zulässigen Antennenabmessungen begrenzt.

Radarziele werden auf dem Radarschirm nicht nur proportional ihrer horizontalen Ausdehnung wiedergegeben, sondern der Pegel des Echosignals hat wegen der unterschiedlichen Echofläche verschieden großer Schiffe für verschiedene Ziele mit gleicher azimutaler Ausdehnung (bezogen auf die Radaranlage) unterschiedliche Abbildungsreihen zur Folge. Außerdem ändert sich die wirksame Echofläche eines Ziels in Abhängigkeit von dessen Stellung zur Radaranlage. Versuche und theoretische Überlegungen haben ergeben, daß die 3-dB-Breite des horizontalen Strahlungsdiaagramms $0,3^\circ$ nicht übersteigen sollte. Der 20-dB-Punkt darf etwa beim doppelten Wert liegen. Die am häufigsten vorkommenden Ziele, die einen Pegel von 40 dB gegen das kleinste noch abzublindende Ziel haben, erfahren damit noch keine schädliche Verbreiterung.

Die ermittelten Größen der reflektierenden Flächen streuen bei Objekten auf dem Wasser zwischen 0,3 und $300\,000\text{ m}^2$ mit einer größten Häufigkeit bei 3000 m^2 . Das entspricht einem Verhältnis von sechs Zehnerpotenzen, und dementsprechend schwankt die Leistung des empfangenen Echosignals um 60 dB bei gleicher Zielentfernung. Zur Bestimmung der notwendigen Nebenzipfelämpfung kann man davon ausgehen, daß ein solcher Zipfel, wenn er auf ein großes Ziel trifft und dieses nicht auch durch den Nebenzipfel abgebildet werden soll, durch die An-

Bild 3 (unten). Der Hafenlotsen geht mit seinem transportablen UKW-Sprechfunkgerät an Bord eines Dampfers



tennencharakteristik etwa 60 dB gedämpft sein sollte. Das Antennendiagramm müßte deshalb eine Nebenzipfelämpfung von etwa 30 dB haben.

Der sich daraus ergebenden Forderung nach möglichst hoher Horizontalbündelung steht andererseits entgegen, daß gerade kleinere Ziele eine geringere Bündelungsschärfe erfordern. Die auf ein Ziel minimal entfallende Anzahl der Treffer hängt außer von der Horizontalbündelung auch ab von der Umlaufgeschwindigkeit der Antenne und der Impulsfolgefrequenz. Um auch bei kleinen Zielen die Anzahl der Treffer je Umdrehung nicht kleiner als vier oder fünf werden zu lassen, damit die Abbildung des Ziels mit ausreichender Sicherheit gewährleistet ist, wählte man hier als gute Kompromißlösung zwischen Auflösung und Auffassungssicherheit $0,3^\circ$ Horizontalbündelung, 1840 Hz Impulsfolgefrequenz und 20 U/min Umdrehungsgeschwindigkeit für die Antenne.

3.2. Betriebsfrequenz

Der Frequenzverteilungsplan von Atlantic City (1957) sieht für Hafenradaranlagen keine besonderen Frequenzbänder vor. Praktisch kommt nur das 3-cm-Band (8500 ... 10 000 MHz) in Betracht, aus dem in Deutschland für Hafenradaranlagen Frequenzen zwischen 8800 und 9250 MHz zur Verfügung stehen. Niedrigere Frequenzen scheiden aus, da man hierfür kaum die geforderte Bündelung von $0,3^\circ$ mit vertretbarem Aufwand erreichen kann. Die für alle Dienste freien höheren Frequenzen, insbesondere die auch für die Rollfeldüberwachung von Flughäfen benutzten Bereiche 8,6 und 12,5 mm, sind wegen der höheren Ausbreitungsdämpfung durch Niederschläge und Nebel für mittlere Entfernen (5 ... 10 km) ebenfalls weniger geeignet. Außerdem ist für ein 3-cm-Radar die Maskierung von Zielgebieten durch Wettermechos weniger problematisch; das gleiche gilt für die Entstörung der Seegangechos.

Um gegenseitige Störungen der Stationen zu vermeiden, arbeitet man mit um 150 MHz gestaffelten Betriebsfrequenzen. Zwar lassen sich Störungen durch vorbeifahrende Schiffe mit Radar nicht ganz beseitigen. Da aber der für diesen Dienst vorgeschriebene Frequenzbereich dicht oberhalb des Bereichs der Hafenradaranlagen liegt, treten nur selten Störungen auf. Außerdem weicht die Impulsfolgefrequenz der Schiffsradaranlagen meist erheblich von der von den Landstationen benutzt ab, so daß sich die als helle Punkte bemerkbar machenden Störungen ungleichmäßig auf dem RadARBildschirm verteilen und bei jedem Antennenlauf an einer anderen Stelle erscheinen. Eine Verwechslungsgefahr der Störimpulse mit Reflexionszeichen von Bojen oder anderen kleinen Zielen besteht deshalb praktisch kaum.

3.3. Sichtgerät

Bei Schiffsradaranlagen handelt es sich üblicherweise nur darum, die Ablenkung des Elektronenstrahls in der Anzeigöhre synchron mit der Antenne umlaufen zu lassen. Hierfür sind Ablenksysteme mit rotierenden Spulen gut geeignet. Bei einem Hafenradar sollen hingegen viele Hilfslinien elektronisch eingeblendet werden. Außerdem legt man Wert darauf, das Bild stark dezentrieren zu können. Für solche Zwecke haben feststehende Ablenspulen erhebliche Vorteile. Die Hilfslinien zur Markierung und auch das bereits erwähnte Meßlineal sind Bestandteil des Schirmbildes und lassen sich deshalb parallaxenfrei ablesen. Zum Schreiben der elektronischen Hilfslinien wird in bestimmten Abständen, die vom Umlaufintervall der Antenne abweichen, eine Speiche des RadARBildes mit Hilfe eines Elektronenschalters unterdrückt. Während dieser Zeit erhalten die Ablenksysteme des Systems eine Spannung, die den Elektronenstrahl eine Linie schreiben läßt. Eine nachteilige Beeinflussung des RadARBildes durch die fehlende Speiche ist auch bei einem um mehrere Radianen dezentrierten Bild nicht zu beobachten, da im allgemeinen wegen der horizontalen Breite des Antennenstrahls der Informationsinhalt von wenigstens zwei Speichen der gleiche ist.

Die Ablenkung mit Hilfe feststehender Spulen bietet auch für die Dezentrierung des Bildes Vorteile. Es läßt sich dann nämlich der Ausgangspunkt der Zeitachse durch die Verschiebungsrichtung aus der Schirmmitte verschieben. Die Hauptsichtgeräte der Hafenradaranlage in Hamburg lassen Dezentrierung um fünf Radianen zu, so daß der Mittelpunkt weit außerhalb des Schirmbildes liegt.

Die Ablenkspulen sind die Arbeitswiderstände der Ablenk-Endröhren, von denen wegen der erforderlichen großen Ströme mehrere parallel geschaltet sind. Um die Verlustleistung der Röhren nicht unnötig hoch ansteigen zu lassen, erhalten die Endröhren nur während der eigentlichen Ablenkzeit die volle Anodenspannung. Ein Vorimpuls aus der Bildabberungsanlage schaltet 24 µs vor Beginn der eigentlichen Ablenkung die Spannung hoch.

Die Bildröhre des Hauptsichtgerätes hat 38 cm Durchmesser. Damit erreicht man für den RadARBebachter eine günstige Darstellungsgröße, denn im kleinsten Meßbereich (2,2 km Radius) erhält man dann einen Darstellungsmaßstab von etwa 1 : 10 000, der üblicherweise auch für das vom Hafen vorliegende Kartenmaterial

benutzt wird. Das Auflösungsvermögen der Bildröhre hängt außer von den technischen Daten der Radaranlage in erster Linie von der Bildpunktschärfe des Leuchtflecks ab. Bei 0,05 µs Impulsdauer und 22 MHz ZF-Bandbreite kann man unter Berücksichtigung der Impulsverschleifung höchstens eine Auflösung von 10 m erwarten. Für den 2,2-km-Bereich dürfte dann der Durchmesser des Leuchtpunktes nicht größer als 0,8 mm sein. Da die benutzte Bildröhre aber einen kleinen Fleckdurchmesser schreibt, tritt auch im 3,3-km-Bereich noch keine Verringerung infolge des endlichen Leuchtfleckdurchmessers auf.

3.4. RadARBildübertragung

Die unbemannten Radaranlagen Hohe Schaar, Krusenbusch, Altona, Fischereihafen und später auch Neß-Sand sind mit den Hauptsichtgeräten in der Leitstation durch RadARBildübertragungsanlagen verbunden. Diese müssen zur Darstellung des RadARBildes übertragen: 1. Synchronisationspulse für die Zeitablenkung, 2. Informationen über den Antennenwinkel zur Herstellung des Gleichlaufs zwischen der Drehbewegung der Antenne und dem Zeilenlauf auf der Bildröhre und 3. die vom Empfänger aufgenommenen und dann demodulierten Rückstrahlimpulse (das Videosignal). Bei der Übertragung darf das RadARBild nicht merkbar verschlechtert werden, und bei der Übertragung der Winkelinformation dürfen bestimmte Toleranzen nicht überschritten werden. Nach sorgfältiger Prüfung der verschiedenen technischen Möglichkeiten entschied man sich im vorliegenden Falle für die Übertragung des Videosignals über Koaxialkabel. In der von Telefunken entwickelten RadARBildübertragungsanlage werden die von der Radaranlage gelieferten Signale in der Bildaufbereitung zu einem Summensignal zusammengesetzt und am Ende der Übertragungsstrecke wieder in die Einzelsignale zerlegt. Die Bandbreite im Videozug ist 12 MHz. Für die Übertragung der Information über den Antennendrehwinkel hat man eine Genauigkeit von etwa 3 Winkelminuten erreicht.

3.5. Fernbedienung

Die unbemannten Stationen können vom RadARBebachter an seinem Platz fernbedient werden. Für die Fernbedienung sind in Befehlsrichtung 20, in Rückmelderichtung 15 voneinander unabhängige Verbindungswege notwendig. Es werden nicht nur Ein-Ausschaltvorgänge fernbetätigt ausgeführt, sondern auch Drehbewegungen (Potentiometerstellungen) übertragen und Fernmessungen (einschließlich der Stellungsanzeige der Regelorgane) durchgeführt. Man arbeitet mit einem Frequenzmultiplexverfahren unter Mehrfachausnutzung der Leitungen. Die Anlage ist volltransistorisiert. Die Fernregelung der ZF-Verstärkung, der Abgleich des Klystrons und die Einregelung der Nahedämpfung erfolgen über kleine Motoren. Für die Fernmessung arbeitet man nicht mit reiner Gleichstromübertragung, weil infolge Induktion im Kabel auftretende unkontrollierbare Spannungen das Meßergebnis verfälschen würden. Deshalb erzeugt man auf der Sendeseite eine Wechselspannung, deren Frequenz der zu messenden Größe proportional geändert wird. Auf der Empfängerseite setzt ein direkt zeigender Frequenzmesser die Frequenzänderung wieder in Gleichspannungswerte um.

Neuartige Miniatur-Rechenanlage für Lehrzwecke

Eine neue kleine Rechenanlage „Univac 422“ der Remington Rand GmbH, die hauptsächlich für Lehrzwecke bestimmt ist, wurde jetzt erstmalig in Europa auf der Deutschen Industrieausstellung in Berlin gezeigt. Sie soll angehende Programmierer, Bedienungskräfte, Ingenieure und Techniker mit den Methoden der elektronischen Datenverarbeitung vertraut machen.

Die „Univac 422“ weist Merkmale auf, die für weit größere Anlagen charakteristisch sind: Festkörperbauweise, Magnetkernspeicher, Parallelverarbeitung und ein umfassendes Befehlsspeicher. Die Speicherkapazität ist 512 Worte bei einer Wortlänge von 15 Bit. Die Operationszeiten liegen zwischen 12 µs (Addition) und 57 µs (Division) einschließlich der Zugriffszeit. Das Programm ist intern gespeichert. Ein- und Ausgabe erfolgen über eine Schreibmaschine mit angeschlossenem Lochstreifenleser und -stanzer. Das Gerät ist nach Anschluß an das normale Lichtnetz sofort betriebsbereit; es kann auf Grund der geringen Abmessungen bequem auf einem Tisch aufgestellt werden.



„Univac 422“, eine Miniatur-Rechenanlage der Remington Rand GmbH für Ausbildungszwecke

Der Einsatz der kleinen Anlage in Unternehmen, die eine elektronische Rechenanlage benötigen oder bereits benutzt, trägt dazu bei, die Ausbildungsszeit für Programmierer und Bedienungskräfte wesentlich zu verkürzen. Außerdem läßt sich die „Univac 422“ unter bestimmten Voraussetzungen dazu verwenden, Abschnitte größerer Programme zu testen, bevor das Gesamtprogramm auf die Großanlage zum Probelauf gegeben wird.

*

Auf dem Stand in Berlin wurden auch die neuesten Verfahren bei der Herstellung von Baugruppen moderner Elektronenrechner praktisch vorgeführt, und zwar am Beispiel neuartiger Verdrahtungsmethoden und der Montage von Kernspeichern.

Das Modell einer Rechenanlage neuester Konstruktion ließ erkennen, welche erheblichen Fortschritte in der Miniaturisierung erreicht worden sind. Dieser Kleinrechner verfügt über einen Dünnschichtspeicher, der zerstörungsfrei gelesen wird. Die Lesezeit ist 50 ns, und die Speicherkapazität beläuft sich auf 166 000 Bit. Der Kleinrechner hat etwa die Größe einer Büroschreibmaschine und wiegt nur 34 kg.

-th

Leistungsmessung von Zentimeter- und Millimeterwellen

Eine der wichtigsten Messungen im Mikrowellengebiet ist die genaue Bestimmung der Leistung einer HF-Quelle. Da deren Ermittlung aus den absoluten Größen von Strom und Spannung bei sehr hohen Frequenzen auf Schwierigkeiten stößt, wendet man hier besser Methoden an, die auf einer unmittelbaren Leistungsmessung beruhen. Aus der gemessenen Leistung sind dann jederzeit die Absolutwerte von Strom und Spannung zu errechnen. Nach der heutigen Technik gibt es für die Absolutmessung der Leistung zwei Hauptgruppen von Meßmethoden, die sich durch das physikalische Prinzip unterscheiden:

1. thermische Methoden,
2. Methoden, die eine Kraftwirkung (Strahlungsdruck) ausnutzen.

Außerdem lassen sich noch Aufgliederungen nach der Höhe der zu messenden Leistung vornehmen, zum Beispiel nach geringste Leistungen von $10^{-10} \dots 10^{-2}$ mW, geringe Leistungen von $10^{-2} \dots 10$ mW, mittlere Leistungen von 10 mW ... 30 W, größere Leistungen > 30 W.

1. Thermische Meßmethoden

Bei den thermischen Meßmethoden wird die zu messende HF-Leistung in einem absorbierenden Medium direkt in Wärme umgesetzt und diese dann zur quantitativen Bestimmung der Leistung benutzt. Wichtig ist dabei eine gute Anpassung des Wirkwiderstandes an die zu messende Spannungsquelle, um Reflexionen und Verluste zu vermeiden.

Etwa entstehende Fehlanpassungen lassen sich wohl durch Transformationsvorpole kompensieren, jedoch ist eine solche Maßnahme wiederum mit Wärmeverlusten verbunden.

1.1. Wasserkalorimeter

Wasserkalorimeter werden vornehmlich zum Messen großer Leistungen (1 W bis 1 kW) eingesetzt, wobei von Vorteil ist, daß sie ohne Dämpfungswiderstand benutzt werden können. Ihr Frequenzbereich ist nach oben praktisch unbegrenzt; sie eignen sich deshalb besonders gut für Messungen im Mikrowellenbereich. Bei den Wasserkalimetern wird Wasser als Absorber verwendet. Wasser ist für Mikrowellen ein extrem verlustreicher Stoff, mit dem eine fast vollständige Absorption der elektromagnetischen Energie erreicht werden kann. Da solche Kalorimeter aber ziemlich unhandlich sind, werden sie nur in größeren Laboratorien verwendet, dort vor allem als Referenzmaß zur Eichung anderer Leistungsmessgeräte. Dabei ist ihr weiter Frequenzbereich vorbehaltlich. Je nach der zu messenden Leistung sind verschiedene Arten von Kalorimetern entwickelt worden.

1.1.1. Messung mit Thermometer

Für größere Leistungen bis zu einigen hundert Watt läßt sich die Leistung mit einfachen Mitteln – jedoch langwierig und umständlich – mittels Thermometer messen.

Als Absorptionswiderstand wird hierbei ein keilförmiger Wasserkörper in einem

leicht schräg gestellten Hohlleiter verwendet. Die HF-Leistung errechnet sich dann aus [1]

$$P_w = J \cdot M \cdot \Delta T \quad (1)$$

(J mechanisches Wärmeäquivalent in Joule/cal; M Masse des Wassers in mg; ΔT Temperaturzunahme des Wasserkörpers, abgelesen an dem eingetauchten Präzisionsthermometer).

An Stelle einer ruhenden Wassermenge kann auch eine kontinuierlich fließende Menge verwendet werden, wobei dann $M = \text{Masse}/s$ (in mg) gilt.

1.1.2. Durchfluß-Wasserkalorimeter

Durchfluß-Wasserkalorimeter arbeiten nach der Substitutionsmethode. Bild 1 zeigt eine einfache Ausführung [2], die aus einem schräg zum Hohlleiter 2 verlaufenden Glasrohr 1 besteht, das vom Wasser durchflossen wird. Die Temperaturdifferenz zwischen Zu- und Abfluß wird mittels zweier Thermoelemente 4 an einem Galvanometer 3 gemessen. Die Eichung erfolgt mit einer wechselstromgespeisten Heizwendel 5. Ein Wattmeter 6 dient zusammen mit einem Regeltransformator 7 zur Eichung.

Als Beispiel eines sehr genau arbeitenden Wasserkalimeters sei das Präzisionsgerät „290 B“ der Sierra Electronics Div. Philco Corporation (Menlo Park, Calif.) angeführt [3]. Das Wirkungsprinzip ist im Bild 2 dargestellt. Es beruht auf der Tatsache, daß die Erwärmung einer bekannten Durchflußwassermenge proportional der mittleren Leistung ist, die in dieser Zeit die Erwärmung veranlaßt. Durchflußkalorimeter haben gegenüber festen Wasserkörpern den Vorteil, daß sie rascher und einfacher zu messen gestatten. Nach Bild 2 wird die Quelle der zu messenden HF-Leistung 1 an einen Wellenleiter 2 angeschlossen, der mit einem Dämpfungsglied 3 abgeschlossen ist. Das Dämpfungsglied wird von einem bekannten kontinuierlichen Wasserfluß gebildet. Ein gleiches Dämpfungsglied 4, das symmetrisch zum ersten angeordnet ist, wird vom 50-Hz-Wechselstrom erwärmt. Mit Hilfe eines Regeltransformators 5 wird die Erwärmung so eingestellt, daß das Galvanometer 7 der Differential-Thermoelementenbrücke 8 keinen Ausschlag zeigt; dann ist die am Wattmeter 6 abgelesene Leistung gleich der HF-Leistung. Zur Eichung und Überprüfung der genauen Aufteilung der beiden Wasserzweige, die im Rohrleitungssystem 9 einjustiert werden können, sind in den beiden Abschlüssen 3 und 4 Heizelemente angebracht. Mit Hilfe des umschaltbaren Wattmeters 6 und des Galvanometers 7 läßt sich dann kontrollieren, ob beide Abschlüsse tatsächlich die gleiche Wärme entwickeln. Das Philco-Gerät arbeitet im Frequenzbereich 5,8 bis 12,4 GHz mit $\pm 1\%$ Genauigkeit.

1.2. Messung mit Bolometer

Die Leistungsmessung mit Hilfe eines Bolometers erfolgt nach dem gleichen Prinzip wie beim Wasserkalorimeter, nur daß hier die zu messende Leistung statt einem Wasserkörper einem trockenen Absorber, dem Bolometer, zugeführt wird. Seine Temperaturerhöhung ist dann ein Maß

DK 621.317.382.029.64/65

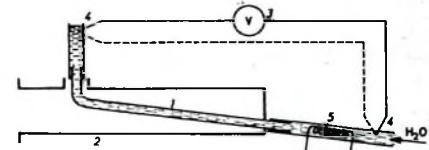


Bild 1. Einfaches Durchfluß-Wasserkalorimeter für $P = 5 \dots 30$ W, $f = 3 \dots 10$ GHz, Genauigkeit $\pm 1\%$ (nach Lane)

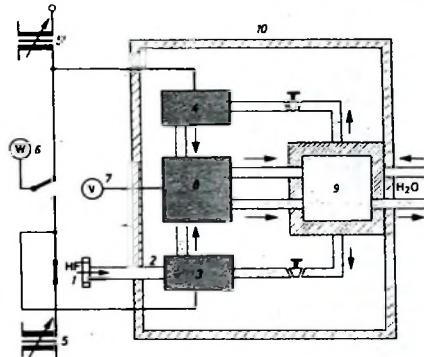


Bild 2. Präzisions-Durchfluß-Wasserkalorimeter, $P = 10 \dots 100$ W (nach Philco)

für die zugeführte Leistung. Als Temperatur-„Fühler“ werden temperaturabhängige Widerstände verwendet, die normalerweise einen Zweig einer Widerstandsmeßbrücke bilden, die mit Niederfrequenz oder mit Gleichstrom gecickt wird; die Frequenz der zu messenden Energiequelle ist dabei praktisch vernachlässigbar. Bei der Ausführung der Messung sind einige Punkte wichtig.

- Die zu messende Leistung muß restlos vom Absorber aufgenommen werden.
- Der Absorber muß gut an den Wellenwiderstand des Leitungssystems angepaßt sein (eine sehr gute Genauigkeit bedeutet beispielsweise ein VSWR¹ von 1,1 bei 5 GHz, entsprechend einer Knotenhöhe $m = 0,8$. Mit höherer Frequenz muß dann allerdings ein etwas größerer VSWR in Kauf genommen werden).
- Der Absorber muß klein gegenüber der Wellenlänge sein und zumindest gleiche Stromverteilung für Gleich- wie für HF-Strom aufweisen.
- Die Leistungsempfindlichkeit des verwendeten Bolometers soll so groß sein, daß auch die kleinste zu messende Leistung eine genügende Widerstandsänderung hervorruft.

Nach ihrem Temperaturverhalten unterscheidet man zwei verschiedene Arten von Bolometern:

- Baretters, Wollaston-Drähte und Absorptionsfilme; sie haben sämtlich einen positiven Temperaturkoeffizienten des

¹) Voltage Standing Wave Ratio (Spannungsflexionsfaktor)

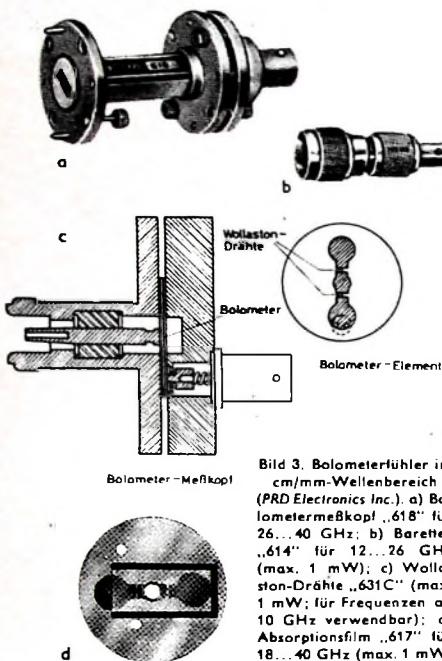


Bild 3. Bolometerfühler im cm/mm-Wellenbereich (PRD Electronics Inc.). a) Bolometer-Meßkopf „.618“ für 26...40 GHz; b) Baretter „.614“ für 12...26 GHz (max. 1 mW); c) Wollaston-Drähte „.631°C“ (max. 1 mW; für Frequenzen ab 10 GHz verwendbar); d) Absorptionsfilm „.617“ für 18...40 GHz (max. 1 mW)

Widerstandswertes und werden in einen Bolometer-Meßkopf (Bild 3a) eingebaut. b) Thermistoren mit negativen Temperaturkoeffizienten.

Die Baretters (Bild 3b) bestehen aus dünnen Wolfram- oder Platindrähten von wenige μm Dicke, die gewöhnlich in einem evakuierten Gläsröhrchen eingeschmolzen sind.

Wollaston-Drähte (Bild 3c) sind spezielle kurze Drähte, die für kleinste Leistungen unter 1 mW eingesetzt werden. Sie haben einen relativ hohen Leistungsfaktor des Widerstandes (ungefähr 5 bis 10 Ohm/mW), sind daher äußerst empfindlich, eignen sich aus diesem Grunde weniger gut für die Messung von Impulsleistungen. Ihre Zeitkonstante ist mit 0,1 ms äußerst klein.

Bei Absorptionsfilmen nach Bild 3d [12] handelt es sich um extrem dünne Metallfilme, die auf Mica-Scheiben von 0,4 cm Breite aufgedampft sind. Ihre Empfindlichkeit ist etwas geringer (30 bis 60 Ohm/mW). Absorptionsfilme weisen aber eine hohe Stabilität und Breitbandigkeit auf und werden für Leistungsmessungen bis 0,1 W (in Sonderfällen bis 1 W) verwendet.

Die genannten Temperaturfühler werden gewöhnlich für Frequenzen bis maximal etwa 40 GHz hergestellt, wobei ihre Leistungsaufnahme mit höherer Frequenz sinkt. Man spannt sie mit Gleichstrom von einigen mA so vor, daß sie einen Arbeitswiderstand von 200 Ohm haben. Ihre Drift ist hierbei nur $0,15 \text{ mV}/\text{°C}$.

Vorteile: große Empfindlichkeit (max. $50 \text{ mV}/\text{mW}$), rasche Wirksamkeit wegen kleiner Zeitkonstante ($0,1 \text{ ms} \dots 0,1 \text{ s}$), Breitbandigkeit; sie sind also die gegebenen Elemente zur Messung kleiner und kleinstler Leistungen.

Nachteile: niedrige Leistungsgrenze von etwa $< 0,1 \text{ W}$ (kann jedoch durch zusätzliche Richtkoppler und Dämpfungsglieder als Leistungsteiler bis auf mehrere Kilowatt erhöht werden), geringe Überlastbarkeit (bei Impulsbetrieb ist Vorsicht geboten,

und spezielle Schutzrelais müssen vorgesehen werden), schwierige Anpassung über ein breites Frequenzband, Abnahme der Genauigkeit mit höherer Frequenz (die Genauigkeit ist auch eine Funktion der Temperatur).

Thermistoren sind robuste Halbleiterelemente in Form von gesinterten Perlen mit wenigen zehntel mm Durchmesser. Von Vorteil ist ihr hoher Temperaturkoeffizient, ihre große Überlastbarkeit und die Konstanz ihrer Charakteristiken. Die Drift ist aber $1,8 \text{ mV}/\text{°C}$, daher haben sie geringere Genauigkeit. Ihre Leistungsempfindlichkeit liegt bei $35 \text{ Ohm}/\text{mW}$, die Zeitkonstante bei 1 s. Sie eignen sich besonders gut für Impulsleistungsmessungen. Der Betriebswiderstand wird auch hier auf 200 Ohm eingestellt. Die Verwendungsmöglichkeit von Thermistoren reicht bis tief ins Mikrowellengebiet. Die Belastungsgrenze liegt bei 25 mW, kann jedoch ebenfalls durch Dämpfungsglieder erhöht werden.

1.2.1.1. Einfache Wheatstonesche Brücke

In dieser Anordnung nach Bild 4 bildet ein Baretter R_b einen Zweig der Brücke, die aus sonst gleichen Widerständen R besteht. Eine Drossel D verhindert das Abfließen der HF-Leistung in den Gleichstromkreis. Mittels des Widerstandes R_0 mit geeichter Ohmskala wird der Brückengleichstrom so eingeregelt, daß R_b auf den Widerstandswert R (200 Ohm) gebracht

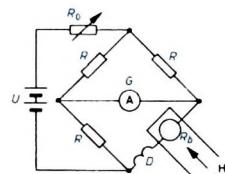


Bild 4. Prinzipschaltung einer einfachen Bolometer-Meßbrücke

und das Meßinstrument G stromlos wird. Wird nun R_b durch die zugeführte Mikrowellenenergie zusätzlich erwärmt, dann vergrößert sich sein Widerstand. Die Brücke wird verstümmt, und das Galvanometer G schlägt aus. Es kann so geeicht werden, daß es die HF-Leistung direkt in Watt anzeigt. Diese einfache Anordnung weist aber verschiedene Mängel auf; sie ist nur für einen engen Leistungsbereich und ein bestimmtes Bolometer sowie eine bestimmte Temperatur brauchbar.

Ist das Galvanometer nicht geeicht, dann läßt sich die Leistung bei bekannter Spannung U auch rechnerisch nach Gl. (2) bestimmen:

$$P = \frac{U^2 (R_{02} - R_{01}) \cdot \left(R_{01} + R + \frac{R_{02} - R_{01}}{2} \right)}{2 (R_{01} + R)^2 \cdot (R_{02} + R)^2} \quad (2)$$

Darin bedeutet R_{01} den am Regelwiderstand R_0 abgelesenen Widerstandswert ohne HF und R_{02} den abgelesenen Widerstandswert bei HF-Anwendung, bei dem gleicher Galvanometerausschlag wie vorher eintritt.

Als Beispiel eines thermischen Leistungsmessers, der auf diesem Brückenprinzip beruht, aber durch verschiedene Verbes-

serungen zu hoher Präzision entwickelt wurde, sei der Typ „NRD“ von Rohde & Schwarz erwähnt. Sein Eingangswiderstand wirkt unmittelbar als Meßstellenabschluß, in dem die Leistung restlos verbraucht wird. Die Anzeige der Leistung ist praktisch bis 4,5 GHz frequenzunabhängig, und zwar bei einer Genauigkeit von $\pm 5\%$. Der Meßbereich erstreckt sich von 0,1 ... 10 mW, kann jedoch durch entsprechende Dämpfungsglieder bis auf 10 kW erweitert werden. Der Welligkeitsfaktor liegt unter 1,1. Sehr nützlich ist ein eingebautes Eichnormal mit Kontrollinstrument.

1.2.1.2. Leistungsmesser mit selbstregelnder Bolometerbrücke

Mit Anordnungen nach Bild 5 ist sowohl die Anpassung des Absorbers unabhängig von Leistung und Temperatur als auch die Bedienung sehr einfach. Die Brücke dient hier als ein Netzwerk zwischen Ein- und Ausgang eines wegen starker Gegenkopplung sehr stabil arbeitenden mehrstufigen NF-Regelverstärkers V_r . Die Ausgangs-

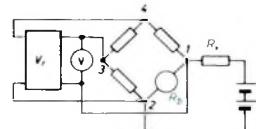


Bild 5. Prinzipschaltung der selbstregelnden Bolometer-Meßbrücke „.650“ (PRD)

spannung zwischen 1 und 3 der Brücke wird über ein selektives Glied an den Eingang des Regelverstärkers gegeben und verstärkt an die Punkte 2 und 4 der Brücke rückgekoppelt.

Daher regelt sich die NF-Ausgangsleistung ($f = 10 \text{ kHz}$) automatisch so, daß die Brücke nahezu im Gleichgewicht bleibt. Wenn der über R_r auf 200 Ohm vorgespannte Baretter R_b der zu messenden Mikrowellenleistung ausgesetzt wird, erhöht sich sein Widerstand, und die NF-Ausgangsleistung wird so weit verringert, bis wieder das Brückengleichgewicht hergestellt ist. Die dieser NF-Leistung entsprechende HF-Leistung wird an dem in HF geeichten Voltmeter angezeigt.



Auf diesem Prinzip beruht beispielsweise der Leistungsmesser „.650“ (Bild 6) der PRD Electronics Inc. Für R_b kann hier jedes beliebige Bolometerelement verwendet werden.

Ähnlich arbeitet auch der Siemens-Leistungsmesser „Rel 3 U 35“ [4], der für 3...12 GHz und für 0,1 ... 30 mW ausgelegt ist. Mittels Hohlleiter-Richtkoppler läßt sich der Leistungsbereich noch erwei-

tern. Die Meßunsicherheit liegt bei $\pm 5\%$. Die NF-Brücke wird hier von einem Thermistor, als Absorber, einem Vergleichswiderstand und zwei Wicklungen eines Differentialübertragers gebildet. Um Temperatureinflüsse auszuschalten, ist im Meßkopf ein zweiter Thermistor untergebracht (Bild 7).

Für noch präzisere Messungen ist ein relativ großer Aufwand erforderlich, wie beispielweise Bild 8 erkennen läßt [5]. Ein

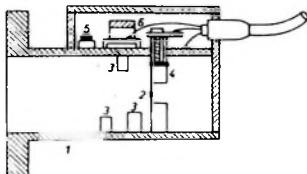


Bild 7. Aufbau des Hohlleiter-Meßkopfes des Leistungsmessers „Rel 3 U 35“ (Siemens); 1 Hohlleiter, 2 Thermistor (absorbiert die Leistung; sein Widerstand ist dem Hohlleiterwiderstand Z_0 angepaßt), 3 Kompressionselemente (stellen Belastungskapazitäten dar und sorgen für breitbandige Anpassung des Thermistors an Z_0), 4 Isolierscheibe, 5 Heißleiter für Temperaturkompensation der Meßbrücke, 6 Widerstand

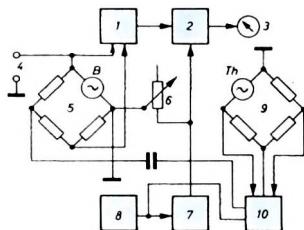


Bild 8. Schema des Mikrowellen-Leistungsmessers „450“ (General Microwave Corp.); 1 Differentialverstärker, 2 Synchrodetektor, 3 Nullgalvanometer, 4 HF-Eingang, 5 HF-Brücke mit Baretter (auf 200 Ohm vorgespannt), 6 Präzisionspotentiometer, 7 Stromkonstante Spannungsquelle, 8 Stromversorgungsgerät, 9 Temperatur-Kompensationsbrücke mit Thermistor Th (der Thermistor Th ist eng neben dem Baretter B montiert), 10 Wechselstromvorspannung

solches Gerät verwendet zwei Brücken, einen Differentialverstärker, eine hochkonstante Stromquelle und eine Temperaturkompensation mit einem Thermistor. Es ist für einen Leistungsbereich von $0,5 \mu\text{W} \dots 10 \text{ mW}$ und für maximal 10 GHz ausgelegt.

1.3. Enthrankometer

Im Enthrankometer wird ein Absorptionsfilm verwendet, wobei eine Seite des Rechteckleiters als Widerstandsschicht ausgebildet ist (Platinauflage auf Glas aufgedampft). Die Widerstandsschicht bildet einen Zweig einer Meßbrücke. Solche Geräte wurden im 3-cm-Band für $1 \text{ mW} \dots 1 \text{ W}$ hergestellt [6].

1.4. Differential - Luftthermometer

Das Differential-Luftthermometer (Bild 9) benutzt ebenfalls Widerstände in Form von kleinen Kohleschichtstreifen 1. Der eine Streifen bildet den Abschluß eines Hohlleiters 2, der andere wird mit Gleichstrom 6 geheizt. Beide Streifen sind auf einer Glaszelle 3 befestigt [7]. Die Glasszellen sind durch eine Kapillare 4 miteinander verbunden. Die Kapillare enthält

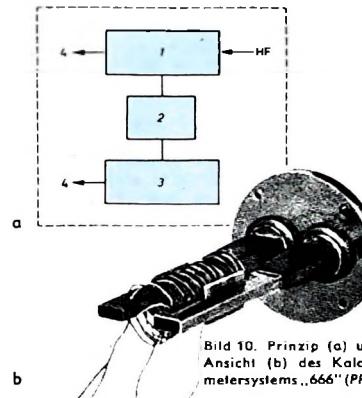


Bild 9. Aufbau eines Differential-Luftthermometers zur Mikrowellen-Leistungsmessung (mit Absorptionsfilm)

einen Flüssigkeitstropfen 5, der durch Anlegen von Gleichstrom 6 und 9 gleicher Größe an die Widerstandsstreifen genau in der Mitte gehalten wird, da dann der Gasdruck von beiden Seiten gleich groß ist. Die in den Hohlleiter 8 eindringende und zu messende Mikrowellenleistung entspricht der Erhöhung der Gleichstromleistung 6; dabei muß der Tropfen in Mittellage bleiben. Der Meßbereich erstreckt sich von 10 bis 100 mW im 3-cm-Band.

1.5. Mikrokalimeter

Als Beispiel sei das PRD-Modell „666“ erwähnt (Bild 10), das für 18 ... 27 und 75 GHz gebaut wird. Es gestattet genaue Messungen zwischen 0,1 und 50 mW mit nur $\pm 5\%$ Fehler. Benutzt wird ebenfalls die Substitutionsmethode. Das Gerät besteht aus zwei kalorimetrisch gleichen Körpern 1 und 3, die nebeneinander angeordnet und thermisch nach außen abgeschirmt sind. Wie Bild 10b zeigt, handelt es sich hier um Rechteckhohlrohrleitungen, in die ein Absorber eingebaut ist. Die Temperaturänderung wird mit einer Reihe aufgewickelter Thermoelemente



gemessen. Der aktive Kalorimeterkörper 1 absorbiert entweder die HF-Leistung oder die substitutierte Gleichstromleistung. Der Kalorimeter-Referenzkörper 3 wird als temperaturempfindlicher Detektor benutzt. Mit 4 sind die Wärmeverluste angegeben. Die Gleichheit der beiden Kalorimeter-Körper reduziert unerwünschte Einflüsse fremder Wärmequellen [8].

2. Meßinstrumente, die auf dem Strahlungsdruck beruhen

2.1. Vane - Wattmeter

Unter diesen Systemen ist das sogenannte Vane-Wattmeter (Bild 11) nach Cullen bekanntgeworden [9], das als Fühler eine kleine Metallfahne hat, die in einem Rechteckhohlleiter 3 mittels Quarzfaser 4 so aufgehängt ist, daß sie frei rotieren kann.

Das elektrische Feld 1 im Leiter übt eine Kraft auf den Führer aus, der dadurch ein Drehmoment erhält. Da dieses der Leistung proportional ist, kann es über

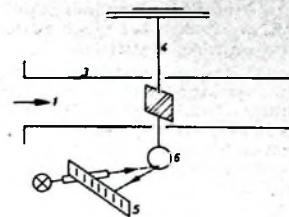


Bild 11. Prinzip des Vane-Wattmeters (nach Cullen)

einen Spiegel 6 zur direkten Anzeige der HF-Leistung auf einer Spiegelskala 5 benutzt werden. Ein Vorteil dieses Leistungsmessers ist, daß er keine Leistung absorbiert. Man kann ihn daher in Serie mit anderen Mikrowellenlementen schalten, zum Beispiel zwischen Oszillator und Antennensystem. Das geringe Gewicht ermöglicht eine tragbare Ausführung. Im 3-cm-Band können damit Leistungen von 10 ... 100 W und Impulsleistungen bis 30 kW gemessen werden.

2.2. Band - Vibrations - Wattmeter

Interesseshalber sei noch das Band-Vibrations-Wattmeter erwähnt, das aus einem kleinen Dipol besteht, der sich in einem Hohlraumresonator befindet und unter dem Einfluß von impulsgetasteter Mikrowellenleistung in magnetische Schwingungen gerät. Diese Anordnung gestattet, im 3-cm-Band Leistungen von 10 ... 100 mW zu messen [10, 11].

2.3. Halleffekt - Wattmeter

Eine noch nicht verwirklichte Idee stellt das Halleffekt-Wattmeter dar [12], das den Halleffekt benutzt, der von einer elektromagnetischen Welle in einem kleinen np-Germanium-Kristallplättchen 1 hervorgerufen wird (Bild 12). Das Plättchen wird in der Achse eines Wellenleiters an dessen unterem Band so befestigt, daß es senkrecht zum E -Vektor steht. Auf der anderen Seite führt die Befestigung über eine Koaxialleitung 2 zu einem Abstimmstempel 3, der für die rich-

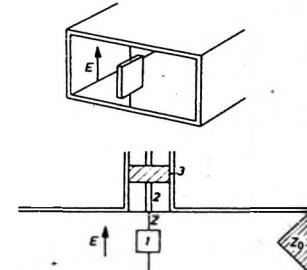


Bild 12. Prinzip des Halleffekt-Wattmeters

tige Phaseneinstellung des Stromes sorgt. Bei 10 GHz ist die Hallausgangsspannung etwa maximal 6 mV, entsprechend 1,2 W HF-Leistung. Bis zu 1 W besteht zwischen Leistung und Hallspannung ein linearer Zusammenhang. Deshalb läßt sich nach entsprechender Verstärkung die Leistung an einem Wattmeter direkt ablesen.

3. Spitzenleistungsmessung

Da hier lediglich Absolutmessungen zur Diskussion stehen, wird der Kristallgleichrichter [14], der sich mehr für Spitzenleistungsmessungen eignet, nicht behandelt. Der Kristallgleichrichter hat

eine durchschnittliche Empfindlichkeit von $5 \text{ mV}/\mu\text{W}$. Leistungen bis herab zu 10^{-6} W lassen sich mit ihm feststellen.

An Stelle des empfindlichen Kristalldetektors versucht man gegenwärtig die Entwicklung von Plasma-Mikrowellenenergie-Detektoren [15]. Sie beruhen auf der Temperaturempfindlichkeit des Elektronen-Ionen-Rekombinationsverhältnisses und der dadurch hervorgerufenen Änderung der elektrischen Leitfähigkeit. Eine solche Änderung ist beispielsweise auch bei Auftreten eines elektrischen Impulses und die dadurch hervorgerufene Ionisation des Plasmas vorhanden. Die Vorteile dieser Plasma-Detektoren liegen in ihrer hohen Überlastbarkeit bis zu Megawatt-Spitzen, da erst das sogenannte „Nachglühen“ des Plasmas zur Gleichrichtung benutzt wird. Die bis jetzt erreichte maximale Empfindlichkeit bei 10 cm Wellenlänge ist $1 \mu\text{W}$. Plasma-Energie-Detektoren gewinnen Interesse für Radarempfänger, um noch geringste Energiebeträge festzustellen. Bisher verwendet man dazu extrem empfindliche Halbleiter, die aber durch besondere Maßnahmen vor jeder geringsten Überlastung geschützt werden müssen. Ein Detektor aus ionisiertem Gas löst dieses Problem auf ideale Weise. Ganz allgemein sind von der Plasmaphysik her noch manche Überraschungen zu erwarten.

Schrifttum

- [1] Lane, J. A.: Microwave power-measuring techniques. Brit. Commun. & Electronics (Dec. 1955) S. 60-63
- [2] Lane, J. A.: The measurement of power at a wavelength of 3 cm. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 103 (April 1956) S. 65-70
- [3] High-accuracy calorimeter for microwave power. Electr. Design News (Jan. 1961) S. 4-5
- [4] Ebisch, M.: Ein Leistungsmesser hoher Empfindlichkeit für den Frequenzbereich 10 MHz bis 12,4 GHz. Siemens-Z. Bd. 33 (1959) Nr. 9, S. 572-575
- [5] Leibowitz, B.: Microtest equipment. Electr. Design News (Nov. 1961) S. 2-5
- [6] Collard, J.: The enthrakometer an instrument for the measurement of power in rectangular waveguides. Proc. Instn. electr. Eng. Teil III A Bd. 93 (1946) Nr. 9, S. 1389
- [7] Gordon-Smith, A. C.: A milliwattmeter for centimetre wavelengths. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 102 (1955) S. 685-688
- [8] Calorimeter for cm and mm waves. PRD Reports Bd. 5 (1956) Nr. 1, S. 1-8
- [9] Cullen, A. L., u. Stephenson, I. M.: A torque-operated wattmeter for 3 cm. Proc. Instn. electr. Eng. Teil IV Bd. 99 (Febr. 1952) S. 294-296 (Monogr. Nr. 42 M)
- [10] Cullen, A. L.: A microwave vibration wattmeter. Nature Bd. 170 (1952) S. 1121 bis 1122
- [11] Bailey, R. A.: A resonant-cavity torque operated wattmeter for microwave power. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 102 (Juni 1955) S. 20 (Monogr. Nr. 134 R)
- [12] Lane, J. A., u. Evans, D. M.: The design and performance of transverse-film in rectangular waveguides. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 108 (1961) Nr. 37, S. 133-135
- [13] Barlow, H. E. M., u. Kalouka, S.: The hall effect and its application to measurement at 10 km/s. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 105 (1958) S. 53-57
- [14] Statia, R.: Microwave power detectors. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 28, S. 59
- [15] Taylor, R. L., u. Herskowitz, S. D.: A plasma microwave energy detector. Proc. Instn. electr. Eng. B Bd. 108 (1961) S. 1901

Elektroakustik

Mehrkanal-Stereophonie für Diskussionsredner

Im neu gebauten Plenarsaal des Hessischen Landtages in Wiesbaden wurde eine elektroakustische Anlage eingebaut, die erstmals nach einer völlig neuartigen Methode arbeitet. Sie ergibt eine einwandfreie Verständlichkeit aller Redner im Saal von jedem Platz aus. Die von Siemens & Halske entwickelte und eingebaute neue Anlage arbeitet mit fünf voneinander unabhängigen Übertragungskanalnen, bietet also eine echte Mehrkanal-Stereophonie.

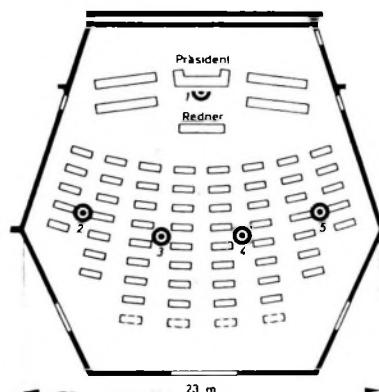


Bild 1: Grundriß und Sitzplan des Plenarsaals im Hessischen Landtag mit der Anordnung der Lautsprechergruppen 1...5 an der Saaldecke

Kanal 1 ist für den Präsidenten und den jeweiligen Redner bestimmt. Am Platz des Präsidenten, am Rednerpult und an den Sitzen der Minister sind Mikrofone angebracht, die auf eine Lautsprechergruppe 1 am Kopfende des Saales an der Decke geschaltet sind (Bild 1). Dieser Schallkanal ist damit richtungstreu.

Die fächerförmige Fläche des Sitzungsraumes mit den Plätzen der Abgeordneten wurde in vier Gruppen eingeteilt und jeder Gruppe ein Lautsprecher zugeordnet. Die Mikrofone einer Gruppe können nur auf den zugehörigen Lautsprecher geschaltet werden. Jeder der Lautsprecher 2, 3, 4, 5 ist über dem Schwerpunkt der jeweiligen Gruppe in Deckenhöhe angebracht. Es handelt sich dabei um neuartige Rundstrahler (Bilder 2 und 3), die senkrecht nach unten den kleinsten Schalldruck abgeben. Je zwei Abgeordnete haben ein Mikrofon auf dem gemeinsamen Tisch. Die Entfernung des äußersten Redners jeder Gruppe von einem Lautsprecher ist maximal 8 m, eine Störung des Redners durch den eigenen Lautsprecher tritt daher nicht ein. Die in der Nähe des Redners

sitzenden Zuhörer hören den Redner selbst, für die weiter entfernten kommt der Schall des Lautsprechers etwa aus der Richtung des Sprechers, so daß für alle Zuhörer die Richtungstreue gewahrt bleibt.

Von einem besonderen Regiepult (Bild 4) aus, auf dem der Sitzungssaal mit allen Plätzen abgebildet ist, werden die einzelnen Mikrofone nach Wortzuweisung durch den Präsidenten eingeschaltet. Die Einschaltung eines neuen Mikrofones löst automatisch die vorher vorhandene Schaltstellung aus. Durch Drücken einer Taste „Konferenz“ können aber auch mehrere Mikrofone gleichzeitig betrieben werden, so daß zum Beispiel der Redner am Pult mit zwei Abgeordneten verschiedener Fraktionen diskutieren kann. Da die Schalleindrücke dieser drei Redner aus verschiedenen Richtungen kommen, bleibt eine Verständlichkeit auch bei gleichzeitigem Reden erhalten. Ein solcher Effekt ist mit einer anderen Anlage nicht zu erreichen.

Das Regiepult enthält Leuchtdrucktasten, die das jeweils gewählte Mikrofon an-

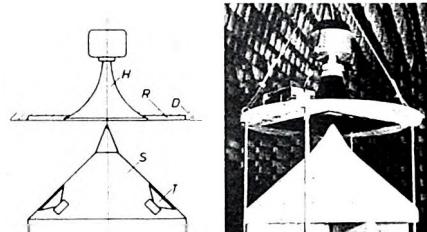
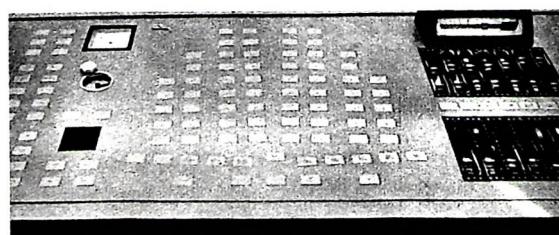


Bild 2 (links): Prinzipieller Aufbau eines der Diskussionslautsprecher. H Hochtonlautsprecher, R Reflektor, D Raumdecke, S Streukegel. Bild 3 (rechts): Ein Modell des Diskussionslautsprechers

zeigen. Zugleich leuchtet auch am Platz des Abgeordneten eine Kontrolllampe auf, die ihm zu verstehen gibt, daß sein Mikrofon eingeschaltet ist. Der regieführende Beamte kann außerdem Lautstärke und Entzerrung der fünf Kanäle einzeln regeln. Die Ausgänge aller fünf Tonkanäle gehen über einen gemeinsamen Ausgangsverstärker nach draußen; dort sind in den Besprechungsziimmern und anderen Räumen des Hauses Mithörmöglichkeiten gegeben.

Rundfunkübertragungen sowie Aufzeichnung und Wiedergabe vom Tonband sind mit der Anlage möglich. Eine im Saal verlegte Induktionsschleife erlaubt den Einsatz von Schwerhörigen-Geräten.



Das Impuls- und Frequenzverhalten stromgegengekoppelter RC-Verstärker

DK 621.375.232: 621.375.223

Das Impuls- und Frequenzverhalten einer speziellen stromgegengekoppelten RC-Verstärkerstufe werden mit Hilfe der Laplacetransformation untersucht. Das Spannungseratzschaltbild dieser Stufe läßt sich als frequenzabhängiger Spannungsteiler mit $R_1 \parallel C_1$, $R_2 \parallel C_2$ und dem Vorwiderstand R_t' darstellen. Außerdem werden die katodenkompensierte RC-Verstärker und RC-Phasenumkehrstufen sowie die wichtigsten Katodenverstärkerschaltungen betrachtet.

1. Spannungseratzschaltbild einer allgemeinen stromgegengekoppelten RC-Verstärkerstufe

Bild 1 zeigt eine allgemeine stromgegengekoppelte RC-Verstärkerstufe. Die Kästchen 1 und 2', die beliebige lineare passive Netzwerke (Widerstände, Kondensatoren, Spulen) enthalten sollen, stellen Zweipole dar. Am Zweipol 2' liege die dynamische Spannung $u_k(t)$, am Zweipol 1 $u_1(t) = -u_a(t)$.

In einem bestimmten Arbeitspunkt habe die Röhre den Verstärkungsfaktor μ und den dynamischen Innenwiderstand R_t . Ist u_e die Eingangsspannung zwischen Steuergitter und Masse, so ergibt sich für die effektive Eingangsspannung u'_e nach Bild 1 die Beziehung

$$u'_e = u_e - u_k \quad (1)$$

Wegen der Stromgegenkopplung über den Zweipol 2' wird die Eingangsspannung u_e um die Gegenkopplungsspannung u_k verringert.

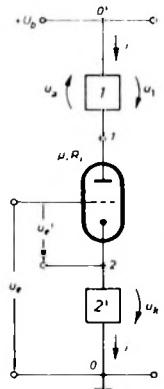


Bild 1. Allgemeine stromgegengekoppelte RC-Verstärkerstufe

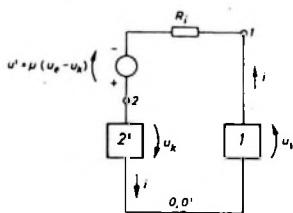


Bild 2. Spannungseratzschaltbild der allgemeinen stromgegengekoppelten RC-Verstärkerstufe nach Bild 1

Die Verstärkerröhre verstärkt die effektive Eingangsspannung $u'_e = u_e - u_k$ linear um den Faktor μ und speist über den dynamischen Innenwiderstand R_t den Gesamtstrom i in die Reihenschaltung der Zweipole 1 und 2' ein. Unter Benutzung der Abkürzungen

$$u' = \mu u'_e = \mu (u_e - u_k), \quad u = \mu u_e \quad (2)$$

erhält man aus Bild 1 das Spannungseratzschaltbild Bild 2, auf das der Maschensatz angewandt wird. Dann ergibt sich

$$u' = \mu (u_e - u_k) = R_t i + u_k + u_1 \quad (3)$$

Löst man Gl. (3) nach $u = \mu u_e$ auf, so folgt

$$u = \mu u_e = R_t i + (\mu + 1) u_k + u_1 \quad (4)$$

Im Bild 3 ist Gl. (4) als Spannungseratzschaltbild dargestellt. Der Zweipol 2' wurde darin durch den Zweipol 2 ersetzt, an dessen Klemmen die $(\mu + 1)$ -fache Spannung u_k des Zweipoles 2', also $(\mu + 1) u_k$, abfällt. Die Zweipole 1 und 2 sind hintereinander geschaltet und werden vom Gesamtstrom i durchflossen. R_t sei vor die Klemme 2 geschaltet.

Es interessieren die Spannungen u_k und u_1 , sowie der Gesamtstrom i in Abhängigkeit von der Eingangsspannung u_e , den Röhrenkenn-

¹ Alle dynamischen Spannungen und Ströme sind mit kleinen Buchstaben bezeichnet

größen μ und R_t sowie den Schaltungsparametern der Zweipole 1 und 2' beziehungsweise 1 und 2. Zur Berechnung der Spannungen u_1 und u_k muß man mit Hilfe des Knoten- und Maschensatzes für das gesamte Spannungseratzschaltbild Bild 3 und für die Zweipole 1 und 2 Differentialgleichungen aufstellen. In den meisten Fällen handelt es

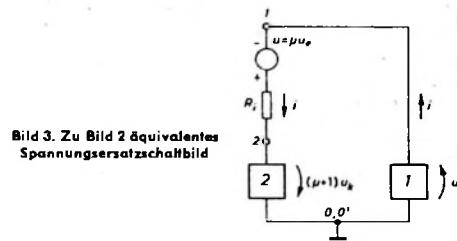


Bild 3. Zu Bild 2 äquivalentes Spannungseratzschaltbild

sich hierbei um lineare Differentialgleichungssysteme mit konstanten Koeffizienten, aus denen sich u_k und u_1 sowie andere interessierende Spannungen und Ströme berechnen lassen.

2. Spezielle stromgegengekoppelte RC-Verstärkerstufe

Wählt man für die Zweipole 1 und 2' die im Bild 4 dargestellten RC-Kombinationen, so ergibt sich daraus ein besonders wichtiger Typ von stromgegengekoppelten RC-Verstärkern (2' ist der Gegenkopplungszweipol). Werden im Bild 1 die speziellen Zweipole 1 und 2' von Bild 4 eingezeichnet, so erhält man den im Bild 5 dargestellten stromgegengekoppelten RC-Verstärker.

Der Zweipol 1 hat eine sehr anschauliche Bedeutung. Schaltet man an den Punkt 1 über ein Koppelglied eine weitere Verstärkerstufe mit dem Gitterableitwiderstand R_g und der Eingangsgesamtkapazität C_s an, so ist

$$R = R_t \parallel R_g \quad (5)$$

und

$$C = C_{ak} + C_s + C_e \quad (6)$$

Darin ist R_t der Arbeitswiderstand der RC-Verstärkerstufe und R_g der Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe. Gl. (6) beschreibt die Anoden-Katoden-Kapazität C der Verstärkerstufe, die sich aus der

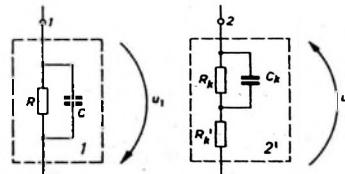


Bild 4. Spezielle Zweipole 1 und 2'

Anoden-Katoden-Kapazität C_{ak} der Verstärkerröhre, der Schaltkapazität C_s und der gesamten Eingangskapazität C_e der nachfolgenden Verstärkerstufe zusammensetzt.

Mit $R_t' = 0$ ergibt sich aus Bild 5 ein RC-Verstärker, dessen Katodenwiderstand R_k durch den Kondensator C_k überbrückt ist. Sind die Zeitkonstanten $R_k C_k$ und $R C$ gleich, so folgt daraus der katodenkompensierte RC-Verstärker. Bei geeigneter Dimensionierung von R und R_k erhält man eine katodenkompensierte Phasenumkehrstufe mit $u_1 = -u_a = u_k$. Ist außer $R_k' = 0$ auch noch $C_k = 0$, dann ergibt sich ein einfacher, über den ohmschen Widerstand R_k stromgegen-

gekoppelter RC-Verstärker, der für $R_k = 0$ in den nichtgegengekoppelten Verstärker übergeht.

$R = 0$ (oder $C \rightarrow \infty$) gilt für die verschiedenen Katodenverstärkerarten. Der Fall $R_k' > 0$ ist für Katodenverstärker mit hoher Eingangsimpedanz wichtig (Bild 6). Wird im Bild 6 $R_k' = 0$ gewählt, so ergibt sich daraus das Schaltbild eines Katodenverstärkers mit dem Katodenwiderstand R_k , der durch den Kondensator C_k überbrückt ist.

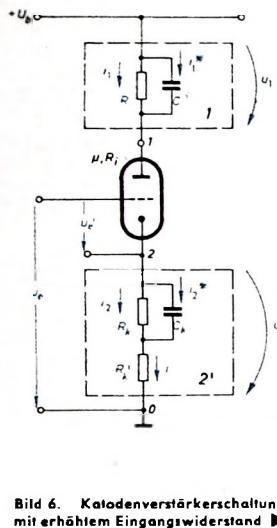


Bild 5. Allgemeine stromgegengekoppelte RC-Verstärkerstufe nach Bild 1 mit den speziellen Zweipolen 1 und 2' nach Bild 4

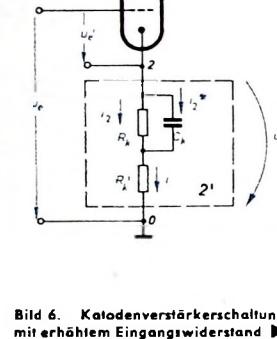


Bild 6. Katodenverstärkerschaltung mit erhöhtem Eingangswiderstand ▶

Es lassen sich noch einige weitere Beispiele angeben. Aus den bisherigen Beispielen erkennt man aber schon die große Bedeutung der speziellen Zweipole 1 und 2' für die theoretische Behandlung stromgegengekoppelter RC-Verstärker.

2.1. Ersatz des Zweipols 2' durch den Zweipol 2

Für die Schaltung Bild 5 gelten folgende Gleichungen:

$$u_k = R_k' i + R_k i_2, \quad R_k i_2 = \frac{1}{C_k} \int i_2^*(\xi) d\xi$$

Multipliziert man Gl. (7) mit $(\mu + 1)$, so ergibt sich

$$(\mu + 1) u_k = (\mu + 1) R_k' i + (\mu + 1) R_k i_2$$

$$(\mu + 1) R_k i_2 = \frac{1}{C_k} \int i_2^*(\xi) d\xi$$

Vom Zweipol 2' unterscheidet sich der Zweipol 2 dadurch, daß die Spannung am Zweipol 2 das $(\mu + 1)$ -fache der Spannung u_k am Zweipol 2' ist. Ersetzt man im Zweipol 2' den Widerstand R_k' durch $(\mu + 1) R_k'$, den Widerstand R_k durch $(\mu + 1) R_k$ und den Kondensator C_k durch $C_k / (\mu + 1)$, so erfüllt dieser Zweipol die Gl. (8), und der Zweipol 2' geht in den im Bild 7 dargestellten Zweipol 2 über. Die Ströme i_2 , i_2^* und \bar{i} ändern sich dabei nicht.

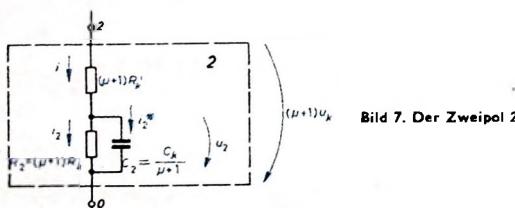


Bild 7. Der Zweipol 2

An dieser Stelle ist es zweckmäßig, einige Umbenennungen und Abkürzungen einzuführen

$$R_1 = R, \quad C_1 = C \quad R_2 = (\mu + 1) R_k, \quad C_2 = \frac{C_k}{\mu + 1}$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{\tau_1} \quad \lambda_2 = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{\tau_2}$$

$$u_1 = -u_a = R_1 i_1 \quad u_2 = R_2 i_2 = (\mu + 1) R_k i_2 \quad (9)$$

$$R_k' = R_k + (\mu + 1) R_k$$

$$\alpha_n = \frac{R_n}{R_n + (\mu + 1) R_k'} = \frac{R_n}{R_k'} \quad (n = 1, 2)$$

Zeichnet man unter Benutzung von Gl. (9) den Zweipol 2 (Bild 7) in das Ersatzschaltbild Bild 3 ein, so ergibt sich Bild 8. Aus dem rechten Teil von Bild 8 erkennt man, daß sich die Berechnung des stromgegengekoppelten RC-Verstärkers auf die Berechnung eines all-

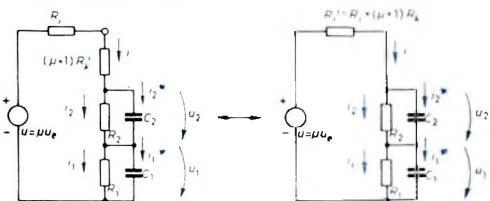


Bild 8. Äquivalente Spannungserersatzschaltbilder des stromgegengekoppelten RC-Verstärkers nach Bild 5

gemeinen frequenzabhängigen Spannungsteilers mit Vorwiderstand R_k' zurückführen läßt.

2.2. Aufstellung eines Differentialgleichungssystems für die Ströme i_n und die Spannungen u_n ($n = 1, 2$)

Zur Lösung des Differentialgleichungssystems für die Ströme i_n ($n = 1, 2$) wird die LaplaceTransformation benutzt [1]. Nach dem Maschensatz gilt für $u_n = R_n i_n$ ($n = 1, 2$) die Korrespondenz

$$(7) \quad u_n = R_n i_n = \frac{1}{C_n} \int i_n^*(\xi) d\xi \Leftrightarrow \bar{u}_n = R_n \bar{i}_n = \frac{\bar{i}_n^*}{p C_n} \quad (n = 1, 2) \quad (10)$$

Die Auflösung von Gl. (10) nach den Ladeströmen i_n^* der Kondensatoren C_n führt auf die Korrespondenz

$$(8) \quad i_n^* = \frac{1}{\lambda_n} \frac{d}{dt} \bar{i}_n \Leftrightarrow \bar{i}_n^* = \frac{p \bar{i}_n}{\lambda_n} \quad (n = 1, 2; \lambda_n = \frac{1}{R_n C_n} = \frac{1}{\tau_n}) \quad (11)$$

Nach dem Knotensatz gilt für den Gesamtstrom $\bar{i} = \bar{i}_1 + \bar{i}_2^*$. Mit Gl. (10) und Gl. (11) folgt daraus

$$\bar{i} = \bar{i}_1 + \bar{i}_2^* = \bar{i}_1 + \frac{1}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \bar{i}_1 \Leftrightarrow \bar{i} = \bar{i}_1 + \bar{i}_2^* = \frac{p + \lambda_1}{\lambda_1} \bar{i}_1 \quad (n = 1, 2) \quad (12)$$

Wendet man auf das Ersatzschaltbild Bild 8 (rechts) den Maschensatz an, so ergibt sich

$$u = R_k' \bar{i} + R_1 \bar{i}_1 + R_2 \bar{i}_2 \Leftrightarrow \bar{u} = R_k' \bar{i} + R_1 \bar{i}_1 + R_2 \bar{i}_2 \quad (13)$$

Aus Gl. (13) können mit Hilfe von Gl. (12) der Strom \bar{i} und zum Beispiel \bar{i}_2 eliminiert werden, denn es gilt

$$\bar{i} = \frac{p + \lambda_1}{\lambda_1} \bar{i}_1 = \frac{p + \lambda_1}{\lambda_2} \bar{i}_2, \quad \bar{i}_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \frac{p + \lambda_1}{p + \lambda_2} \bar{i}_1 \quad (14)$$

Damit folgt

$$\begin{aligned} \bar{u} = \mu \bar{u}_e &= R_1 \left[1 + R_k' C_1 (p + \lambda_1) + \frac{C_1}{C_2} \frac{p + \lambda_1}{p + \lambda_2} \right] \bar{i}_1 \\ &= \left[1 + R_k' C_1 (p + \lambda_1) + \frac{C_1}{C_2} \frac{p + \lambda_1}{p + \lambda_2} \right] \frac{\bar{i}}{C_1 (p + \lambda_1)} \end{aligned} \quad (15)$$

Gl. (15) wird nach dem Ω -transformierten Gesamtstrom \bar{i} aufgelöst. Nach einer Umformung erhält man

$$\begin{aligned}\bar{i} &= \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2) + \frac{1}{R_{t'}} \left(\frac{p + \lambda_1}{C_2} + \frac{p + \lambda_2}{C_1} \right)} \frac{\bar{u}}{R_{t'}} \\ &= \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{\bar{N}(p)} \frac{\bar{u}}{R_{t'}}\end{aligned}\quad (16)$$

Unter Beachtung der mit Gl. (9) eingeführten Abkürzungen kann die im Nenner von Gl. (16) stehende Funktion

$$\bar{N}(p) = (p + \lambda_1)(p + \lambda_2) + \frac{1}{R_{t'}} \left(\frac{p + \lambda_1}{C_2} + \frac{p + \lambda_2}{C_1} \right) \quad (17)$$

$$i_n(t) = \frac{\mu \lambda_n}{R_{t'}(\lambda_1^* - \lambda_2^*)} \int_0^t [(\lambda_1^* - \lambda_{3-n}) e^{\lambda_1^*(t-\xi)} + (\lambda_{3-n} - \lambda_2^*) e^{\lambda_2^*(t-\xi)}] u_e(\xi) d\xi \quad (n = 1, 2) \quad (26)$$

umgeformt werden.

$$\begin{aligned}\bar{N}(p) &= p^2 + [(1 + \alpha_1)\lambda_1 + (1 + \alpha_2)\lambda_2]p + (1 + \alpha_1 + \alpha_2)\lambda_1\lambda_2 \\ &= (p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)\end{aligned}\quad (18)$$

Für $p = -\lambda_n^*$ ($n = 1, 2$) wird $\bar{N}(p) = 0$. Die Parameter $(-\lambda_n^*)$ sind die Nullstellen der Funktion $\bar{N}(p)$. Aus der quadratischen Gleichung $\bar{N}(p) = 0$ erhält man

$$\begin{aligned}\lambda_{1,2}^* &= \frac{(1 + \alpha_1)\lambda_1 + (1 + \alpha_2)\lambda_2}{2} \pm \\ &\pm \sqrt{\frac{[(1 + \alpha_1)\lambda_1 + (1 + \alpha_2)\lambda_2]^2 - 4(1 + \alpha_1 + \alpha_2)\lambda_1\lambda_2}{4}} \\ \lambda_{1,2}^* &= \frac{(1 + \alpha_1)\lambda_1 + (1 + \alpha_2)\lambda_2}{2} \pm \\ &\pm \sqrt{\frac{[(1 + \alpha_1)\lambda_1 - (1 + \alpha_2)\lambda_2]^2 + 4\alpha_1\alpha_2\lambda_1\lambda_2}{4}}\end{aligned}\quad (19)$$

Gl. (19) kann etwas günstiger in folgender Form zusammengefaßt werden:

$$\lambda_n^* = \frac{(1 + \alpha_1)\lambda_1 + (1 + \alpha_2)\lambda_2 + (-1)^{n+1} \sqrt{[(1 + \alpha_1)\lambda_1 - (1 + \alpha_2)\lambda_2]^2 + 4\alpha_1\alpha_2\lambda_1\lambda_2}}{2} \quad (n = 1, 2) \quad (20)$$

In speziellen Fällen vereinfachen sich die Parameter λ_n^* oft erheblich. Unter Beachtung von Gl. (18) geht Gl. (16) über in

$$\bar{i} = \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \frac{\bar{u}}{R_{t'}} \quad (21)$$

Wegen Gl. (14)

$$\bar{i} = \frac{p + \lambda_n}{\lambda_n} \bar{i}_n \quad (n = 1, 2)$$

folgt daraus

$$\bar{i}_1 = \frac{\lambda_1}{R_{t'}} \frac{p + \lambda_2}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u}, \quad \bar{i}_2 = \frac{\lambda_2}{R_{t'}} \frac{p + \lambda_1}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u} \quad (22)$$

Gl. (22) läßt sich zu

$$\bar{i}_n = \frac{\lambda_n}{R_{t'}} \frac{p + \lambda_{3-n}}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u}, \quad \bar{u} = \frac{\lambda_n}{R_{t'}} \bar{f}_n(p) \bar{u} \quad (n = 1, 2) \quad (23)$$

zusammenfassen.

Transformiert man die Ströme \bar{i}_n von Gl. (23) in den Oberbereich, dann können die Spannungen u_k und $u_a = -u_1$ nach Gl. (7) beziehungsweise Gl. (9) berechnet werden.

2.3. Transformation der Ströme \bar{i}_n in den Oberbereich

Zu der in Gl. (23) auftretenden Unterfunktion

$$\bar{f}_n(p) = \frac{p + \lambda_{3-n}}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \quad (n = 1, 2) \quad (24)$$

entnimmt man einer Korrespondenztafel der Laplacetransformation die Oberfunktion

$$f_n(t) = \frac{1}{\lambda_1^* - \lambda_2^*} [(\lambda_1^* - \lambda_{3-n}) e^{-\lambda_1^* t} + (\lambda_{3-n} - \lambda_2^*) e^{-\lambda_2^* t}] \quad (n = 1, 2) \quad (25)$$

Gl. (24) stellt ein Faltungsprodukt dar. Nach den Regeln der Ω -Transformation gilt

$$\bar{f}_1(p) \bar{f}_2(p) = \int_0^t f_1(t - \xi) f_2(\xi) d\xi$$

Unter Beachtung von Gl. (25) ergibt sich aus Gl. (23) die Oberfunktion

$$i_n(t) = \frac{\mu \lambda_n}{R_{t'}(\lambda_1^* - \lambda_2^*)} \int_0^t [(\lambda_1^* - \lambda_{3-n}) e^{\lambda_1^*(t-\xi)} + (\lambda_{3-n} - \lambda_2^*) e^{\lambda_2^*(t-\xi)}] u_e(\xi) d\xi \quad (n = 1, 2) \quad (26)$$

Mit Gl. (26) sind die Ströme $i_n(t)$ und damit die Spannungen $u_n(t) = R_n i_n(t)$ bei beliebiger Eingangsspannung $u_e(t)$ bekannt. Die Spannung $u_1(t)$ ist bis auf das Vorzeichen der Spannung $u_a(t)$ gleich

$$u_a(t) = -u_1(t) = -R_1 i_1(t) \quad (27)$$

Für $u_k(t)$ entnimmt man Bild 5 die Beziehung

$$u_k = (R_k + R_{k'}) i_2 + R_{k'} i_2^* = (R_k + R_{k'}) i_2 + \frac{R_{k'}}{\lambda_2} \frac{d}{dt} i_2 \quad (28)$$

2.4. Impulerverhalten des stromgegengekoppelten RC-Verstärkers nach Bild 5

Gl. (27) und Gl. (28) beschreiben das Impulerverhalten des RC-Verstärkers nach Bild 5 bei beliebigen Eingangsspannungen $u_e(t)$. Besonders wichtige Eingangs-Impulsformen sind die sogenannten Stufenimpulse (Heavisidesche Sprungfunktion)

$$u_e(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ E & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (29)$$

(Bild 9). Mit Stufen- oder Rechteckimpulsen lassen sich sehr bequem die Anstieg- und die Verzögerungszeit sowie die Schwingneigung von RC-Verstärkern bestimmen.

Die Anstiegszeit eines Verstärkers ermittelt man auf folgende Weise: Auf den Verstärkerringang werden steile Rechteckimpulse genügender Impulsdauer mit der Amplitude E gegeben, die man für die theoretische Behandlung als Heavisidesche Stufenimpulse ansehen kann. Die Anstiegszeit T_a ist das Zeitintervall, in dem der Ausgangsimpuls des RC-Verstärkers von 10 auf 90% des stationären Endwertes ansteigt (Bild 10).

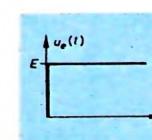


Bild 9. Darstellung der Heavisideschen Sprungfunktion

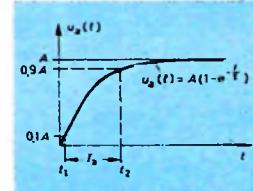


Bild 10. Anschauliche Darstellung der Anstiegszeit eines RC-Verstärkers

Ist die Eingangsspannung des RC-Verstärkers im Bild 5 die durch Gl. (29) beschriebene Heavisidesche Sprungfunktion, so ergibt sich aus der Unterfunktion von i_n in Gl. (23) unter Beachtung der Kor-

$$\text{respondenz } u_a(t) = E \leftrightarrow \bar{u}_a(p) = \frac{E}{p}$$

$$i_n(t) = \frac{\mu \lambda_n E}{R_t'(\lambda_1^* - \lambda_2^*)} \left[\frac{\lambda_{3-n}(\lambda_1^* - \lambda_2^*)}{\lambda_1^* \lambda_2^*} + \frac{\lambda_{3-n} - \lambda_1^*}{\lambda_1^*} e^{-\lambda_1^* t} + \frac{\lambda_2^* - \lambda_{3-n}}{\lambda_2^*} e^{-\lambda_2^* t} \right] (n=1,2) \quad (30)$$

Das gleiche Ergebnis erhält man selbstverständlich auch durch direkte Integration von Gl. (26) mit der Eingangsspannung $u_e = E$.

2.5. Berechnung der Anstiegszeit T_a eines RC-Verstärkers

Die Anstiegszeit eines RC-Verstärkers läßt sich besonders einfach berechnen, wenn seine Ausgangsspannung proportional $(1 - e^{-\frac{t}{T}})$ ist. Dann gilt

$$u_a(t) = A(1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (31)$$

Für $t \rightarrow \infty$ folgt aus Gl. (31)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_a(t) = A = u_a(\infty) \quad (32)$$

Der in Gl. (31) auftretende Faktor A ist der stationäre Wert der Ausgangsspannung $u_a(t)$ für $t \rightarrow \infty$. Ausgangsspannungen u_a nach Gl. (31) erhält man sehr häufig bei RC-Verstärkern, wenn auf den Verstärkereingang Eingangsspannungen vom Typ der Heavisideschen Sprungfunktion gegeben werden.

$$\omega_o^{(a)} = 2\pi f_o^{(a)} = \sqrt{\sqrt{\left[\frac{\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2} - 2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_2}\right)^2}{2} \right]^2 + (\lambda_1^* \lambda_2^*)^2} + \frac{2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_2}\right)^2 - (\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2})}{2}} \quad (43)$$

Es sollen folgende Beziehungen gelten:

$$u_a(t_1) = 0,1 u_a(\infty) = A(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}) = 0,1 A$$

$$u_a(t_2) = 0,9 u_a(\infty) = A(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}) = 0,9 A$$

Die Anstiegszeit T_a des RC-Verstärkers ist die Differenz

$$T_a = t_2 - t_1 \quad (34)$$

Aus Gl. (33) folgt

$$T_a = \tau \ln 9 = 2,1972 \tau \approx 2,2 \tau \quad (35)$$

2.6. Frequenzverhalten des stromgegengekoppelten RC-Verstärkers nach Bild 5

Das Frequenzverhalten des allgemeinen RC-Verstärkers nach Bild 5 kann man sehr einfach und übersichtlich aus den zu $u_a(t)$ und $u_k(t)$ gehörenden Unterfunktionen $\bar{u}_a(p)$ und $\bar{u}_k(p)$ berechnen. Dazu ist lediglich $p = j\omega$ zu setzen ($\omega = 2\pi f$).

Nach Gl. (23) gehört zu $u_a = -u_1 = -R_1 i_1$ die Unterfunktion

$$\bar{u}_a = -R_1 \bar{i}_1 = -\mu \alpha_1 \lambda_1 \frac{p + \lambda_1}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u}_e \quad (36)$$

Man definiert als Übertragungsfunktion die Größe

$$\bar{V}(s)(p) = -\frac{\bar{u}_a}{\bar{u}_e} = \mu \alpha_1 \lambda_1 \frac{p + \lambda_2}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \quad (37)$$

$$\omega_o^{(k)} = 2\pi f_o^{(k)} = \sqrt{\sqrt{\left[\frac{\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2} + 2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_1}\right)^2}{2} \right]^2 + \lambda_1^* \lambda_2^*} + \frac{2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_1}\right)^2 - (\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2})}{2}} \quad (48)$$

Wird $p = j\omega$ gesetzt, so bedeutet das, daß die Eingangsspannung $u_e(t)$ dem Zeitgesetz

$$u_e(t) = \bar{u}_e(t) = \hat{U}_e e^{j\omega t} \quad (38)$$

genügt. Wegen Gl. (37) gilt dann ebenfalls

$$u_a(t) = \bar{u}_a(t) = \hat{U}_a e^{j\omega t} \quad (39)$$

Die in Gl. (38) und Gl. (39) auftretenden Konstanten \hat{U}_e und \hat{U}_a sind komplexe, von der Kreisfrequenz ω abhängige Größen.

$\bar{V}(a)(j\omega) = \bar{V}^{(a)}(j\omega)$ ist dann die komplexe Anodenverstärkung

$$\bar{V}^{(a)}(j\omega) = -\frac{\bar{U}_a}{\bar{U}_e} = -\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e} = \mu \alpha_1 \lambda_1 \frac{j\omega + \lambda_2}{(j\omega + \lambda_1^*)(j\omega + \lambda_2^*)} \quad (40)$$

Aus Gl. (40) kann man die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_o^{(a)}$ mit der Beziehung

$$|\bar{V}^{(a)}(j\omega_o^{(a)})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \lim_{\omega \rightarrow 0} |\bar{V}^{(a)}(j\omega)| = \frac{V_m^{(a)}}{\sqrt{2}} \quad (41)$$

berechnen. Für $\omega_o^{(a)}$ folgt aus Gl. (41) die Bedingungsgleichung

$$\frac{|j\omega_o^{(a)} + \lambda_2|}{|j\omega_o^{(a)} + \lambda_1^*| |j\omega_o^{(a)} + \lambda_2^*|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\lambda_2}{\lambda_1^* \lambda_2^*}, \quad (42)$$

woraus sich

ergibt.

Nach Gl. (28) gilt

$$u_k(t) = (R_k + R_k') i_2 + \frac{R_k'}{\lambda_2} \frac{d}{dt} i_2 \leftrightarrow \bar{u}_k = \left[(R_k + R_k') + \frac{R_k'}{\lambda_2} p \right] \bar{i}_2 \quad (44)$$

Aus Gl. (24) berechnet sich für $n=2$ der Quotient \bar{u}_k/\bar{u}_e zu

$$\frac{\bar{u}_k}{\bar{u}_e} = \bar{V}^{(k)}(p) = \frac{\mu}{R_t'} \frac{(p + \lambda_1)[R_k' p + (R_k + R_k') \lambda_2]}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \quad (45)$$

Setzt man in dieser Gleichung $p = j\omega$, so erhält man daraus die komplexe Katodenverstärkung $\bar{V}^{(k)}(j\omega) = \bar{V}^{(k)}(j\omega)$.

$$\bar{V}^{(k)}(j\omega) = \frac{\bar{U}_k}{\bar{U}_e} = \frac{\hat{U}_k}{\hat{U}_e} = \frac{\mu}{R_t'} \frac{(j\omega + \lambda_1)[R_k' j\omega + (R_k + R_k') \lambda_2]}{(j\omega + \lambda_1^*)(j\omega + \lambda_2^*)} \quad (46)$$

Mit Gl. (46) ergibt sich die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_o^{(k)}$ des Katodenkreises aus der Bedingung

$$|\bar{V}^{(k)}(j\omega_o^{(k)})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \lim_{\omega \rightarrow 0} |\bar{V}^{(k)}(j\omega)| = \frac{V_m^{(k)}}{\sqrt{2}} \quad (47)$$

Für die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_o^{(k)}$ des Katodenkreises erhält man eine etwas umständliche Formel, die sich für den besonders wichtigen Spezialfall $R_k' = 0$ auf eine Gl. (43) analoge Form reduziert

Gl. (48) entsteht aus Gl. (43), indem dort λ_2 durch λ_1 ersetzt wird.

(Wird fortgesetzt)

Professional-Tonarm „M232“ und Tonabnehmersysteme „M33“/„M77“

Über die grundsätzlichen Anforderungen an Tonarme und Tonabnehmersysteme ist kürzlich erst in der FUNK-TECHNIK berichtet worden¹⁾. Dabei wurde schon auf die Notwendigkeit hingewiesen, die Eigenschaften des Tonarms und des Tonabnehmers sehr sorgfältig aufeinander abzustimmen, wenn man im Interesse bester Plattschonung mit kleinen Auflagekräften arbeiten will. Während diese Forderung bei „integrierten Tonarmen“²⁾ erfüllt ist, sofern es sich um ein gutes Markenfabrikat handelt, können bei Abtasteinrichtungen mit auswechselbaren Tonabnehmersystemen unter Umständen Schwierigkeiten auftreten. Nachfolgend sei über einen professionellen Tonarm und zwei hochwertige Tonabnehmersysteme von Shure³⁾ berichtet, die sorgfältig aufeinander abgestimmt sind und selbst hohe Anforderungen des Hi-Fi-Amateurs zu erfüllen vermögen. Diese Kombination eignet sich besonders zur Verwendung mit Laufwerken ohne Tonarm, zum Beispiel mit dem Garrard-Modell „301“.

1. Professional-Tonarm „M232“

Der Tonarm „M232“ (Bild 1) ist zum Abspielen von Schallplatten bis 30 cm Durchmesser geeignet, während der ganz ähnlich aufgebaute Typ „M236“ auch das Ab-



Bild 1. Professional-Tonarm „M232“ von Shure

tasten von 40-cm-Schallplatten gestattet, die in den USA in Studios benutzt werden. Er hat eine Gesamtlänge von 322,3 mm, wiegt etwa 450 g und ist in der Höhe bis auf 57 mm einstellbar. Der Tonarm läßt sich exakt ausbalancieren, ist damit also praktisch gewichtslos. Hierzu dient eine hinter den senkrechten Drehachse unter dem rückwärtigen Tonarmende leicht zugängliche Rändelmutter (Bild 2), die über eine Spindel das Gegengewicht verschiebt. Die zum Abtasten notwendige Auflagekraft liefert eine eingebaute Spiralfeder, deren Vorspannung über eine Spindel einstellbar ist. Die eingestellte Auflagekraft kann an der geeichten Skala an der Seite des Tonarmes (Bild 2) abgelesen werden. Will man mit kleinen Auflagekräften arbeiten, dann muß nicht nur das Tonabnehmersystem in allen Richtungen hohe Nachgiebigkeit haben, sondern der Tonarm muß sich auch extrem leicht drehen lassen, das heißt, seine Reibungswider-

1) Hi-Fi-Technik in Deutschland I. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 18, S. 614-618

2) „Stereo-dynetic“ - ein Hi-Fi-Abtastgerät mit ungewöhnlichen Eigenschaften. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 9, S. 331-332

3) Vertrieb in Deutschland durch Garrard audioson, Frankfurt a. M.

4) „Garrard 301“ - Ein Hi-Fi-Laufwerk mit Studioqualität. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 24, S. 865-866



Bild 2. Schematischer Aufbau des „M232“

2. Tonsabnehmersystem „M33“

Dieses magnetische Tonsabnehmersystem ist die letzte Entwicklung der bekannten Serie „Stereo-dynamic“ von Shure. Es ist in den beiden Ausführungen „M33-5“ und „M33-7“ (Bild 3) erhältlich, die sich bei sonst gleichen Abmessungen und Eigenschaften nur durch den Spitzenradius der Diamantnadel unterscheiden (13 µm bzw. 18 µm). Bemerkenswert ist die sehr hohe Nachgiebigkeit (compliance) von $20 \cdot 10^{-4}$ cm/dyn, so daß in Verbindung mit hochwertigen Tonarmen, zum Beispiel dem „M232“, mit Auflagekräften von nur 2 p die Abtastung auch stark ausgesteuerter Schallplatten einwandfrei möglich ist. Die Abtastsysteme sind sorgfältig magnetisch abgeschirmt, so daß die Brummeinstreuung praktisch Null ist. Die Anschlüsse der Spulen sind vierpolig ausgeführt. Somit ist der Anschluß sowohl an Verstärker mit vierpoligem als auch mit dreipoligem Stereo-Tonabnehmer-Eingang möglich.

Das Auswechseln der Nadel ist bei den Systemen der Serien „M33“ und „M77“ überaus einfach und ohne jedes Werkzeug in kürzester Zeit möglich. Es genügt nämlich, das Plastikgehäuse mit dem Nadelträger zwischen Daumen und Zeigefinger zu fassen und abzuziehen (Bild 4).

Beim Abtasten einer Schallaufnahme mit konstanter Schnelle oder einer nach Norm geschnittenen Schallplatte mit nachfolgender Entzerrung der Schneidenkurve ist die Ausgangsspannung (6 mV bei 5 cm s^{-1} Schnelle) im Bereich $20 \dots 15000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$ linear (Bild 5). Bei $4000 \dots 7000 \text{ Hz}$ ist eine

Bild 3. Hi-Fi-Stereo-Abtastsystem „M33-7“ von Shure

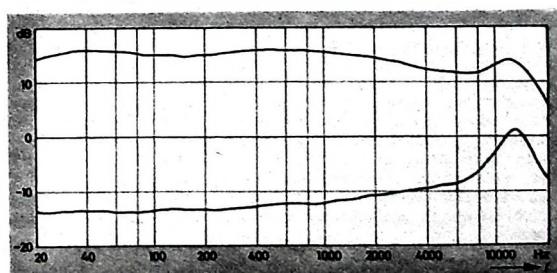


Bild 4. Das Auswechseln der Abtastnadel ist ohne Werkzeug möglich

Tab. 1. Technische Daten der Tonsabnehmersysteme „M33“ und „M77“

	„M33-5“ und „M33-7“	„M77“
Frequenzbereich	20 ... 20 000 Hz	20 ... 17 000 Hz
Ausgangsspannung je Kanal bei 1000 Hz	6 mV	9 mV
Übersprechdämpfung bei 1000 Hz	> 22,5 dB	> 22,5 dB
Induktivität	600 mH	600 mH
Gleichstromwiderstand	750 Ohm	750 Ohm
Abschlußimpedanz je Kanal	47 kOhm	47 kOhm
Krümmungsradius der Diamantnadel	13 µm bzw. 18 µm	18 µm
Nachgiebigkeit (horizontal und vertikal)	$20 \cdot 10^{-4}$ cm/dyn	$6 \cdot 10^{-4}$ cm/dyn
Auflagekraft	opt. 2 p max. 3 p	opt. 4 p max. 6 p
Gewicht	9 g	9 g

Bild 5. Oben: Verlauf der Ausgangsspannung des „M33-7“ mit Diamantnadel 18 µm und 2 p Auflagekraft bei Abtastung einer Aufzeichnung mit konstanter Schnelle oder einer nach RIAA-entzerrten Norm-Aufzeichnung (Abschlußimpedanz 47 kOhm, 200 pF); unten: Verlauf der Übersprechspannung: 0 dB ± 1 mV



leichte Absenkung in der Frequenzkurve vorhanden und bei 12 000 Hz eine kleine Spitze. Bei Hörversuchen wurde mit diesem Frequenzgang der Klang als „schön“ und „voll klingend“ beurteilt und insbesondere der Klangreichtum in den tiefen und mittleren Tonlagen als sehr angenehm empfunden. Die Stereo-Wiedergabe ist ganz ausgezeichnet, denn die Abweichungen in der Empfindlichkeit der beiden Stereo-Kanäle liegen meist unter 0,5 dB. Die Übersprechdämpfung von über 22,5 dB bei 1000 Hz nimmt bei hohen Frequenzen langsam ab; sie erreicht bei 10 000 Hz etwa 12,5 ... 15 dB und bei 15 000 Hz rund 10 dB. Die Unterschiede zwischen dem „M33-5“ und dem „M33-7“ sind sehr gering, wenn man davon absieht, daß die Resonanzspitze beim „M33-7“ etwas weniger ausgeprägt ist.

3. Tonabnehmersystem „M77“

Dieses System mit etwa $6 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn Nachgiebigkeit erfordert etwa 4 p Auflagekraft. Es ist insbesondere für hochwertige Plattenwechsler geeignet. Mit einer Diamantnadel von 18 µm Krümmungsradius gibt es den Frequenzbereich 20 ... 17 000 Hz wieder, und die Ausgangsspannung für 5 cm s⁻¹ Schnelle ist 9 mV.

Zum Abtasten von 78er Platten läßt sich dieses System ebenso wie die Systeme der Serie „M33“ mit einer Spezialnadel von Shure verwenden. Sie ist mit ihrem Plastikgehäuse genauso einfach wie die Diamantnadel der Serie „M33“ einzusetzen. Diese N-78-Nadel mit 69 µm Verrundungsradius sollte mit 3 ... 6 p Auflagekraft benutzt werden. Der wiedergegebene Frequenzbereich ist 30 ... 15 000 Hz. -th

Magnetton

Nationale Ausscheidung zum Internationalen Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT)

Der IWT ist der alljährlich stattfindende große internationale Wettbewerb, auf dem Tonbandfreunde aus vielen Ländern zeigen, was ein echtes technisches Hobby ist und welche Leistungen sie auf diesem modernen Gebiet der aktiven Freizeitgestaltung zu vollbringen vermögen. In einem fairen, aber oft harten Wettkampf stellen sie hier ihr technisches Können und ihre Fähigkeit, eigene Ideen zu gestalten, unter Beweis. Bei vielen Aufnahmen muß man den technischen Einfallsreichtum ebenso lobend anerkennen wie die manchmal geradezu künstlerisch gekonnte Art der Interpretation und der Regie. Das Tonband ist nur Mittler; der Tonbandamateuer, dem nur begrenzte technische Möglichkeiten zur Verfügung stehen, hat mit seinen bescheidenen Mitteln durchaus auch Aussicht auf einen Preis, sofern nur die geleistete Arbeit technisch sauber und die Gestaltung der Idee gut ist.

In diesem Jahr fand der Nationale Wettbewerb der besten Tonaufnahme (NWT) am 8. und 9. September in Villingen (Schwarzwald) statt. Die Saba-Werke hatten ein technisch sehr gut ausgestattetes Studio für die Abhörsitzungen zur Verfügung gestellt, und der Ring der Tonbandfreunde konnte mit der von ihm durchgeführten Veranstaltung mehr als zufrieden sein. Insgesamt 56 Tonbandaufnahmen hatte die aus elf Fachleuten bestehende Jury zu beurteilen. Nicht immer war diese Aufgabe leicht, denn manche Aufnahmen waren in jeder Hinsicht so gut gelungen, daß sie auch für eine Rundfunksendung geeignet wären. Man merkte vielen Aufnahmen deutlich die Liebe und Sorgfalt an, mit der sie entstanden sind. Wenn nicht alle Aufnahmen den gleichen Qualitätsstand hatten und einige wenige vielleicht auch noch nicht ganz den Anforderungen entsprachen, die man an eine wettbewerbsfähige Tonbandaufnahme stellen muß, dann ist das keine negative Kritik. Wie überall, so gilt auch hier der Satz, daß noch kein Meister vom Himmel gefallen ist, und mancher Tonbandamateuer wird aus den Erfahrungen lernen, was er beim nächstjährigen Wettbewerb besser machen kann.

Was die Technik betrifft, so konnte man erstklassige Leistungen hören, Aufnahmen, die hinsichtlich Frequenzumfang, Dynamik und geschickter technischer Regelung kaum einen Wunsch offenließen. Mit welchem technischen Geschick viele Aufnahmen, insbesondere aus der Gruppe „Trickaufnahmen oder technische Montagen“, hergestellt wurden, mögen einige Stichwörter kennzeichnen: siebenschichtige Playback-Aufnahme – Komposition aus der Veränderung dreier Gongtöne (Laufrichtung, Geschwindigkeit, Filterung) – elektronische Verarbeitung des Klangs frei angerissener Klaviersaiten. Auf der anderen Seite aber merkte man bei anderen Aufnahmen, welche technischen Schwierigkeiten noch nicht hinreichend gemeistert wurden. So fiel dem kritischen Beobachter beispielsweise auf, daß nicht immer die Eigenschaften der benutzten Mikrofone richtig erkannt wurden, denn bei Dialogen gab es manchmal zu große Unterschiede im Klangcharakter der Sprache, weil man nicht mit genügend gleichmäßiger Mikrofonstellung gearbeitet hatte, so daß die frequenzabhängige Richtcharakteristik des Mikrofons zur Geltung kam. Ebenso mußte mancher „Tonmeister“ sich noch mit der Technik der eleganten Ausblendung und dem Zumischen von Musik oder Geräuschen besser vertraut machen, wenn er harte und dadurch manchmal störende Übergänge vermeiden will. Weiterhin litt bei einigen wenigen Aufnahmen die Sprachverständlichkeit, weil der mitaufgenommene Hall des Raumes oder die tiefen Frequenzen zu stark waren. Hier und da wäre vielleicht auch eine bessere Präsenz wünschenswert gewesen, die man beim Überspielen durch leichte Anhebung der für die Präsenzwirkung maßgebenden Frequenzen hätte erreichen können. Diese kritischen Bemerkungen mindern aber die Leistungen der zum Wettbewerb angekommenen Tonbandamateure keineswegs, denn man darf und soll nie vergessen, daß es sich nicht um professionelle Aufnahmen handelt, sondern um eine Liebhaberei, manchmal vielleicht auch nur um eine nette, aber geistvolle technische Spießerei. Und außerdem: Nur aus Fehlern kann man lernen. Die enge Zusammen-

arbeit der im Ring der Tonbandfreunde zusammengeschlossenen Amateure und der gegenseitige Erfahrungsaustausch werden mithelfen, das technische Können und die Verwirklichung eigener Ideen von Jahr zu Jahr zu verbessern.

Auf dem Wettbewerb in Villingen wurden in den einzelnen Kategorien folgende Tonbandamateure mit den ersten Preisen ausgezeichnet:

Kategorie A (Montagen)

1. Christa Ladenhof, Hamburg (Hab'n Sie noch'n Knochen)
2. Emil Urban, Mainz (Morellis letzte Vorstellung)
3. Eugen Maas, Dortmund (Es lohnt sich nicht)

Kategorie B (Dokumentaraufnahmen und Reportagen)

1. Georg Schreier, Mainz (Teenager Reportage)
2. Wilhelm Glückert, Mainz (Sardinien – Land und Leute)
3. Winfried Fischer, Mainz (Nürnberg Christkindlesmarkt)

Kategorie C (Musikalische oder gesprochene Aufnahmen)

1. Winfried Fischer, Mainz (Multivibrator-Cha-Cha)
2. Hermann Quenbaum, Hildesheim (Mundharmonika-Quartett)
3. Kuno Stierlein, Düsseldorf (Impromptu)

Kategorie D (Einmalige Dokumente)

1. Wilhelm Glückert, Mainz (Musikinstrumente mit Seltenheitswert)

Kategorie E (Trickaufnahmen oder technische Montagen)

1. Winfried Fischer, Mainz (Electronic-Boogie)
2. Karl Heinz Wellinghoff, Eiserfeld (Die Zeit)
3. Hermann Quenbaum, Hildesheim (Playback mit Gitarre und Mundharmonika)

Stereo-Aufnahmen

1. Wilhelm Glückert, Mainz (Erstens kommt es anders ...)

Für die Kategorie D und die Gruppe Stereo-Aufnahmen waren nur je drei Aufnahmen eingereicht worden. In der Gesamtwertung verlieh die Jury folgende Preise:

Hauptpreis Mono Winfried Fischer, Mainz

Hauptpreis Stereo Wilhelm Glückert, Mainz

1. Preis Christa Ladenhof, Hamburg
2. Preis Georg Schreier, Mainz
3. Preis Karl Heinz Wellinghoff, Eiserfeld
4. Preis Winfried Fischer, Mainz
5. Preis Wilhelm Glückert, Mainz

Von den 56 Aufnahmen wurden zur Teilnahme am IWT in Straßburg ausgewählt: Multivibrator-Cha-Cha; Die Zeit; Electronic-Boogie; Playback mit Gitarre und Mundharmonika; Erstens kommt es anders ... *

So bunt wie die selbstgewählten Themen und Ideen für die Gestaltung der Tonaufnahmen war auch der Kreis der Teilnehmer. Vom 16jährigen Schüler bis zum 75jährigen Rentner spannte sich der Bogen, und neben dem Arbeiter und dem Angestellten aller Berufssparten beteiligten sich ebenso der Student, der Kaufmann, der Werbegestalter, der Bildjournalist und die Auslandskorrespondentin. Ein blunder Kreis aller Lebensalter und Berufe, aber alle echte Tonbandamateure, die ihre Freizeit einem der schönsten Hobbys unserer Zeit widmen: dem Spiel mit dem Tonband und der Gestaltung eigener Ideen.

-th

Eine elektronische Uhr

Die Arbeitsweise der im folgenden beschriebenen elektronischen Uhr ist leicht zu verstehen, wenn man die Wirkungsweise der Grundbausteine (Gatter, Monovibrator, Bivibrator, Schmitt-Trigger, Zähldioden usw.) kennt. Für den in dieser Schaltungstechnik Ungeübten werden daher die erwähnten Grundschatungen etwas ausführlicher erläutert.

Bei der Zeitmessung handelt es sich immer um die Zählung frei wählbarer Zeiteinheiten. In der hier beschriebenen Anordnung wurde als Zeitintervall 1 s gewählt. Impulse mit einem zeitlichen Abstand von 1 s lassen sich sehr leicht aus der Netzfrequenz ableiten, zumal hier keine über die Genauigkeit der Netzfrequenz hinausgehenden Forderungen an die Ganggenauigkeit der Uhr gestellt werden. Beim Aufbau der einzelnen Zählstufen ist darauf Rücksicht zu nehmen, daß die Zeitmessung nicht nur im Sexagesimalsystem, sondern auch im Dezimalsystem erfolgt, das heißt, Überträge von einer Einheit in die nächsthöhere Einheit sind sowohl nach 60 Schritten als auch nach 10 Schritten erforderlich.

Besondere Bedeutung kommt dem so genannten „Tagessprung“ (von 23h 59m 59s auf 00h 00m 00s) zu. Die Anzeige erfolgt eindeutig über den Bereich von 24 Stunden durch Ziffernanzeigeröhren. (Die Anzeige einer normalen Uhr mit 12teiligem Ziffernblatt kann dagegen zweifach gedeutet werden, zum Beispiel 12.00 Mittag oder 12.00 Nacht.)

1. Wirkungsweise der Grundschatungen

1.1. Und-Gatter

Die hier benutzten Und-Gatter (Bild 1) sind für negative Signale (Impulse oder Gleichspannungsniveaus) ausgelegt [1]. Am Ausgang erscheint nur dann ein

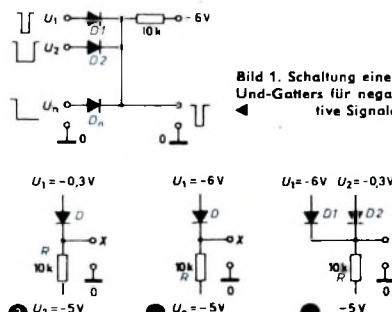


Bild 2. Spannungsverhältnisse bei leitender Diode.
Bild 3. Spannungsverhältnisse bei gesperrter Diode.
Bild 4. Spannungsverhältnisse in einem Und-Gatter (zwei Eingänge mit unterschiedlichen Spannungen)

negatives Signal, wenn alle Eingangsspannungen gleichzeitig negativ sind. Die Höhe des Ausgangssignals ist gleich der des am wenigsten negativen Eingangssignals, und seine zeitliche Dauer richtet sich nach der des kürzesten Eingangssignals. Zum Beispiel hat die Anode der Diode D im Bild 2 ein positiveres Potential als die Kathode; die Diode leitet also. Die Schaltung stellt einen Span-

nungsteiler dar, der aus dem Widerstand der Diode und dem 10-kOhm-Widerstand R besteht. Nimmt man den Durchlaßwiderstand von D mit etwa 200 Ohm an, dann steht zwischen Null und dem Punkt X praktisch die Spannung $U_1 = -0,3 \text{ V}$. Im Bild 3 ist dagegen das Potential an der Diodenanode negativer als an der Kathode, und die Diode sperrt daher. Bei einem Sperrwiderstand von rund 1 MOhm ergibt sich dann zwischen Null und X praktisch die Spannung $U_1 = -5 \text{ V}$.

Grundsätzlich ändert sich nichts, wenn an zwei Eingängen unterschiedliche Spannungen liegen. Im Bild 4 leitet D2, da ihre Anode positiver ist als die Kathode. Am Punkt X stehen also etwa $-0,3 \text{ V}$. Diese Spannung hält die Kathode von D1 fest, so daß ihre Anode negativer ist und die Diode daher sperrt. Faßt man diese An-

(beim OC 71 etwa $-0,25 \text{ V}$). Die Collectorspannung des gesperrten Transistors T_a beträgt etwa $-4,7 \text{ V}$. Seine Basisspannung ist ausreichend positiv ($> +0,2 \text{ V}$) und der Transistor daher gesperrt. An der Diode D_a , die zwischen C_a und der Basis von T_a liegt und die über den Widerstand R_a mit dem Collector von T_a verbunden ist, steht daher eine Sperrspannung von rund $-4,7 \text{ V}$. Die zur Basis des leitenden Transistors T_b führende Diode D_b ist dagegen schwach in Durchlaßrichtung geschaltet, da der Collector des übersteuerten Transistors positiv gegenüber der Basis ist.

1.2.1. Ansteuerung des Bivibrators

Gibt man einen positiven Steuerimpuls mit genügend steiler Flanke auf den Steuereingang e, so gelangt dieser über die in Durchlaßrichtung gepolte Diode D_b

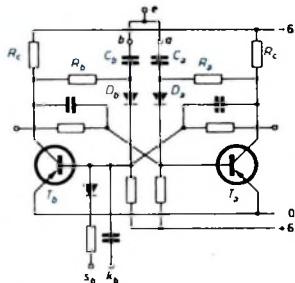
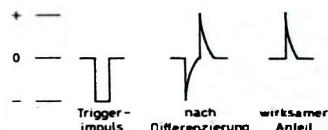


Bild 5. Schaltung eines Bivibrators

Bild 6. Differentiation eines Rechteckimpulses durch ein RC-Glied



unmittelbar zur Basis des leitenden Transistors T_b , während der Weg über die gesperrte Diode D_a unterbunden ist. Der positive Triggerimpuls leitet daher die Sperrung von T_b ein und löst dadurch den Rückkopplungsvorgang [1] innerhalb des Bivibrators aus, der die vollständige Umschaltung in die Stellung L vollendet. Die Schaltzustände der beiden Dioden sind nach der Umschaltung vertauscht, so daß ein nachfolgender weiterer positiver Impuls den Bivibrator wieder in die Grundstellung O umschaltet.

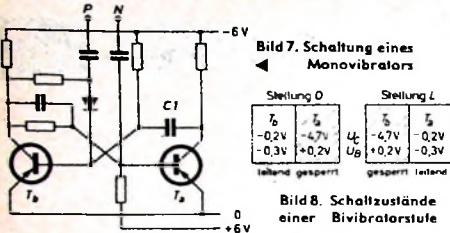
Ein auf e gegebener negativer Rechteckimpuls wird durch die RC-Kombination R_a, C_a differenziert (Bild 6). Von den dabei entstehenden Impulsen kann nur der positive Anteil für die Umschaltung des Bivibrators wirksam werden [3].

Die Steuereingänge a und b entsprechen im Aufbau und in der Wirkungsweise den entsprechenden Hälften des symmetrischen Steuereingangs e. Beide sind Stelleingänge, das heißt, positive oder negative Triggerimpulse auf a führen stets zur Stellung O, während sie am Eingang b immer die Stellung L bewirken.

Über den Eingang s_b besteht die Möglichkeit der direkten Einstellung des Bivibrators durch negative Gleichspannungen auf den Zustand O. Dieser Stelleingang wird vorzugsweise als Rückstelleingang benutzt. Den Steuereingang k_b verwendet man im allgemeinen nur zur Zusammensetzung mehrerer Bivibratoren zu Dezimalzählern.

1.3. Monovibrator

Der Monovibrator [1] wird als Verzögerungsglied, häufiger jedoch zur Neuformung verschliffener Impulse verwendet. Bild 7 stellt einen entsprechend abgewandelten Bivibrator nach Bild 5 dar. Die Ansteuermöglichkeiten entsprechen den im Abschnitt 1.2.1. beschriebenen (Eingang P für positive, Eingang N für negative Impulse).



Im Ruhezustand ist T_b leitend und T_a gesperrt. Durch einen Eingangs impuls wird die Stufe zum Kippen gebracht, jedoch mit dem Unterschied gegenüber dem Bivibrator, daß dieser Zustand nur eine bestimmte Zeit dauert. Diese Verweilzeit hängt hauptsächlich von C1 (geringfügig auch von der an den Collector von T_b angekoppelten Last) ab.

14. Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger (nach einer von O. H. Schmitt bereits 1938 angegebenen Röhrenschaltung) erzeugt beim Überschreiten seiner Ansprechschwelle aus einer beliebig geformten Eingangsspannung exakte Rechteckspannungen [4, 5].

15. Elektronische Zähler

Entsprechend der Arbeitsweise des Bivibrators erfolgt in jeder Bivibratorstufe eine Frequenzteilung durch 2. Ordnet man mehrere Bivibratoren hintereinander an, so stellt daher jede Stufe eine Potenz der Basis 2 dar. Bei zum Beispiel vier gekoppelten Stufen ergibt sich also eine Unterstellung von 2⁴ (= 16fach).

Zur Darstellung dezimaler Werte sind einige „Kunstgriffe“ notwendig. Für einen Dezimalzähler, der nach jedem zehnten Schritt einen Übertrag an die nächsthöhere Stelle liefert, reichen drei Bivibratorstufen nicht aus, da sich damit nur 2³ = 8 Zählerstellungen ergeben. Dagegen sind bei einer 4stufigen Anordnung sechs Zählerstellungen überzählig vorhanden. Man muß also dafür sorgen, daß in einem 16stelligen Binärzähler sechs Zählerstellungen übersprungen werden.

Zur Erklärung der Wirkungsweise des Zählers sind die möglichen Zählerstellungen von vier gekoppelten Bivibratoren in Tab. I zusammengestellt (die eingetragenen Pfeile sollen zunächst noch unberücksichtigt bleiben). Entsprechend der Vereinbarung (s. Abschnitt 1.2.)

T_b leitend, T_a gesperrt = O

T_b gesperrt, T_a leitend = L

stehen alle vier Bivibratoren in ihrer Grundstellung auf O. Nach dem ersten, dem Bivibrator I zugeführten Impuls kippt dieser von O auf L. Der zweite Impuls schaltet ihn wieder von L auf O zurück, und dabei gibt er einen Übertrag an den Bivibrator II ab, der dadurch von O auf L kippt, usw. Nach 16 Eingangsimpulsen auf den Eingang des Bivibrators I hat der Zähler wieder seine Ausgangsstellung eingenommen.

Läßt man den beschriebenen Vorgang bis zum 7. Impuls normal ablaufen und benutzt beim achten Impuls den Übertrag vom Bivibrator III zum Bivibrator IV gleichzeitig auch zum Kippen der Bivibratoren III und II, dann wird sofort die Stellung LLLO erreicht, das heißt, die Stellungen LOOO, LOOL, LOLO, LOLL, LLOO und LOLL werden übersprungen (s. die in Tab. I eingetragenen Pfeile).

Dabei laufen folgende Vorgänge ab: Nach dem 7. Eingangsimpuls hat der Zähler die

Stellung OLLL. Beim 8. Impuls auf den Bivibrator I kippt dieser auf O zurück und liefert einen Übertrag an den Bivibrator II, der ebenfalls auf O zurückkippt. Der dabei am Bivibrator III entstehende Übertrag stellt auch diesen auf O zurück, und dessen Übertrag schaltet den Bivibrator IV von O auf L.

Aus Bild 8 ergibt sich, daß der Bivibrator nur beim Übergang von L nach O an T_b einen (positiven) Übertrag liefert, da die Collectorspannung von T_b beim Übergang von O nach L von -0,2 auf -4,7 V springt (negativer Sprung). Diese Potentialänderung bleibt aber auf den e-Eingang des folgenden Bivibrators ohne Wirkung. Beim Übergang von L nach O springt dagegen die Collectorspannung von T_b von -4,7 auf -0,2 V (positiver Sprung), und diese positive Potentialänderung bringt die nachfolgende Stufe über den e-Eingang zum Kippen. Der Vorgang läuft jedoch anders ab, wenn man einen Bivibrator nicht über den e-Eingang, sondern direkt an den Basen von T_b und T_a steuert. Dies ist der Fall, wenn sechs Schaltstellungen des Zählers übersprungen werden sollen.

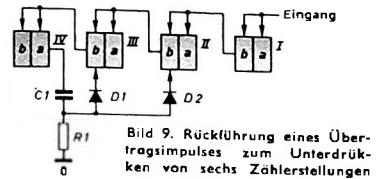
Sobald der Bivibrator IV (aus der Gesamtstellung OLLL) von O auf L schaltet, macht sein Transistor T_{4a} einen positiven Sprung von -4,7 auf -0,2 V, und der Zähler nimmt dann die Stellung LOOO ein. Führt man nun entsprechend Bild 9 den an T_{4a} entstandenen positiven Sprung nach Differenzierung durch C1, R1 über die Entkopplungsdioden D1 und D2 auf die Basen von T_{3b} und T_{2b} zurück, die in der O-Stellung der Bivibratoren III und II leitend sind, dann sperrt der kurze positive Impuls die Transistoren T_{3b} und T_{2b}, und die Bivibratoren III und II kippen in die Stellung L. Die hier beschriebenen Vorgänge laufen selbstverständlich gleichzeitig ab. Auf die Zählerstellung OLLL folgt also sofort die Stellung LLLO. Auf diese Weise werden die überzähligen sechs Zwischenstellungen übersprungen.

16. Entschlüsselung (Decodiermatrix)

Ordnet man den einzelnen Bivibratoren eines Dezimalzählers bestimmte Dezimalwerte (Gewichte) zu, so wird eine einfache und unmittelbare Umsetzung der von den Bivibratoren eingenommenen Schaltstellungen in Dezimalaussagen möglich. Von den verschiedenen Verschlüsselungen (Codes) sei hier der 2-4-2-1-Code (nach Aiken) herangezogen, bei dem die einzelne Stufe ihr „Gewicht“ annimmt, sobald sie auf L steht (Tab. II).

Nach Bild 10 besteht eine Decodiermatrix aus zehn Und-Gattern. Die Spalten (senkrecht) führen zu den entsprechenden Collectoren der Transistoren des Zählers und an die Sperrspannung (-6 V). Eine im Zähler stehende Ziffer macht sich durch ein dem Funktionsverhalten des Und-Gatters entsprechendes Gleichspannungsniveau an der betreffenden Zeile (waagerecht) bemerkbar.

Als Beispiel sei eine im Zähler stehende 3 betrachtet. Der Ziffer 3 entspricht die Zählerstellung OOLL, das heißt, die Collectoren von T_{4b}, T_{3b}, T_{2a} und T_{1a} (also auch die betreffenden Spalten der Matrix) führen -0,2 V, und die Collectoren von T_{4a}, T_{3a}, T_{2b} und T_{1b} haben eine Spannung von -4,7 V. Am Ausgang (hier also an der Zeile für die Ziffer 3) kann sich



Tab. I. Zählerstellungen von vier gekoppelten Bivibratoren

	Bivibrator				dezimal
	IV	III	II	I	
Grundstellung	O	O	O	O	0
Impuls 1	O	O	O	L	1
2	O	O	L	O	2
3	O	O	I	L	3
4	O	L	O	O	4
5	O	L	O	L	5
6	O	L	L	O	6
7	O	L	L	L	7
8	L	O	O	O	8
9	L	O	O	L	9
10	L	O	L	O	10
11	L	O	L	L	11
12	L	L	O	O	12
13	L	L	O	L	13
14	L	L	L	O	14
15	L	L	L	L	15
16	O	O	O	O	0

Tab. II. Verschlüsselung nach dem 2-4-2-1-Code

	Bivibrator				Quersumme der Gewichte
	IV	III	II	I	
Gewichte der Einzelstufen	2	4	2	1	
Zählerstellung					
0	O	O	O	O	0
1	O	O	O	L	1
2	O	O	L	O	2
3	O	O	L	L	2+1=3
4	O	L	O	O	4
5	O	L	O	L	4+1=5
6	O	L	L	O	4+2=-6
7	O	L	L	L	4+2+1=7
8	L	L	L	O	2+4+2=-8
9	L	L	L	L	2+4+2+1=9

aber nur dann ein negatives Niveau ergeben, wenn alle Eingangsspannungen gleichzeitig negativ (hier -4,7 V) sind. Im betrachteten Beispiel ist das nur für die Zeile 3 durch die Spalten T_{3a}, T_{2b} und T_{1b} der Fall. Alle anderen Zeilen erhalten durch irgendeine Spalte -0,2 V.

(Wird fortgesetzt)

zu den Collectoren des Dezimalzählers

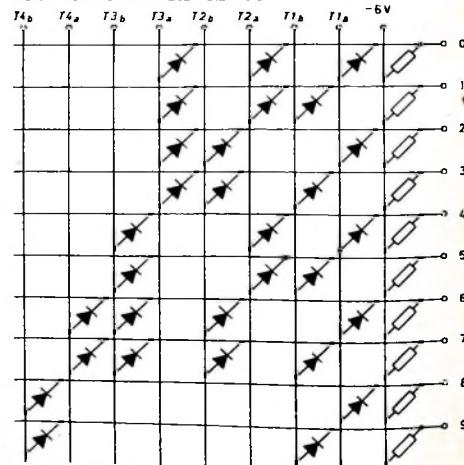
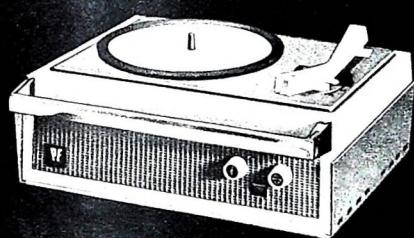


Bild 10. Decodiermatrix

KLANG + FORM

Nicht allein die überragende Klangqualität aller PE Geräte, sondern auch die zweckmäßige, zeitlos-moderne Form begründen den großen Erfolg des neuen PE Programmes und geben Ihnen die Sicherheit für interessante Umsätze.

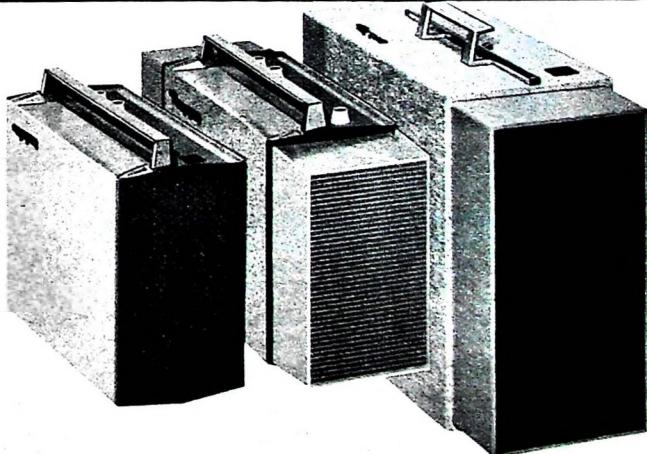
Die zuverlässige technische Konstruktion sichert Ihnen zufriedene Kunden.



PE Musical 20



PE Musical 330 Stereo



Perpetuum-Ebner

Plattenspieler – Plattenwechsler – Phonokoffer

Die Dimensionierung von Schneidkennlinien-Entzerrern

Bei der Einführung der elektrischen Aufnahme von Schallplatten über Mikrofon und Schneiddose zeigte es sich, daß die Amplitude der tiefen Frequenzen vor der Aufzeichnung abgesenkt werden mußte, weil sonst die Auslenkung des Stichels zu groß wurde. Mit dieser notwendigen Baßabsenkung entstand die erste Schneidkennlinie, und es ergaben sich bald unterschiedliche Auffassungen über die Übergangsfrequenzen sowie die Steilheit und den Grad der Absenkung. Bereits bei Schellackplatten mit Normalrillen benötigte man also eine Schneidkennlinie, die beim Schnitt der Platte eingestellt wurde und bei der Wiedergabe rückentzerrt werden mußte. Der Abstand zum Plattenrauschen ließ sich vergrößern, indem beim Schnitt die Höhen stärker aufgezeichnet wurden. Von dieser Möglichkeit machte man selbstverständlich schon bei der Schellackplatte gern Gebrauch. Damit war also außer der Baßabsenkung noch eine Anhebung der Höhen eingeführt, und es ergab sich eine von den Höhen nach den Tiefen fallende Kennlinie mit zwei Übergangsfrequenzen, deren Verlauf man in der Folgezeit noch verfeinerte. Zunächst wurde am unteren Ende bei den Bassen die Steilheit der Absenkung abgeschwächt, weil sich mit stärker aufgezeichneten Bassen der Abstand zum Laufwerkkrumpeln vergrößerte. Weiterhin flachte man bei einigen Kennlinien auch die Anhebung der Höhen am oberen Ende ab, um die Anhebung an der oberen Grenze des Hörbereiches nicht zu groß werden zu lassen. Die so entstandenen Kennlinien für den Plattenschnitt konnten durch Wahl verschiedener Übergangsfrequenzen noch verschieden ausgeführt werden; das tat man in der Folgezeit auch reichlich.

Die notwendige Rückentzerrung wurde beim alten - immerhin schon magnetischen - Nadeltonabnehmer einfach durch einen genügend kleinen Belastungswiderstand durchgeführt, der die Höhen bedämpfte und dadurch eine Baßanhebung bewirkte. Von diesem Prinzip machten die Techniker auch bei modernen magnetischen Tonabnehmern Gebrauch. Wegen ungenügender Entzerrgenauigkeit kam man jedoch später davon ab; bestenfalls für einfache Nadelgeräuschfilter kommt diese Schaltung noch in Frage.

Der Verlauf von Schneidkennlinien wurde ein Diskussionspunkt, der immer wieder Gesprächsstoff lieferte und eigentlich bis heute Grund zu vielen Erörterungen gibt. Zunächst einigten sich die Hersteller auf eine einheitliche Übergangsfrequenz von konstanter Schnelle auf konstante Auslenkung. Immer wieder wurde aber herumprobiert, und die einzelnen Hersteller setzten bald andere Übergangsfrequenzen ein. Das wurde besonders uferlos, als sich nach der Einführung der Langspielplatte ein weites Feld für die Experimente der Fachleute auftat und viel Neuland bearbeitet werden mußte.

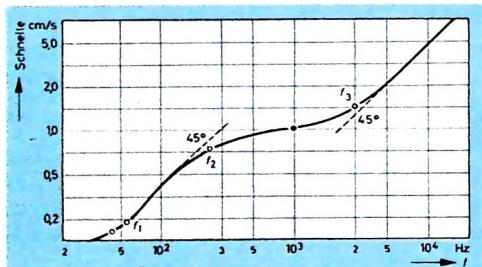


Bild 1. Beispiel einer Schneidkennlinie mit den drei Übergangsfrequenzen f_1 , f_2 und f_3

Bild 1 zeigt als Beispiel eine Schneidkennlinie. Bei der Wiedergabe muß ihr Verlauf spiegelbildlich rückentzerrt werden. Im Laufe der Jahre entstanden nun die verschiedensten solcher „Norm“-Kennlinien, deren Vielzahl bald nicht mehr zu übersehen war. Man atmete auf, als die Plattenhersteller beim Einführen der Stereo-Platte lediglich zwei bereits bestehende Kennlinien berücksichtigen wollten. Der Vorschlag der RIAA war in den USA und der Vorschlag der CCIF war in Europa bereits in weitem Maße eingeführt, so daß man sich auf diese zwei Kurven festlegte. Soweit bis jetzt zu übersehen ist, haben sich die Firmen im allgemeinen hieran gehalten. Die Übergangsfrequenzen dieser beiden Kurven sind in Tab. I angegeben. Die Wiedergabekennlinien entsprechen den Werten nach Tab. II. Der we-

Tab. I. Übergangsfrequenzen der RIAA- und der CCIF-Schneidkennlinien

	f_1 [Hz]	f_2 [Hz]	f_3 [Hz]
RIA A	57	470	2200
CCIF	10	350	3080

Tab. II. Anhebung und Absenkung der Wiedergabekennlinien nach RIAA und CCIF ▶

Frequenz [Hz]	RIAA [dB]	CCIF [dB]
30	18,6	21,3
50	17	
60		15,3
250		4,6
300	5,5	
500	2,7	1,5
1 000	0	0
2 000	- 2,6	- 1,4
4 000	- 6,6	- 4,2
8 000	- 11,9	- 8,8
10 000	- 13,8	- 10,5
12 000	- 15,3	- 11,9
15 000	- 17,2	- 13,8

sentliche Unterschied beider Schneidkennlinien besteht in den unterschiedlichen Übergangsfrequenzen f_2 , bei der die Tiefenabsenkung beginnt. Der Grad der Absenkung und die Steilheit weisen zwar Unterschiede auf, die jedoch nicht grundsätzlicher Natur sind.

Bei Hi-Fi-Verstärkern der Baujahre ab etwa 1950 bis etwa 1958, also bis zur Einführung der Stereo-Platte, mußte unbedingt der Versuch gemacht werden, das Dickicht der verschiedenen in Gebrauch befindlichen Kennlinien zu durchdringen und dem Hörer zu ermöglichen, seine Platten einigermaßen richtig wiederzugeben. So verfügte der „Telewatt-Ultra“ von Klein - Hummel über fünf Schiebeschalter für die Tiefenentzerrung und nochmals fünf Schalter für die Höhenentzerrung, so daß man außer für die angegebenen Normen noch weitere davon abweichende Möglichkeiten zur Entzerrung hatte. Auch andere europäische und amerikanische Verstärker dieser Klasse wiesen oft vielstufige Entzerrungsmöglichkeiten auf.

Bei allen magnetodynamischen Generatoren ist die abgegebene Signalspannung der Änderungsgeschwindigkeit des magnetischen Flusses proportional. Bei magnetischen Tonabnehmern folgt die Ausgangsspannung demnach der Schnelle der Schallaufzeichnung in der Rille. Die Signalspannung, dargestellt über der Frequenz, ist also ein getreues Abbild des gemäß einer Schneidkennlinie aufgezeichneten Signals. Um zu einer frequenzlinearen Wiedergabe zu kommen, muß nunmehr im Wiedergabeverstärker die Kennlinie rückentzerrt werden. Das erfolgt in der Eingangsstufe des Verstärkers, die so ausgelegt wird, daß sie nicht nur die notwendige Vorverstärkung vornimmt, sondern auch durch einen entsprechenden Frequenzgang die Entzerrung bewirkt.

Bei Kristalltonabnehmern kommt man ohne besondere Entzerrung aus, weil die Ausgangsspannung des Kristalles der Auslenkung proportional ist, dadurch der Schneidkennlinie etwa spiegelbildlich entgegenläuft und diese somit annähernd entzerrt.

Dieses Prinzip funktioniert jedoch nur bei Anschluß an einen hochohmigen Verstärkereingang, der den Kristall nicht belastet. Die Genauigkeit dieser Entzerrung ist jedoch für Hi-Fi-Ansprüche nicht hoch genug, weshalb man die Charakteristik des Kristalles verändert. Das erfolgt durch einen niederohmigen Belastungswiderstand, der dem Kristall bei richtiger Dimensionierung den gleichen Frequenzgang aufdrückt, wie er dem eines magnetischen Tonabnehmers entspricht, so daß sich der Kristalltonabnehmer dann an einem Eingang für magnetische Tonabnehmer anschließen läßt. Dadurch wird außer der genauen Entzerrung noch eine willkommene Verminderung der Intermodulationsverzerrung und eine Linearisierung des Frequenzganges des Kristalles gewonnen.

Der gewünschte Wiedergabefrequenzgang ist beispielsweise mit einem linearen Verstärker zu erreichen, dem man einen Spannungsteiler nachschaltet. Eine bessere Möglichkeit besteht jedoch darin, eine Verstärkerstufe mit frequenzabhängiger Gegenkopplung zu verwenden. Diese Methode ist der ersten deshalb überlegen, weil sie sonst im RC-Spannungsteiler reduzierte Spannung dann nutzbringend zur Verminderung der Verzerrungen eingesetzt wird.

Natürlich gibt es zum Aufbau eines Entzerrerverstärkers verschiedene Wege, hier sei jedoch eine Schaltung herausgegriffen

und erläutert, die als Grundschaltung für verschiedene Anwendungsfälle abgewandelt werden kann. Die im Bild 2 dargestellte Grundschaltung ermöglicht nicht nur eine genaue Entzerrung, sondern diese Verstärkerstufe arbeitet auch extrem verzerrungsarm. Wie das Schaltbild zeigt, besteht der Verstärker aus einer stark gegengekoppelten Doppeltriode mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung. Das den Frequenzgang bestimmende RC-Glied besteht aus den Widerständen R_1 , R_2 und den Kondensatoren C_1 , C_2 . Die gewünschte frequenzabhängige Verstärkung kommt dadurch zustande daß bei tiefen Frequenzen die Kondensatoren C_1 und C_2 sehr hochohmig sind und deshalb der Gegenkopplungskreis in diesem Bereich wesentlich durch die Widerstände R_1 und R_2 bestimmt wird. Diese bilden dann mit dem durch den Arbeitspunkt von R_{61a} festgelegten Katodenwiderstand R_3 einen wertmäßig großen Quotienten $(R_1 + R_2 + R_3)/R_3$, so daß die an R_3 abfallende Gegenkopplungsspannung hier am kleinsten ist, womit die Verstärkung ein Maximum hat. Damit ist zugleich die höchstmögliche Tiefenanhebung gegeben. Die erreichbare Steilheit der Kurve ist nicht ganz

6 dB je Oktave, wobei sich ein Entzerrungsfehler von etwa 1 dB ergibt. Der Ausgang des Verstärkers ist mittelohmig und deshalb weitgehend unempfindlich gegen Brummeinstreuungen.

Sieht man sich nun die Werte nach Tab. II an, dann ist festzustellen, daß (auf 1000 Hz ≈ 0 dB bezogen) der Entzerrer zwischen der größten Anhebung bei 30 Hz (18 dB bzw. 21,3 dB) und der größten Absenkung bei 15 000 Hz (-17,2 dB bzw. -13,8 dB) einen frequenzabhängigen Verstärkungsbereich von rund 40 dB be streichen muß. Der „Drehpunkt“ bei 1000 Hz, das heißt die Grundverstärkung des Entzerrers, muß also etwa in der Mitte bei 20 dB Verstärkung liegen.

Bild 3 zeigt mit allen Werten eine nach dem beschriebenen Prinzip ausgeführte Schaltung, wie sie im Eingang des Stereo-Hi-Fi-Verstärkers „Telewatt VS-70“ verwendet wird. Die Verstärkung V des Entzerrers ohne Gegenkopplung bei 120 V Anodenspannung ist größer als 40 dB (100fach).

Im mittleren Frequenzbereich (1000 Hz) entspricht der gesamte Gegenkopplungswiderstand praktisch dem Wert des Widerstandes R_1 . Um nun zu der hier benötigten Grundverstärkung V_g von 20 dB (10fach) bei Gegenkopplung zu kommen, sind für R_1 etwa 47 kOhm notwendig. Man findet diesen Wert rechnerisch nach Gl. (1), wenn man für V und V_g die entsprechenden Werte (100fach und 10fach) einsetzt.

$$R_1 = \frac{V \cdot V_g \cdot R_3}{V - V_g} - R_3 \quad (1)$$

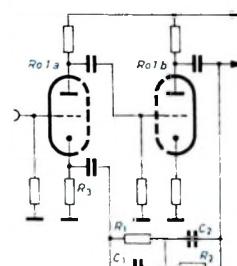
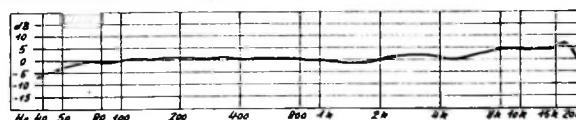


Bild 2.
Prinzipschaltbild des gegengekoppelten Entzerrer-Vorverstärkers

Neu von Sennheiser

ein
Meisterstück:
das **klangobjektive**
Studio-
Mikrophon MD 211
40 Hz bis 20 kHz

Die Daten dieses zierlichen Tauchspulen-Mikrofons sprechen für sich: Der Übertragungsbereich erstreckt sich von 40 Hz bis 20 kHz. Empfindlichkeit 0,13 mV/ μ bar. Richtcharakteristik kugelförmig. Impedanz 200 Ohm. Abmessungen nur 22 mm Ø, 120 mm lang. Der unten abgebildete Frequenzgang zeigt, daß hier für Sie ein Mikrophon der Spitzenklasse bereit liegt.



Sennheiser electronic · 3002 Bissendorf

$$R_1 = \frac{100 \cdot 10 \cdot 4,7}{100 - 10} = 4,7 \approx 47 \text{ kOhm}$$

Empirisch läßt er sich feststellen, indem man die Verstärkung mißt und dabei denjenigen Widerstandswert im Rückkopplungskreis sucht, der zusammen mit einem R_3 von 4,7 kOhm die gewünschte Verstärkung von 20 dB im mittleren Bereich ergibt.

Mit diesem zweistufigen Entzerrer kann man etwa 34 dB anheben, wenn man mindestens 6 dB als Restgegenkopplung immer stehenlassen will. Damit ist die erforderliche Tiefenanhebung von maximal etwa 20 dB (bezogen auf 1000 Hz ≤ 0 dB) leicht zu erreichen.

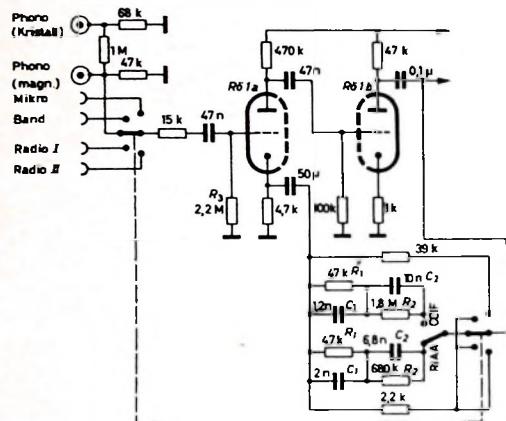


Bild 3. Schaltung des Vorverstärkers mit umschaltbarem Phonoentzerrer im „Telewatt VS-70“ von Klein + Hummel

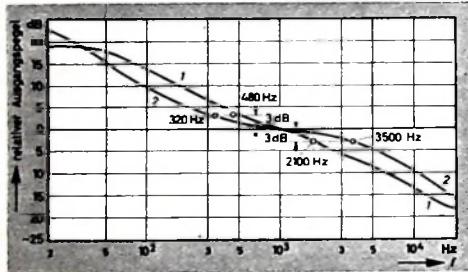


Bild 4. Phonoentzerrer-Frequenzgänge des „Telewatt VS-70“; Kurve 1 = RIA, Kurve 2 = CCIF

Legt man zu R_1 einen Kondensator parallel, dann werden die hohen Frequenzen stärker gegengekoppelt, und man erhält (wieder auf 1000 Hz ≤ 0 dB bezogen) eine Höhenabsenkung. In üblicher Art müssen bei diesen Frequenzen die Wechselstromwiderstände der C-Glieder des Gegenkopplungsnetzwerkes gleich dem ohmschen Widerstand ihres R-Gliedes sein. Da die Übergangs frequenzen der Schneidkennlinien bekannt sind, lassen sich die übrigen Glieder des Gegenkopplungszweiges leicht errechnen. Aus der Grundgleichung

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

(f in Hz, C in F, R in Ohm) ergibt sich durch Umstellen und Einsetzen handlicher Dimensionen

$$C = \frac{159\,000}{R \cdot f} \quad (3)$$

f in kHz, C in pF, R in kOhm.

Für die RIAA-Kurve ist die Übergangs frequenz f_3 für die Höhenabsenkung 2200 Hz. Nach Gl. (3) wird

$$C_1 = \frac{159\,000}{R_1 \cdot f_3}$$

$$C_1 = \frac{159\,000}{47 \cdot 2,2} \approx 1536 \text{ pF}$$

Als praktischer Wert wird 2 nF gewählt. Mit diesem Kondensator tritt die vorgesehene Höhenabsenkung ein. Schaltet man jetzt in Serie mit dieser RC-Kombination R_1 , C_1 einen weiteren Kondensator C_2 , dann ergibt sich wegen des hohen Widerstandes dieses Kondensators für tiefe Frequenzen eine Verminderung der Gegenkopplung in diesem Bereich und damit eine größere Verstärkung der Tiefen, womit also die erwünschte Anhebung erreicht ist. Der Wert von C_2 kann wiederum nach Gl. (3) errechnet werden. R_1 und der zu bestimmende Kondensator C_2 stellen dabei eine Serienkombination mit der Übergangs frequenz $f_2 = 470$ Hz entsprechend der RIAA-Schneidkennlinie dar.

$$C_2 = \frac{159\,000}{R_1 \cdot f_2}$$

$$C_2 = \frac{159\,000}{47 \cdot 0,47} \approx 7227 \text{ pF}$$

Als praktischer Wert wird 6,8 nF gewählt.

Schaltet man nun dem eben wertmäßig ermittelten Kondensator C_2 einen Widerstand R_3 parallel, dann ergibt sich am unteren Ende der Wiedergabekennlinie der weitere Wendepunkt mit der Übergangs frequenz $f_1 = 57$ Hz. Auch der Wert von R_3 ist aus Gl. (3) abzuleiten, und zwar zu

$$R_3 = \frac{159\,000}{f_1 \cdot C_2}$$

$$R_3 = \frac{159\,000}{0,057 \cdot 6800} \approx 411 \text{ kOhm}$$

Da für C_1 und C_2 etwas geänderte Werte eingesetzt wurden, muß R_3 nun entsprechend korrigiert werden; zweckmäßig sind etwa 680 kOhm.

Im „Telewatt VS-70“ von Klein + Hummel ist der etwa in dieser Art ausgeführte Entzerrer auf die Kennlinien RIAA (USA) und CCIF (Europa) umschaltbar (Bild 4), und zwar wird gleichzeitig mit den Eingängen auch der Gegenkopplungssteiler umgeschaltet, so daß man für jeden Eingang sowohl verschiedene Empfindlichkeiten als auch den jeweils gewünschten Frequenzgang erreicht. Um die hohe Entzerrgenauigkeit auch in der Serienfertigung einzuhalten, werden für alle die Rückkopplung bestimmenden Glieder Widerstände und Kondensatoren mit Genauigkeiten von 5% verwendet. Die Schaltung zeichnet sich durch extreme Verzerrungsfreiheit und Spitzenfestigkeit aus. Gerade der letzte genannte Umstand ließ bei manchen Verstärkern noch Wünsche offen; wenn ein Tonabnehmer mit hoher Spannungsabgabe vorhanden war oder wenn Programme mit hoher Dynamik zur Verfügung standen, reichte die Spitzenfestigkeit der Eingangsstufe oft nicht aus, so daß Verzerrungen hörbar wurden. Die im „Telewatt VS-70“ ausgeführte Eingangsschaltung kann bei einer Empfindlichkeit von 4,5 mV etwa Spitzenspannungen bis zu maximal 210 mV am Eingang „Phono“ vertragen, ehe die Begrenzung einsetzt. Bei allen anderen Eingängen ist das Verhältnis entsprechend. Damit ist sichergestellt, daß auch Signale mit hoher Spitzenspannung, gleichgültig von welcher Signalquelle, dem Vorverstärker unverzerrt passieren.

Der beschriebene Entzerrer läßt sich leicht für verschiedene Spezialzwecke abwandeln. So kann man zum Beispiel die Entzerrglieder regelbar machen und kommt damit zu einer verzerrungsarmen Klangregelstufe oder zu anderen Anwendungen für Tonaufnahme und -wiedergabe. Tab. III enthält für einige weitere Schneidkennlinien mit den Übergangs frequenzen f_1 , f_2 und f_3 die ausgerechneten Richtwerte für C_1 , C_2 und R_3 , und zwar bei Zu grundelegung von 47 kOhm für R_1 .

In der Praxis ist es voraussichtlich zweckmäßig, diese Werte noch zu korrigieren. Das Kriterium hierfür ist stets die Messung am ausgeführten Gerät. So ergibt der im Beispiel gewählte Wert für R_3 von 680 kOhm (an Stelle des errechneten Wertes von 411 kOhm) im Zusammenwirken mit den anderen eingesetzten Werten die tatsächlich erforderliche Grenzanhebung.

Tab. III. Errechnete Richtwerte der Glieder des Gegenkopplungskreises für einige weitere Schneidkennlinien

	f_3 [Hz]	C_1 [pF]	f_1 [Hz]	C_2 [pF]	f_2 [Hz]	R_3 [MΩ]
CCIF	3080	1098	350	9838	10	1,6
Teldec	2750	1232	430	7950	62	0,324
London	2700	1251	420	7940	100	0,198
NARTB	1850	1827	500	6785	60	0,391
NAB	1850	1827	520	7100	15	1,492
COL M 33	1850	1827	495	6820	95	0,246

Von Messen und Ausstellungen

Deutsche Industrieausstellung Berlin 1962

Im Ausstellungsgelände unter dem Berliner Funkturm war auf der 13. Deutschen Industrieausstellung Berlin 1962 (22. 9.-7. 10.) die Branche vor allem in der Halle West, zum Teil aber auch in den Hallen I Ost sowie im Philips-Pavillon vertreten. Die Stände der Firmen Blaupunkt, Braun, Deutsche Philips, Graetz, Grundig, Imperial, Loewe Opta, Metz, Nordmende, Saba, Siemens, Schaub-Lorenz und Telefunken boten Gelegenheit, eine sehr gute Übersicht über das jetzige Bauprogramm von Rundfunk- und Fernsehempfängern, von Musiktruhen und (soweit im Fertigungsprogramm dieser Firmen vorhanden) auch von Phono- und Magnettongeräten zu gewinnen. Antennen für Rundfunk und Fernsehen sah man bei fuba, Robert Bosch Elektronik, Roka und Siemens. Manches Zubehör und/oder einschlägige Bauelemente zeigten unter anderem die Deutsche Philips, Hydrex, Isophon, SAF, Siemens, Standard Elektrik Lorenz und Telefunken. *

Die sogenannten Neuheitentermine sind seit Monaten vorbei. Vieles sah man schon im Frühjahr in Hannover, anderes wurde längst oder jüngst in der FUNK-TECHNIK vorgestellt, und das Mitte August herausgekommene, zur Ausstellung vorliegende Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1962/63¹⁾ ließ beispielsweise in seinen zehn Gruppen (Fernseh-Empfänger und Fernseh-Kombinationen; Rundfunk-Tischempfänger; Kombinierte Rundfunk-Empfänger; Koffer- und Taschen-Empfänger; Auto- und Omnibus-Empfänger, Zerhacker, Wechselrichter, Wechselgleichrichter; Phonogeräte und Tonabnehmer, Phonomöbel; Magnettongeräte, Magnettonbänder, Spulen und Kassetten; Antennen; Batterien; Röhren, Halbleiterdioden, Transistoren, Halbleitergleichrichter) das Angebot der Industrie bereits in Wort und Bild mit technischen Daten und Preisen wohlgeordnet Revue passieren. Und doch ist es immer wieder faszinierend, vieles davon im Fluidum gar nicht so nüchterner Ausstellungshallen - blickwirksam aufgebaut - miteinander vergleichen zu können. Was denkt, sagt und will der kritische Kunde? Die Beantwortung dieser Frage ist für die laufende Produktion der Hersteller äußerst wichtig, täglich im Durchschnitt über 30 000 Besucher waren in Berlin das „Spieglein an der Wand“.

Die Formen der Rundfunkempfänger und Musiktruhen gefielen, wobei auch ganz sachliche, zeitlose Ausführungen ebenso ihre Bewunderer fanden wie zum Beispiel in Stilmöbeln versteckte Musiktruhen. Die von manchen Interessenten oft gewünschte Erprobung der Wiedergabe kam wohl kaum genügend zum Zug, da abgeschlossene Kabinen etwas spärlich vorhanden waren. Das ist aber ein Problem, das voraussichtlich auf der nächstjährigen, wieder in Berlin stattfindenden Großen Deutschen Funkausstellung auch in Hinblick auf Stereo-Vorführungen besser gelöst werden wird.

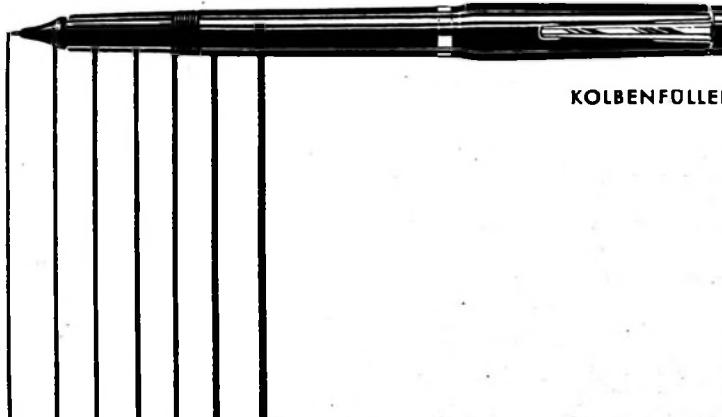
Grundig ergänzte jetzt die umfangreiche Typenreihe an Rundfunk-Heimempfängern durch das Gerät „3397 Stereo“ (UKML, 6 Rö + 3 Ge-Dioden + 1 Tgl, 6/10 Kreise, Stereo-NF-Verstärker, 2 Lautsprecher, flaches asymmetrisches Holzgehäuse). Ebenso wurden dort erstmals die preisgünstigen Empfänger „3010 H/3010 P“ (UML, 4 Rö + 2 Ge-Dioden + 1 Tgl, 6/10 Kreise, 1 Lautsprecher, asymmetrisches flaches Holz- oder Preßstoffgehäuse) und „3030 H/3030 P“ (UKML, 5 Rö + 2 Ge-Dioden + 1 Tgl, 6/10 Kreise, 1 Lautsprecher, flaches asymmetrisches Holz- oder Preßstoffgehäuse) ausgestellt. Unter den Grundig-Truhen sah man weiterhin den flach gehaltenen neuen Stereo-Konzertschrank „SO 330“ mit 10fach-Stereo-Plattenwechsler.

Das große Interesse an je nach den räumlichen Gegebenheiten und Ansprüchen selbst zusammenstellbaren Wiedergabeanlagen trat auch in Berlin zutage. Die heute bei vielen Firmen erhältlichen Steuergeräte wurden sehr aufmerksam begutachtet, so auch die neue volltransistorisierte Stereo-Steuereinheit „audio 1“ von Braun. Bei der biform-Stereo-Studioanlage von Metz fand man jetzt zusätzlich den „biform 114 Stereo-Plattenwechsler“, der das Elac-Chassis „Miracord 10 H“ mit Vorverstärker enthält. Auch die Lautsprecherindustrie trägt dieser Entwicklung Rechnung. Isophon zeigte eine neue Hi-Fi-Stereo-Box „HSB 6“ (6 W, Bassreflexprinzip, 1 Tiefton- und 2 Hochtonlautsprecher, 80 ... 17 000 Hz, 4 Ohm Anpassung, Gehäuseabmessungen 42 × 21,5 × 11 cm, liegend

1) Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1962/63. Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V., bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK; Berlin-Borsigwalde 1962. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH. 460 S. m. 1278 B. Preis brosch. 7,50 DM zuzüglich 88 Pf Versandspesen

LEICHTER
SCHNELLER
RATIONELLER

RAPIDOGRAPH



ZUM ZEICHENEN

KOLBENFULLER

IN 7 LINIENDICKEN
VON 0,2 BIS 1,2 mm DIN 15

DAZU
Rotring ZEICHENTUSCHE

WEITERE
Rotring ZEICHENGERÄTE:
VARIANT VARIOSCRIPT ZIRKEL

RIEPE-WERK - HAMBURG-ALTONA
VERKAUF DURCH DEN FACHHANDEL

BITTE FORDERN SIE UNSEREN PROSPEKT 704-50



Fernseh-Frequenz-Umsetzer



Jetzt ist die richtige Zeit, Central-Antennenanlagen für das zweite Fernseh-Programm zu erweitern. Mit dem KATHREIN-Frequenz-Umsetzer ist eine solche Erweiterung – aber auch der Neubau von Anlagen – besonders einfach. Man benötigt zusätzlich nur eine UHF-Antenne, eine Antennen-Weiche und den KATHREIN-Umsetzer. Alle angeschlossenen Teilnehmer empfangen so das zweite Programm mit ihrem bisherigen, unveränderten, Empfänger. Richtpreis für den KATHREIN-Umsetzer DM 565,-

**Einzelheiten über den
KATHREIN-Frequenzumsetzer
enthält die Druckschrift F 255**

A. KATHREIN - ROSENHEIM

Alteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate

oder aufrechtstehend verwendbar) und „HSB 45“ (45 W, 1 Tiefton-Spezialsystem im völlig geschlossenen massiven Holzgehäuse mit im eingebauten Zustand gegebener unterer Grenzfrequenz von 25 Hz und einer oberen Abstrahlfrequenz von etwa 1000 Hz, 2 Hochmittelton-Lautsprecher für den Bereich 1000 ... 20 000 Hz mit $\pm 6\text{-dB}$ -Regler für Anpassung der Lautstärke, Gehäuseabmessungen $64 \times 35 \times 28$ cm).

Reiseempfänger waren immer umlagert. Auch die ältere Generation nahm dabei – um ein Beispiel zu nennen – den kleinsten (vorsorglich an Ketten gelegten) UKW-Taschenempfänger „Nanette“ von Philips in die Hand. Die Jugend – lange Zeit die größte Käufergruppe solcher Empfänger – strebte wohl ebenfalls zum Kleingeräte, sah daneben aber auch noch zum (zusätzlichen) klangvollen größeren Empfänger; Auswahl gab es überall genug, auch mit dem wieder beliebten KW-Bereich.

Bei den Fernsehempfängern für den Normalhaushalt ist die 59-cm-Bildröhre (neben wenigen Modellen mit 48-cm-Bildröhre) ebenso Selbstverständlichkeit geworden wie die – immer noch zu wenig ausgenutzte – UHF-Empfangsmöglichkeit; selten sprachen (soweit bei einigen Umgängen erkennbar) die Besucher hierüber. Sehr interessiert betrachteten sie jedoch die Gehäuseausführungen und sprangen sofort auf äußerlich sichtbare Bedienungserleichterungen an (mechanisch gespeicherte Einstellungen, Stationstasten, besonders übersichtliche Skalen usw.). Die in der Schaltungstechnik versteckten Automatiken traten dagegen nicht so schnell in das Bewußtsein künftiger Fernsehteilnehmer, während der bereits im Fernsehen Erfahrene gern über diese Feinheiten mit Aussteller und Mitbesucher diskutierte (man merkte das Wachsen von „Umtausch“-Wünschen). Daß bei einer Reihe von Fernsehempfängern diesmal irgend etwas ein klein wenig anders war, wurde vielfach erst nach Hinweis registriert. Das „Hervortreten“ des Bildschirmes bei einigen Empfängern, die jetzt vereinzelt Bildröhren in bonded-shield- beziehungsweise twin-panel-Ausführung oder mit übergestülpter Goldton-Plastikhaube (der sogenannten Cornehl-Haube) verwenden (Blaupunkt, Imperial, Metz, Nordmende, Telefunken), verläuft ohne viel Aufsehen, wenngleich es der verringerten Gehäusetiefe und auch der Vermeidung von Staubablagerungen sowie der Blendfreiheit zugute kommt. Der Unterschied gegenüber Empfängern mit gewölbter Schutzscheibe aus Glas oder Makrolon fiel dem Kunden nicht so sehr auf.

Vergleicht man die ausgestellten Fernsehempfänger mit den bisherigen Meldungen, dann waren zusätzliche Neuheiten erwartungsgemäß nur in geringem Maße festzustellen. Blaupunkt zeigte den „Palma de luxe“ jetzt mit goldgetönter Cornehl-Folie und mit einer zusätzlichen Taste für die Abstimmautomatik.

Die von Grundig bereits angekündigte zwei Fernsehempfänger „FS 208“ (Tischgerät) und „FS 202“ (Standgerät mit verschließbaren Falttüren) in asymmetrischer Gehäuseform und mit 59-cm-twin-panel-Bildröhre waren erstmalig ausgestellt.

Bei Imperial fand der transistorisierte Fernsehempfänger „astronaut“ viel Beachtung. Auch bei anderen Herstellern hörte man von ähnlichen Entwicklungen. Grundig stellte einige Tage ein entsprechendes Testmuster aus, zog es aber im Laufe der Ausstellung wieder zurück. Da von vielen Firmen der Bedarf an batteriebetriebenen Fernsehempfängern in Deutschland noch als gering eingeschätzt wird, forciert man kaum solche Geräte. Zweckentsprechende Teiltransistorisierungen von Fernsehempfängern sind jedoch nach wie vor zu erwarten; so liefert Grundig als Baustein jetzt auch einen volltransistorisierten UHF-Tuner mit zwei Mesa-Transistoren.

Magnettongeräte bewiesen auch unter dem Funkturm ihre besondere Anziehungskraft. Die Ergänzungen bei den Herstellern richten sich zur Zeit besonders auf kleine netzunabhängige Geräte und auf sogenannte Automatik-Ausführungen. Außer dem bereits im Heft 17, Seite 591, kurz beschriebenen neuen batteriegespeisten „TK 6“ präsentierte Grundig mit dem „TK 4“ (Halbspur, 9,5 cm/s, maximale Laufzeit 2×60 min mit 11-cm-Spulen) als Weiterentwicklung des „TK 1“ einen neuen Vertreter der Magnetton-Portables. Ein netzbetriebenes Gerät „TK 19 Automatic“ (Halbspur, 9,5 cm/s) mit automatischer Aussteuerungseinrichtung soll ebenfalls in Kürze lieferbar sein.

Aber nicht nur bei den einzelnen Geräten verweilten die Besucher, sondern sie ließen sich auch Zeit, gut aufgebaute andere Darbietungen eingehend zu betrachten. Im Philips-Pavillon wurden zum Beispiel künftige Möglichkeiten der Elektronik in einem Modell „Elektronik im Straßenverkehr“ im Betrieb vorgeführt. Amerikanische Firmen widmeten die ganze Halle XI dem Gedanken der Automation. Dort fand man ebenso den Einsatz des Elektronenrechners wie die Steuerung der Fertigung durch Lochstreifen und die Verwendung von Photozellen für den Ablauf von Transportproblemen sowie vieles andere mehr.

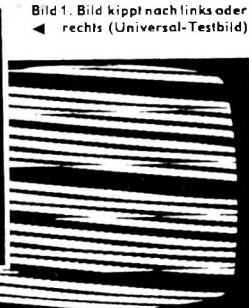
Fernseh-Service

Bild kippt nach links oder nach rechts

Bei einem Reparaturgerät erschien das Bild nach links oder rechts liegend auf dem Bildschirm. Ferner war es durch mehrere breite schwarze Streifen unterteilt (Bilder 1. 2). Die Tonwiedergabe klang normal. Die Untersuchung in der Werkstatt ergab, daß der Zeilenvibrator auf der falschen Frequenz arbeitete. Dadurch war der Sägezahnstrom in den horizontalen Ablenkspulen nicht in Phase mit dem Eingangssignal, und es entstand der zeitlich verschobene Bildinhalt.



Bild 2: Bild kippt nach links oder rechts (Schachbrettmuster)

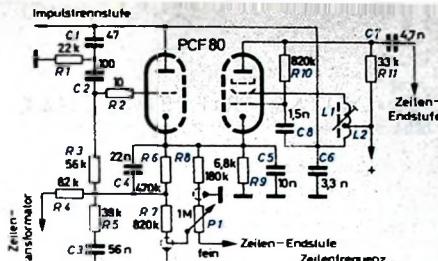


Erscheint das Bild von links nach rechts unten in schiefer Lage, dann arbeitet der Zeilenvibrator mit zu hoher Frequenz. Die Frequenz ist zu niedrig, wenn die Streifen des Bildinhalts von rechts oben nach links unten verlaufen.

Im vorliegenden Fall war nur die Einstellung des Zeilenfrequenzreglers P1 (Bild 3) zu verändern, um ein einwandfreies Bild zu erhalten. Die Zeilenfrequenz des Empfängers hat dann mit der Zeilenfrequenz des Senders Gleichlauf.

Sollte der Regelbereich von P1 nicht ausreichen, dann muß die richtige Frequenz mit der Zeilenvibratortaste L1, L2 einjustiert werden. Bei einem Nachgleich stellt man den Zeilenfrequenzregler P1 auf die Mitte seines Regelbereiches und versucht nun,

Bild 3. Schaltung einer Zeilengenerator-Stufe



durch Drehen des Kernes von L1, L2 ein synchronisiertes Bild zu erreichen. Dabei kann es vorkommen, daß das Bild wohl synchronisiert ist, aber nicht in der Mitte des Fangbereiches liegt. In diesem Fall ist das Bild auf dem Schirm nach rechts oder links verschoben. Manchmal schiebt sich auch von der rechten Seite ein mehr oder weniger breiter weißer Schleier über das Bild. Zum Schluß ist nochmals der Regelbereich des Zeilenfrequenzreglers zu kontrollieren. Diese Kontrolle soll bei betriebswarmem Gerät vorgenommen werden, also wenn der Empfänger mindestens 15 Minuten eingeschaltet war.

Reinigen von Kunststoffgehäusen

Die elektrostatische Aufladung fast aller Kunststoffe zieht trockenen Staub an und läßt diesen mehr oder weniger fest haften. Es gibt leicht entfernbare Verstaubungen, die man nur abzuwischen braucht, aber auch sehr hartnäckige Verschmutzungen. Zum Reinigen aller Kunststoffarten hat sich in der Werkstatt das aus dem Haushalt bekannte Reinigungsmittel „Fairy“ für Kunststoff-Bodenbelag bewährt. Die grünen Kristalle dieses Mittels werden in Wasser gelöst. Ein Schwammtuch wird in diese Lösung getaucht und so gut ausge wrungen, daß es fast trocken ist. Mit diesem Tuch wird der Kunststoff abgewischt, in ausgesprochen hartnäckigen Fällen mehrmals (aber nicht scheuern oder kratzen). Man braucht weder nachzuspülen noch trockenzureiben; letzteres würde den Kunststoff erneut zum Staubfänger aufladen.

Will man dem Kunststoff für einige Zeit seine staubfangende elektrostatische Eigenheit nehmen, wischt man ihn anschließend mit einem Antistatic-Tuch (Polydor) ab. Solche Tücher haben sich seit langer Zeit zum Reinigen von Schallplatten bewährt; sie machen auch diese staubstoßend.

Kunststoffgehäuse, Schutzscheiben und Masken von Fernsehempfängern, Blenden und Abdeckungen von Tonbandgeräten usw. sehen nach einer solchen Behandlung wieder viel freundlicher aus. und der Kunde schätzt einen solchen kleinen zusätzlichen Dienst der Werkstatt sehr.

NEUE HEATH-MODELLE 1962



RC-Meßbrücke IT-11-E



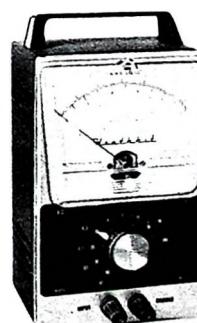
- Wechselstrom-Brücke für R und C (Werte direkt ablesbar) mit Verlustwinkelbestimmung
- Niedrige Brückenspannung zur Prüfung von NV-Elkos
- 16 Testspannungen von 3...600 V zur Reststrom-Messung
- Genaueste Messungen von R, L, C unter Verwendung eines zusätzlichen Vergleichsnormales

Technische Daten: 4 Kapazitätsbereiche: 10...5000 pF, 1000 pF...0,5 µF, 0,1 µF...50 µF, 20 µF...1000 µF; 3 Widerstand-Bereiche: 5...5 K, 500...500 K, 50 K...5 M; Netzanschluß 220 V / 50 Hz / 30 W; Maße: 245 x 170 x 130 mm; Gewicht: 2,5 kg.

Technische Daten: Frequenzgang: ± 1 dB bei 10 Hz...500 kHz; ± 2 dB bei 10 Hz...1 MHz; Meßbereiche: 0...10, 10, 30, 100, 300 mV, 1, 3, 10, 30, 100, 300 Veff; Netzananschluß: 220 V / 50 Hz / 10 W; Maße: 190 x 120 x 115 mm; Gewicht: 1,7 kg.

NF-Millivoltmeter IM-21 E

- Eingangsimpedanz 10 MΩ 12 pF
- 10 Meßbereiche von 0,01...300 Veff
- Geeichte dB-Skala von -52...+52 dB



Mehrzweck-Oszilloskop IO-21 E



Technische Daten: Verstärker: X = Y (2 dB von 2 Hz...200 kHz); Empfindlichkeit: 0,25 Veff / Raster-Teilung; Eingangsimpedanz: 10 MΩ 20 pF; 7 cm-Kathodenstrahlröhre 3 RP-1 mit kontrastreichem, abnehmbarem Meßraster; Netzananschluß 220 V / 50 Hz / 40 W; Maße: 245 x 170 x 255 mm; Gewicht: 4,2 kg.

Bitte ausschneiden! Senden Sie mir Datenblätter für folgende Geräte:

Name: _____ Ort: _____

Str. Nr. _____ FS



DEUTSCHE FABRIKNIERLASSUNG
DAYSTROM
G.M.B.H.
Niddastr. 49, Tel. 33 8515, 33 8525

Kontaktloses Schalten

Unter kontaktlosem Schalten versteht man das Überführen eines Stromkreises von einem in einen anderen Schaltzustand durch ruhende Bauelemente ohne Benutzung mechanisch bewegter Schaltkontakte. Schon seit Jahrzehnten werden dafür Hochvakuumröhren, gas- oder dampfüllte Röhren und magnetische Verstärker verwendet. Diese Bauelemente haben den Nachteil, daß sie die Bedingungen eines idealen Schalters nur unvollkommen oder wesentliche Forderungen nicht gleichzeitig erfüllen. Die Beherrschung der Technologie in der Herstellung von reinsten Halbleiterkristallen, ihrer Dotierung mit Störstellen und die Erkenntnisse über die physikalischen Vorgänge der Elektronenbewegung in den Grenzschichten zwischen den durch die Dotierung p- oder n-leitend gemachten Kristallen ermöglicht es heute, Germanium- und Silizium-Ventile herzustellen, die die seit langem bekannten Selen-Ventile hinsichtlich der zulässigen Stromdichte und Sperrspannung bei weitem übertreffen. Durch die Herstellung von Halbleiterkristallen mit drei abwechselnden p-n-Schichten (Transistor) gelang es, außer der Ausnutzung der Gleichrichterwirkung der Halbleiter auch ihre Ausgangsleistung wie bei einer Triode zu steuern. In der Emitterschaltung, bei der die Emitterschicht die Kathode, die Basissschicht das Gitter und die Collectorsschicht die Anode darstellt, haben sie eine bemerkenswerte Leistungsverstärkung. Schließlich wird noch die pnp-Si-Diode erwähnt, die ein ähnliches Verhalten wie ein Thyatron zeigt.

Der Verfasser behandelt zunächst die Verluste in den Halbleiterventilen und zeigt das Kennlinienfeld des Transistors in Emitterschaltung mit der zulässigen Verlustleistungshyperbel. Bei der Steuerung des Transistors, also seiner Verwendung als Verstärker, darf der Arbeitspunkt niemals längere Zeit rechts von dieser Hyperbel liegen. Sorgt man bei Verwendung des Transistors als Schalttransistor dafür, daß dieses Gebiet sehr schnell durchlaufen wird, dann sind Schaltleistungen möglich, die etwa das 50fache der Verlustleistung des Transistors betragen. Für die zulässige Schaltleistung spielen die Schalthäufigkeit und die Einschaltzeit die gleiche Rolle wie beim Schalter mit Kontakten. Ihr Einfluß wird erklärt. Die Umschaltkenntlinien für ohmsche, induktive und kapazitive Belastung sind dargestellt.

Die Anwendung von Halbleiterventilen als kontaktlose Schalter bietet in der Steuerungs- und Regelungstechnik die Möglichkeit, eine größere Betriebssicherheit gegenüber den Schaltelementen mit Kontakten zu erreichen. Darüber hinaus lassen sich die Wartungszeiten

vermindern und die Abmessungen der Anlagen verkleinern. Moderne Steuerungsanlagen, die komplizierte Programme zu verarbeiten haben, sind mit mechanischen Kontakten praktisch nicht mehr auszuführen, weil damit die Forderungen der erhöhten Arbeitsgeschwindigkeit und der unbedingten Betriebssicherheit nicht erfüllt werden können. Da allerdings bei Benutzung von Halbleitern der Steuer- und Schaltkreis galvanisch miteinander verbunden sind, werden für die Trennung der Stromkreise noch in manchen Fällen Kontakte notwendig sein.

Auch in der Starkstromtechnik zeichnen sich Einsatzmöglichkeiten für Halbleiterventile ab. Eine heute schon in Gleichstromkreisen praktisch angewandte Lösung ist, das Halbleiterventil parallel zum Verbraucher so anzubringen, daß es im eingeschalteten Zustand sperrt. Beim Ausschaltvorgang wächst an den geöffneten Kontakten die Lichtbogenspannung zunächst bis zur Netzspannung, um dann beim Lösen des Lichtbogens die Löschspitze zu erreichen, die in induktiven Kreisen erhebliche und gefährliche Werte erreichen kann. In dem Augenblick, in dem die Lichtbogenspannung gleich der Netzspannung ist, kehrt sich das Vorzeichen der Spannung am Verbraucher um. Das Halbleiterventil übernimmt nunmehr das Entladen der im Stromkreis gespeicherten Energie, so daß der Stromkreis überspannungsfrei abgeschaltet wird. Außerdem wird die Lichtbogenzeit wesentlich verkürzt.

Eine andere Möglichkeit bietet sich in der Verwendung der Halbleiterventile als Strombegrenzer. Dazu sind die Ventile in Reihe mit den Hauptkontakten zu schalten. Um sie vom Dauerstrom zu entlasten, können sie durch Vorkontakte im Normalbetrieb überbrückt sein. Beim Auftreten eines Überstroms werden die Vorkontakte geöffnet. Das Halbleiterventil läßt den Überstrom schnell auf kleine Werte abklingen, und die Hauptkontakte unterbrechen den Strom.

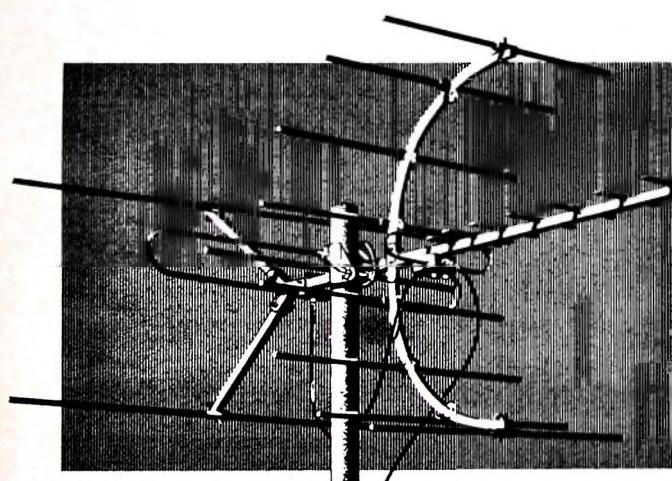
Bei allen diesen Möglichkeiten treten die Halbleiter nur kurzzeitig in Funktion, so daß auch die Erwärmungsvorgänge in ihnen beherrschbar scheinen. Dem Problem der Wärmeabfuhr oder der Entlastung der Halbleiter im Dauerbetrieb muß jedoch noch besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden.

(Mau H.-J.: Kontaktloses Schalten. Elektric Bd. 16 (1962) Nr. 5, S. 146-149)

Berichtigung

Überhorizont-Ausbreitung ultrakurzer Wellen und Probleme der Nachrichtensatelliten. FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 17, S. 568-570. Das letzte Wort der Bildunterschrift zu Bild 5 muß richtig „eliminiert“ (an Stelle „dominiert“) heißen. In der Unterschrift zu Bild 7 muß es richtig heißen: „... sporadischen E-Ionisation ($U_{Es} \geq 50$ MHz)“.

universell verwendbar



FSA 1 U 24 DM 98,00

Bei UHF:

Gewinn (über alle Kanäle gemittelt): 10 dB

Vor-Rückverhältnis (gemittelt): 24,5 dB

Horizontaler Öffnungswinkel: mit steigender Frequenz von 58° auf 23° verstärkte Bündelung

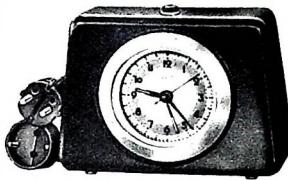
... ist die FSA 1 U 24 überall wo sowohl für das 1. als auch für das 2. Fernsehprogramm ausreichende Empfangsenergie zur Verfügung steht. Die 24-Elemente-Kombination besteht aus einer 12-Elemente-Breitband-Antenne für die Kanäle 5 bis 11 und einer 12-Elemente-UHF-Antenne für die Kanäle 21 bis 60, wobei 8 Elemente des VHF-Teiles einen Reflektorschirm für die UHF-Antenne bilden. In vielen Fällen die Ideallösung bei Neu-anlagen!

Bei VHF:

Gewinn (über alle Kanäle gemittelt): 8 dB

Vor-Rückverhältnis (gemittelt): 18 dB

Horizontaler Öffnungswinkel: 58°



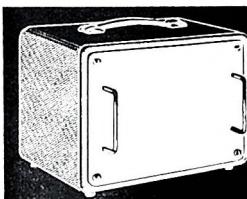
müller
Electro Boy
Universalschaltuhr
für Radio, Heizung u. Beleuchtung

modern in Form und Farbe —
technisch noch weiter verbessert —
bekannt durch die 20-minütige Ein- und Ausschaltmöglichkeit —
neu das Einstellen der Schaltzeiten erfolgt sekunden schnell von vorne durch einfaches Umlegen der betreffenden Stellhebel

HUGO MÜLLER, Elektro- u. Radiofabrik, 722 Schwenningen (Neckar)

Die ELECTRO-BOY-Batterieuhrn in geschmackvollen Gehäusen erhöhen Ihren Umsatz

STAHLBLECHGEHÄUSE



formschön und erstklassig verarbeitet

verwendbar für:
Meßgeräte, Fernsteuerungen,
Gegensprechanlagen usw.

als Pulte, in tragbarer Ausführung oder für Wandmontage mit und ohne Belüftung.

Große Auswahl in verschiedenen Abmessungen

(über 130 Typen) Verlangen Sie bitte kostenlos ausführlichen Katalog ST mit Preisangaben von

BERNHARD PFEIFER Blechgehäuse und Apparatebau Hilden/Rhld. Mühle 26, Tel. 3500

Lautklar

Lautstark

Lautwahr

Geringste Verzerrungen

Weiter Frequenzbereich

Hoher Wirkungsgrad

Betriebssicherheit

Keine Alterung

Stereo-Wirkung

ISOPHON
Lautsprecher

ISOPHON - WERKE - GMBH
BERLIN - TEMPELHOF

METALLGEHÄUSE



LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-Altona-CLAUSSTR. 4-6

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Rennbäller Platz 3. Tel. 87 33 95 / 96

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

FUNK-TECHNIK 1953, 54 u. 55. Angebote unter F. F. 8398

30 Stück Tornister-Empfänger, modern, 148-156 MHz, neuwertig und leistungsfest, mit Ersatzteilen zu kaufen gesucht. Zuschriften erbeten unter F. D. 8396

Wollen Sie Techniker werden?



fernlehrgänge mit abschluzeugnis,

maschinenbau, automation, elektrotechnik, radiotechnik, bautechnik

studienmappe mit lehrbrief und informationsschrift 8 Tage zur Probe

mit rückgaberecht schreiben sie auf eine postkarte: bitte studienmappe für lehrgang... (gewünschter lehrgang angeben), karte heute noch ab senden an technisches lehrinstitut

Dr.-Ing. Christian Konstanz Postfach 1157

Neon-Schriftzug:

FERNSEHEN

(Buchstabenhöhe 45 cm)
neuwertig in einwandfreiem Zustand abzugeben.
Preis: Verhandlungssache.

ROLLOFF, 33 BRAUNSCHWEIG
Am Bruchtor 3-6. Ruf 2 83 89

KARLGUTH

BERLIN SO 36

Reichenberger Str. 23



STANDARD-LÖTÖSEN-LEISTEN

[Diagram showing two types of strip components]

Abdeckleisten 0,5 mm

[Diagram showing two types of strip components]

Lötosen 3 K 2

[Diagram showing two types of strip components]

Lochmitte : Lochmitte 8 mm

Meterware: -selbst trennbar!

ENGEL-LÖTER

selftdeutschend
sofort betriebsbereit



2 TYPEN:

50 Watt

100 Watt

Se Prospkt

Engel
GmbH
Wiesbaden-Schierstein

90 JAHRE SCHAUBEK

ALBUM

Briefmarkenalben

in der Bundesrepublik und Westberlin durch den Fachhandel erhältlich

Bezugsquellen nachweis durch

HELIOS

LITERATUR-VERTRIEBS-GMBH

Berlin-Borsigwalde-Eichborndamm 141-167



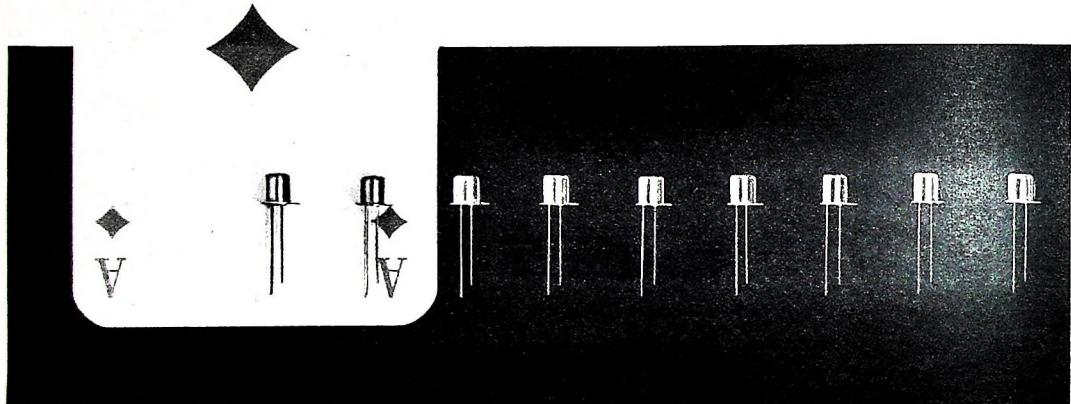
Bernstein-Werkzeugfabrik
Steinrücke KG
Remscheid-Lennep
Spezial-Werkzeuge für Radio und Fernsehen

VALVO

A
◆

A
◆

Neue diffusionslegierte Transistoren mit sehr kleinen Abmessungen



AF 124 für UKW-Vorstufen

AF 125 für UKW-Mischstufen sowie für Vor- und Mischstufen im KW-, MW- und LW-Bereich

AF 126 für Vor- und Mischstufen im MW- und LW-Bereich sowie für ZF-Verstärker in AM/FM-Empfängern

AF 127 für Vor- und Mischstufen im MW- und LW-Bereich sowie für ZF-Verstärker in AM-Empfängern

Die rationelle Großserienfertigung von Empfängern ist heute auf gedruckte Leiterplatten, vollautomatische Bestückungsmaschinen und Tauchlötverfahren eingestellt.

Das jüngste Ergebnis unserer ständigen Bemühungen, für diese Technik geeignete Bauelemente bereitzustellen, ist die vorliegende Serie von HF-Transistoren in der Standard-Gehäuseform TO 18. Die Anordnung der Anschlußdrähte ist auf das Rastergrundmaß von 2,54 mm abgestimmt. Diese neuen Transistoren wurden in ihren Abmessungen gegenüber den Typen der bekannten Serie AF 114 bis AF 117 stark reduziert, stimmen jedoch in den elektrischen Daten mit diesen überein.

Die Transistoren AF 124, AF 125, AF 126 und AF 127 mit der maximal zulässigen Verlustleistung von 37,5 mW sind daher hauptsächlich für HF-Schaltungen bis 100 MHz geeignet, bei denen eine hohe Bauelementendichte gefordert wird.



VALVO G M B H H A M B U R G 1