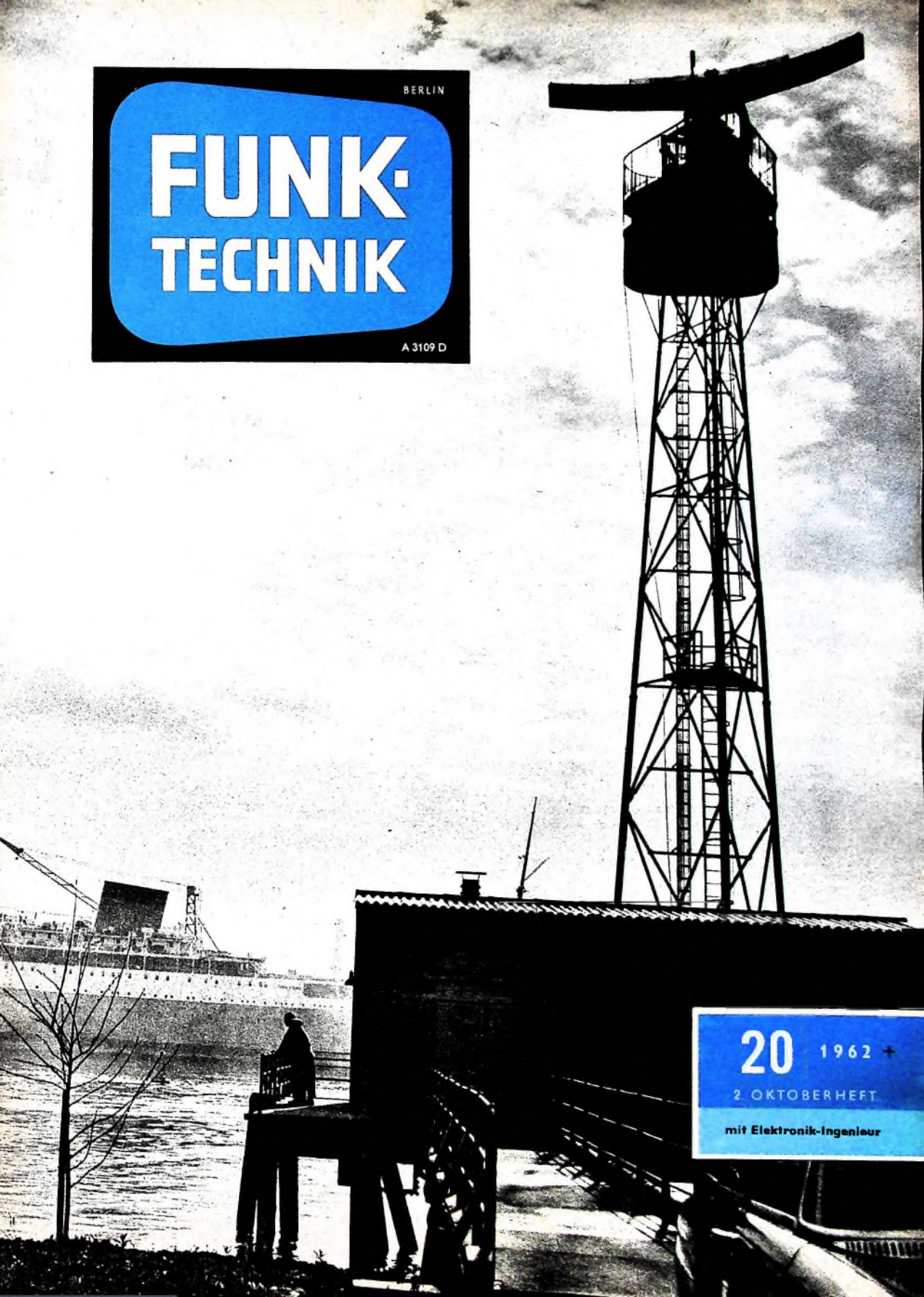


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



20 1962 +
2. OKTOBERHEFT
mit Elektronik-Ingenieur



Fachverband Phontechnik im ZVEI

Nachdem sich im Fachverband Phontechnik 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: Vorsitzender Professor Dr. Fritz Sennheiser (Sennheiser electronic), Stellvertreter Direktor Dipl.-Ing. Ernst Hoene (SEL), Geschäftsführer Dipl.-Kaufmann Kurt Hohe.

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

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

Fachabteilung „Elektroakustische Bauteile“: Vorsitzender Direktor Dipl.-Ing. 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: 27,078 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 Halbjahres 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, notwendig. 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 Beschluß des zuständigen FNE-Ausschusses „Rundfunkgeräte“ im März 1962 in einer neuen, demnächst zum Ausdruck kommenden Fassung von DIN 45310 „Eingangs- und Ausgangswerte für alle Frequenzen bei Ton- und Fernseh-Rundfunkempfängern“ festgelegt worden. Nähere Hinweise enthält ein Aufsatz von W. Stoff in der Zeitschrift „Elektronik“ 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 Werken 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 Nachrichten-geräten 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 Büro-maschinen-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 Kühlelement 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 kühlt 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 Impuls-spannungen. Spitze Spitze zwischen 0,03 und 4000 V. Eine Dezibelkala 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 (1) MOhm Eingangswiderstand ist der maximale Fehler ± 3%, bei Wechselspannungsmessungen ± 5% (1,5 MOhm Eingangswiderstand).

Philips-Fernsehlehrgänge in Berlin

Nach Beendigung der Fernsehlehrgänge in Mannheim wird die Fernseh-schulung des Fachhandels durch die Deutsche Philips GmbH in Berlin fortgesetzt. In der Zeit vom 6. November bis 7. Dezember 1962 sind dort vier vier-tägige Lehrgänge vorgesehen (6. 11. bis 9. 11., 13. 11.-16. 11., 27. 11. bis 30. 11., 4. 12.-7. 12.).

Der Fuchs im Kinderwagen

Zu den heikelsten 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 einfällen, und zwar anläßlich seines Sommerausfluges nach Kelheim/Donau. Der mit einem automatischen Rufzeichengeber ausgestattete Transistor-Fuchssender wurde in einen Kinderwagen eingebaut, den zwei hübsche junge „Mutti's“ 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 Funkamateurlerke, welches raffinierte Spiel hier abließ, und bis er mit energischem Ruck die Plane des Wagens zurückklappte und den Sender fand.

2. OKTOBERHEFT 1962

FT-Kurznachrichten	666
Zukunftsaufgaben der Elektronenrechner	671
Die Hamburger Hafenradarkarte	672
Neuartige Miniatur-Rechenanlage für Lehrzwecke	674
Meßtechnik	
Leistungsmessung von Zenimeter- und Millimeterwellen	675
Mehrkana-Stereophonie für Diskussionsredner	678
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Das Impuls- und Frequenzverhalten stromgegekoppelter RC-Verstärker	679
Hi-Fi-Technik	
Professional-Tonarm „M 232“ und Tonabnehmersysteme „M 33“/„M 77“	683
Magnetion	
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 Werkstoff und Labor	
Fernseh-Service: Bild kippt nach links oder nach rechts	693
Reinigen von Kunststoffgehäusen	693
FT-Zeitschriftendienst	
Kontaktloses Schalten	694

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

Aufnahmen: Verfasser. Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeldt, Kuch, Schmol, 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, Telegrammschrift: Funktechnik Berlin, Fernschreib-Anschluß: 01 81 632, Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin, Cheilkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Cheilgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin, Post-scheckkonto: 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 lt. 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: Eisnerdruck, 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 Franck-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 muß Du wissen, sonst laugst Du nichts. Also informiere Dich. Nimm dazu ein Franck-Buch! Als Anfänger, Bastler oder Amateur genügt Dir vielleicht zunächst

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

Das Buch verstehtst Du bestimmt, denn es ist in der klaren Sprache des Praktikers geschrieben. Schon beim Lesen merkst 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 laß Dir die Franck-Radiobücher zeigen. Oder schreibe direkt an den Franck-Verlag Stuttgart, Abt. 15a und verlange die neuesten Prospekte.



Verlässlichkeit, Präzision, Leistungsfähigkeit und hohe Qualität — das sind die charakteristischen Eigenschaften der tschechoslowakischen Radiobestandteile TESLA

Radiobestandteile TESLA

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

Verlangen Sie eingehende Informationen, Kataloge und Prospekte

EXPORTEUR: **KOYO**

PRAHA 7, Tschechoslowakei
Třída Dukelských hrdinů 47

tropyfol-KONDENSATOREN

Unter Vakuum imprägnierte
luftdicht abgeschlossene
Polyester-
Kondensatoren

Durolit-KONDENSATOREN

Klimafeste Papier-
Kondensatoren mit
höherer Ionisations-
sicherheit

NV-ELEKTROLYT-KONDENSATOREN

Printelyt: Kontaktsicher
durch Innenschweißung

WIMA
WILHELM WESTERMANN · Mannheim · Augusta Anlage 56



Zwischenstücke

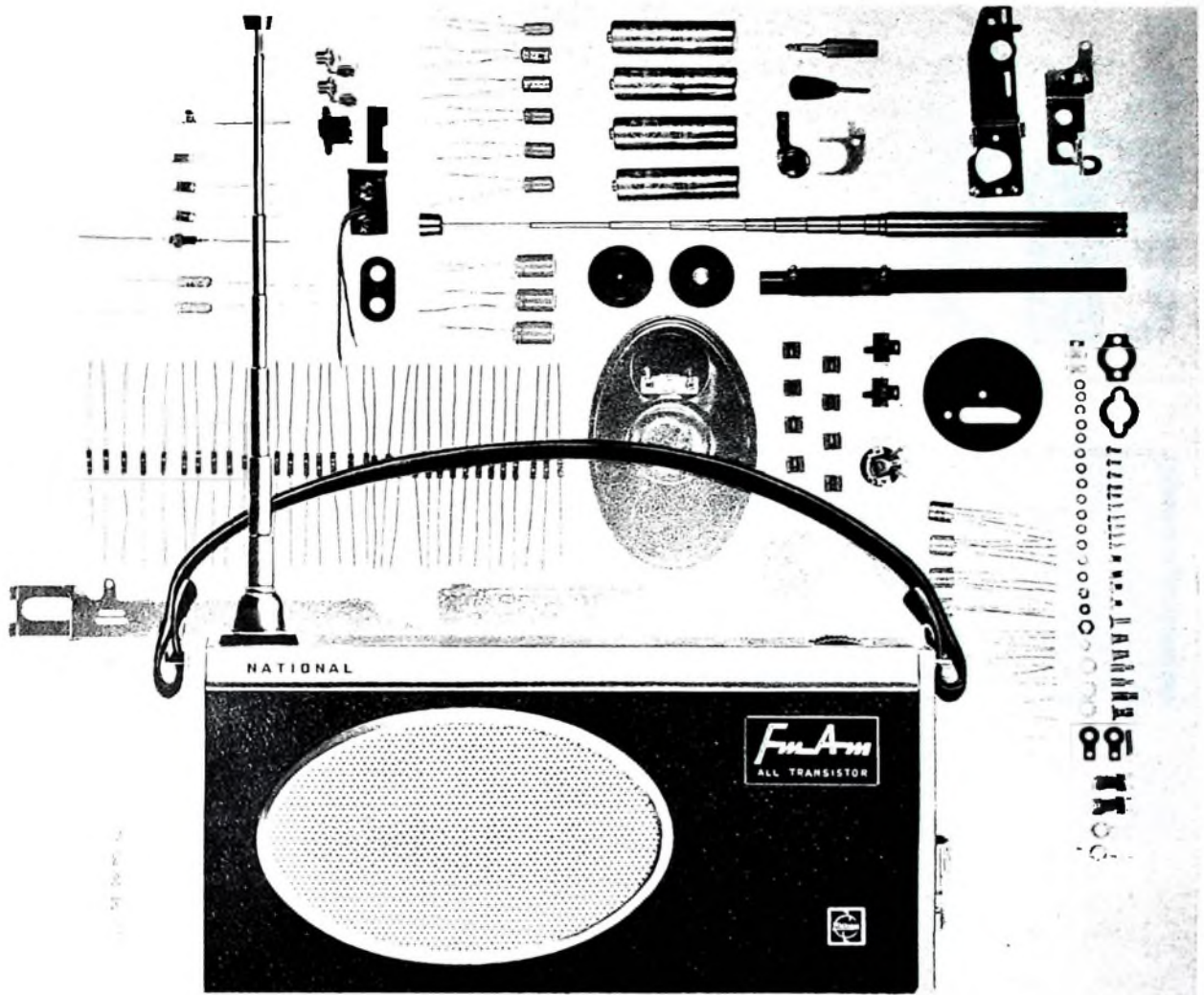
lösen das Problem!

Durch die neue Normung von Tonabnehmerbuchsen und -Steckern bei Radio-, Phono- 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.

ETI IV/60.3



Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk Eßlingen am Neckar



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


Japans größter Hersteller für elektrische Haushalts-
geräte 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
Rezugsnachweis und Informationsmaterial durch die
Generalvertretung für Deutschland:
Herbert Hüls, Hamburg 1, Lindenstraße 15-19, Tel.: 241101

UKW Transistor-
Empfänger
Modell T-R2 L



Tragbares transistorisiertes
Tonband-Diktiergerät
Modell RQ-112



Transistor-Wechselsprech-
anlage Modell TP-101



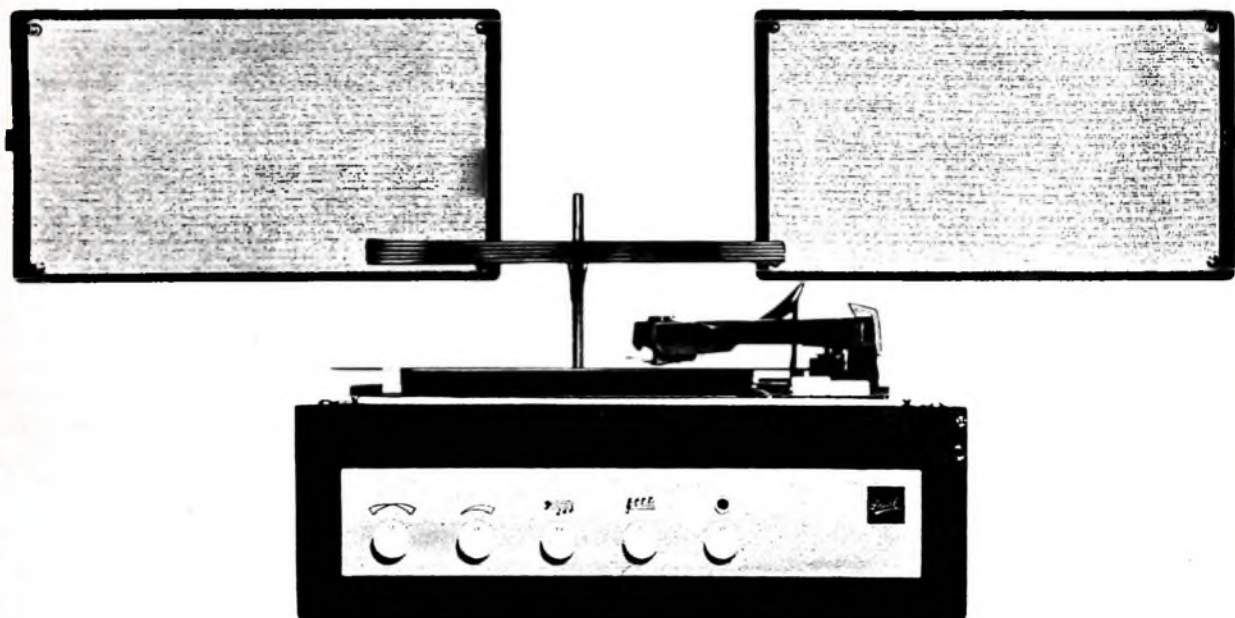
NATIONAL Batterien
für Transistorgeräte
aller Art





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

Zukunftsaufgaben 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 Zusatzgeräte 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 AblOSSsysteme, 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, J. L. Auerbach (USA), an. Nach seiner Auffassung wird man einmal den wesentlichen Inhalt wissenschaftlicher Veröffentlichungen auf Magnetband speichern, ihre 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 Wirtschaftslachmann 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 Energieerzeugung. 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 Verkehrsforschungs-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. Stauffer 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 Bestimmungsart jedes Schiffes oder Flugzeuges, das den Ozean überquert, gewissenhaft kontrolliert.

Interessant ist auch der Einsatz von Elektronenrechnern als Übersetzungsautomat. So gibt es bereits Übersetzungsautomaten für russische Texte in das Englische. Entwicklungsarbeiten für Französisch und Chinesisch sind weit fortgeschritten. Bekannt wurde auch ein Programm des Dipl.-Physikers 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. Earnest 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 eingeben 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 vielbefahrenen Schifffahrtswegen und in küstennahen Gewässern die moderne Ergänzung der klassischen Navigationsverfahren. Wenn es der Schifffahrt damit möglich wurde, unabhängig von Wind und Wetter das angestrebte Ziel zu erreichen, so treten bei unsichtigem Wetter an den großen Flußmündungen doch immer wieder erhebliche Stauungen auf, weil es für die Schifffahrt trotz aller Hilfsmittel schwer ist, in den engen Hafeneinfahrten und Hafengebieten sicher zu navigieren. Die dadurch bedingten Verzögerungen kosten die Schifffahrt alljährlich Millionenbeträge. Einige für den Hamburger Hafen ermittelte Zahlen mögen hiervon eine Vorstellung geben. Nach Untersuchungen der Hamburger Hafenbetriebsdirektion liefen 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 Hafentarbeiter, Überstundenzuschläge usw., so daß sich insgesamt für das Jahr 1955 zusätzliche Mehrkosten für die Schifffahrt von 3 bis 3,5 Millionen DM ergeben. Noch nicht erfaßt sind dabei alle jene nicht ohne weiteres exakt feststellbaren Kosten wegen verzögerter Ablieferung der Ware, unrationellen Arbeitens 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 anstellte, wie man auch bei unsichtigem Wetter einen reibungslosen Ablauf des Hafenverkehrs erreichen könne. 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 Schiffsradaranlagen den Vorteil, daß die Anzeige auf dem Radarschirm direkt auswertbar ist und Fehlentscheidungen über Kurs und Geschwindigkeit anderer Schiffe weitgehend vermieden werden können. Zum anderen kann die Radarbeobachtung an Land intensiver und ungestörter erfolgen als an Bord und schließlich geben die Landradaranlagen wegen des bei ihnen höher 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 Schifffahrt 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 Hafen erfaßt und insbesondere für die Tankschifffahrt von größter Bedeutung ist.

2. Aufbau der Hamburger Hafenradarkette

Die Hamburger Hafenradarkette (Bild 1) besteht aus insgesamt fünf Stationen, von denen vier unbemannt sind. Herz der Radarkette ist die Station 2 (Hamburger Hafenlotsenstation). Dort stehen im Radarbeobachtungsraum sechs Hauptsichtgeräte und ein Reservergerät (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 „180 D 2“ mit maximal 12 Watt Leistung zur Verfügung. Für die beiden obigen Bereiche wird je einer der drei UKW-Kanäle benutzt. Der Lotsen 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 unbemannten Stationen 1, 3, 4 und 5 aufgenommenen Echoimpulse gelangen über Koaxialkabel zu den entsprechenden Hauptsichtgeräten der Radarzentrale in Station 2, die ihrerseits eine vollständige eigene Radaranlage

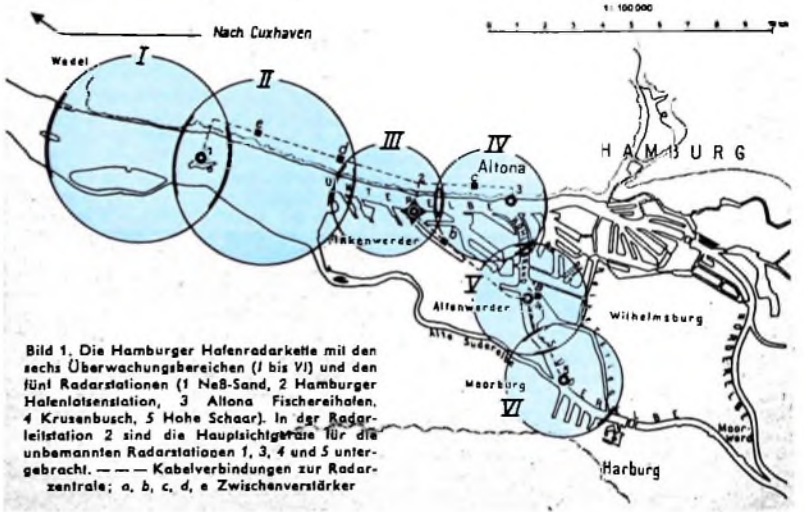


Bild 1. Die Hamburger Hafenradarkette mit den sechs Überwachungsbereichen (I bis VI) und den fünf Radarstationen (1 Neß-Sand, 2 Hamburger Hafenlotsenstation, 3 Altona Fischereihafen, 4 Krusenbusch, 5 Hohe Schaar). In der Radarleitstation 2 sind die Hauptsichtgeräte für die unbemannten Radarstationen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

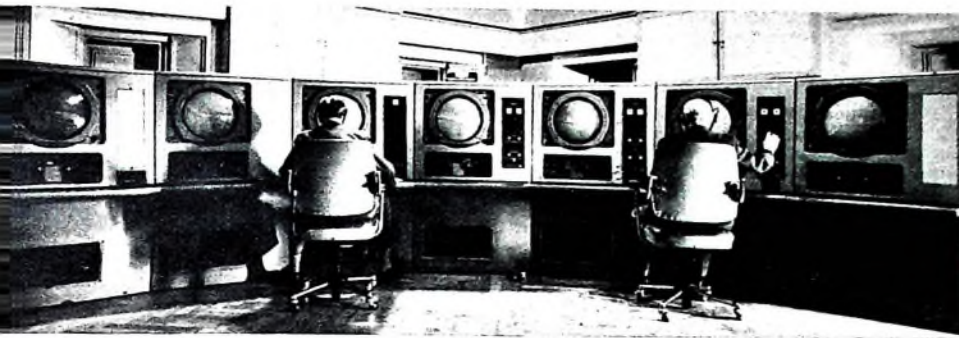


Bild 2. Radarbeobachtungsraum in der Hafensatzstation mit sieben Hauptsichtgeräten und den Fernbedienungs-einrichtungen für die unbemannten Radarstationen 1, 3, 4 und 5

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



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 jetzt 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 Radarzentrale stehenden Hauptsichtgeräte bis zur Fertigstellung der Station 1 ihre Signale von der Radarantenne auf Station 2 erhalten. Mit entsprechender Dezentralisierung der Bilder der diesen Bereichen zugeordneten Hauptsichtgeräte ist es möglich, auch diese Bereiche zu überwachen.

Um der Schiffsführung 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 des nördlichen oder südlichen Abstandes von diesen Leitlinien ist die erste Information für die Schiffsführung. 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 abzulesen 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 Radarstation des Bundes ankommenden Schiffe wird durch zwei Maßnahmen erleichtert. Einmal hört der Radarbeobachter des ersten Hamburger Abschnitts (Bereiche I und II) den UKW-Sprechfunkverkehr der letzten Radarzentrale des Bundes in Brunsbüttelkoog für den angrenzenden Abschnitt (Hettlinger Schanze) mit, und zum anderen kann er sich über eine eigene Telefonleitung ständig von der Radarzentrale 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 Hafensatzradarkette

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

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 Nebenzipfeldämpfung, gegebenenfalls unter Verzicht auf Antennengewinn, herabsetzen. Für eine Hafensatzradarantenne sind genügende Horizontalbündelung und hohe Nebenzipfeldämpfung von ersterangiger Bedeutung, so daß man gegebenenfalls auf Antennengewinn verzichten muß, da dieser ebenso wie die Bündelung bei gleicher Reflektorgroße gegenläufig zur Nebenzipfeldämpfung 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 Echosfläche verschieden großer Schiffe für verschiedene Ziele mit gleicher azimutaler Ausdehnung (bezogen auf die Radarantenne) unterschiedliche Abbildungsbreiten zur Folge. Außerdem ändert sich die wirksame Echosfläche eines Ziels in Abhängigkeit von dessen Stellung zur Radarantenne. Versuche und theoretische Überlegungen haben ergeben, daß die 3-dB-Breite des horizontalen Strahlungsdiagramms $0,3^\circ$ 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 abzubildende 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 Nebenzipfeldämpfung 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-

tennencharakteristik etwa 60 dB gedämpft sein sollte. Das Antennendiagramm müßte deshalb eine Nebenzipfeldämpfung 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 Hafensatzradaranlagen keine besonderen Frequenzbänder vor. Praktisch kommt nur das 3-cm-Band (8500–10000 MHz) in Betracht, aus dem in Deutschland für Hafensatzradaranlagen 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 Entfernungen (5–10 km) ebenfalls weniger geeignet. Außerdem ist für ein 3-cm-Radar die Maskierung von Zielgebieten durch Wetterechos weniger problematisch; das gleiche gilt für die Enttörung 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 Hafensradaranlagen liegt, treten nur selten Störungen auf. Außerdem weicht die Impulsfolgefrequenz der Schiffsradaranlagen meist erheblich von der von den Landstationen benutzten ab, so daß sich die als helle Punkte bemerkbar machenden Störungen ungleichmäßig auf dem Radarbildschirm verteilen und bei jedem Antennenumlauf 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 Anzeigeröhre synchron mit der Antenne umlaufen zu lassen. Hierfür sind Ablenkverfahren mit rotierenden Spulen gut geeignet. Bei einem Hafensradar sollen hingegen viele Hilfslinien elektronisch eingeblendet werden. Außerdem legt man Wert darauf, das Bild stark dezentrieren zu können. Für solche Zwecke haben feststehende Ablenkspulen 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 Ablenkverstärker 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 Radien 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 Verschiebespannung aus der Schirmmitte verschieben. Die Hauptsichtgeräte der Hafensradaranlage in Hamburg lassen Dezentrierung um fünf Radien 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 Bildbearbeitungsanlage schaltet 24 μ s vor Beginn der eigentlichen Ablenkung die Spannung hoch.

Die Bildröhre des Hauptsichtgerätes hat 38 cm Durchmesser. Damit erreicht man für den Radarbeobachter 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 μ s 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 kleineren Fleckdurchmesser schreibt, tritt auch im 3,3-km-Bereich noch keine Verringerung infolge des endlichen Leuchtfleckdurchmessers auf.

3.4. Radarbildübertragung

Die unbemannten Radarstationen 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. Synchronisierungsimpulse für die Zeitablenkung, 2. Informationen über den Antennenwinkel zur Herstellung des Gleichlaufs zwischen der Drehbewegung der Antenne und dem Zeilenumlauf 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 Radarbeobachter 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 Nahechodämpfung 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. —th

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 Befehlsrepertoire. Die Speicherkapazität ist 512 Worte bei einer Wortlänge von 15 Bit. Die Operationszeiten liegen zwischen 12 μ s (Addition) und 57 μ s (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 bestellt haben oder bereits benutzen, trägt dazu bei, die Ausbildungszeit 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.

Leistungsmessung von Zentimeter- und Millimeterwellen

DK 621.317.382.029.64/ 65

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 geringsten Leistungen von 10^{-10} ... 10^{-2} mW, geringe Leistungen von 10^{-2} ... 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 Festimmung der Leistung benutzt. Wichtig ist dabei eine gute Anpassung des Widerstandes an die zu messende Spannungsquelle, um Reflexionen und Verluste zu vermeiden.

Etwa entstehende Fehlanpassungen lassen sich wohl durch Transformationsvierecke 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 Wasserkalorimetern 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 weiterer Frequenzbereich vorteilhaft. 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]

$$P_{10} = J \cdot M \cdot \Delta T \quad (1)$$

(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 Wasserkalorimeters 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

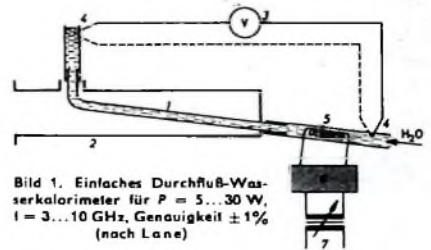


Bild 1. Einfaches Durchfluß-Wasserkalorimeter für $P = 5 \dots 30$ W, $f = 3 \dots 10$ GHz, Genauigkeit $\pm 1\%$ (nach Lane)

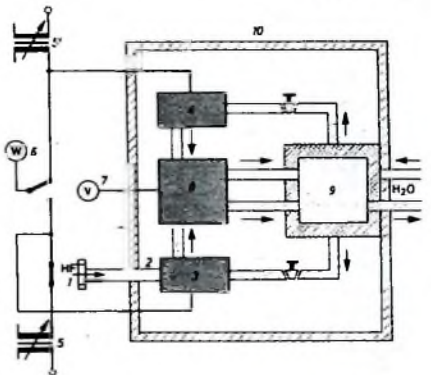


Bild 2. Präzisions-Durchfluß-Wasserkalorimeter, $P = 10 \dots 100$ W (nach Philco)

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

- a) Die zu messende Leistung muß restlos vom Absorber aufgenommen werden.
- b) 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).
- c) Der Absorber muß klein gegenüber der Wellenlänge sein und zumindest gleiche Stromverteilung für Gleich- wie für HF-Strom aufweisen.
- d) 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:

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

¹⁾ Voltage Standing Wave Ratio (Spannungsreflexionsfaktor)

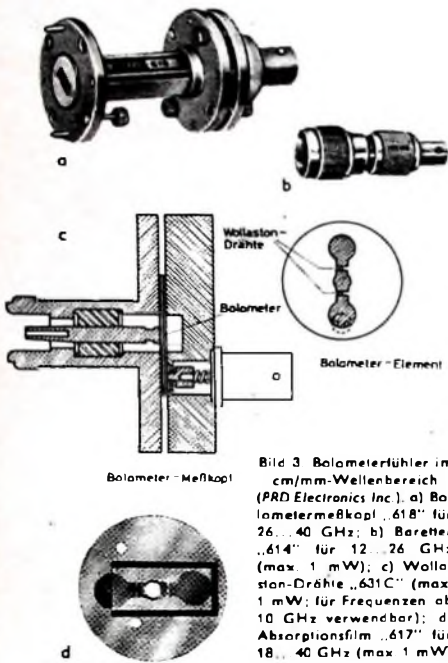


Bild 3 Bolometer-Meßkopf im cm/mm-Wellenbereich (PRD Electronics Inc.). a) Bolometermeßkopf .618" für 26...40 GHz; b) Baretter .614" für 12...26 GHz (max. 1 mW); c) Wollaston-Drähte .631C" (max. 1 mW; für Frequenzen ab 10 GHz verwendbar); d) Absorptionsfilm .617" für 18...40 GHz (max. 1 mW)

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 wenigen μ m Dicke, die gewöhnlich in einem evakuierten Glasröhrchen 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 %/°C.

Vorteile: große Empfindlichkeit (max. 50 μ V/ μ W), rasche Wirksamkeit wegen kleiner Zeitkonstante (0,1 ms...0,1 s), Breitbandigkeit; sie sind also die gegebenen Elemente zur Messung kleiner und kleinster Leistungen.

Nachteile: niedrige Leistungsgrenze von etwa < 0,1 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%/°C, daher haben sie geringere Genauigkeit. Ihre Leistungsempfindlichkeit liegt bei 35 Ohm/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. Bolometer-Leistungsmessung

An Hand einiger praktischer Ausführungen sei ein Begriff von der Ausführung einer Leistungsmessung bei Mikrowellen gegeben.

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 wird geeichter Ohmskala wird der Brückengleichstrom so eingeregelt, daß R_b auf den Widerstandswert R (200 Ohm) gebracht

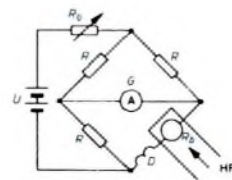


Bild 4 Prinzipschaltung einer einfachen Bolometer-Meßbrücke

und das Meßinstrument G stromlos wird. Wird nun R_b durch die zugeführte Mikrowellenenergie zusätzlich erwärmt, dann vergrößert sich sein Widerstand. Die Brücke wird verstimmmt, 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-

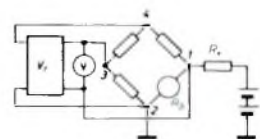


Bild 5 Prinzipschaltung der selbstregelnder Bolometer-Meßbrücke .650" (PRD)

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 ($f = 10$ kHz) automatisch so, daß die Brücke nahezu im Gleichgewicht bleibt. Wenn der über R_b auf 200 Ohm vorge-spannte Baretter R_b der zu messenden Mikrowellenleistung ausgesetzt wird, erhöht sich sein Widerstand, 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.

Bild 6: Mikrowellen-Leistungsmesser .650C (PRD) für 0,1...100 mW ohne äußere Dämpfungsglieder (Genauigkeit $\pm 3\%$); ein Schutzrelais sichert den Bolometerfühler gegen Überlast und Verbrennen; Vorspannung für 0...40 mA vorhanden; jedes beliebige Bolometer ist verwendbar.



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 beispielsweise Bild 8 erkennen läßt [5]. Ein

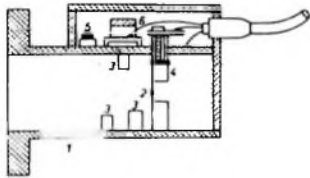


Bild 7. Aufbau des Hohlleiter-Meßkopfes des Leistungsmessers „Rel 3 U 35“ (Siemens): 1 Hohlleiter, 2 Thermistor (absorbiert die Leistung; sein Widerstand ist dem Hohlleiterwiderstand Z_0 angepaßt), 3 Kompensationselemente (stellen Belastungskapazitäten dar und sorgen für breitbandige Anpassung des Thermistors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

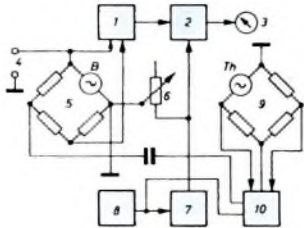


Bild 8. Schema des Mikrowellen-Leistungsmessers „450“ (General Microwave Corp.): 1 Differentialverstärker, 2 Synchrodetektor, 3 Nullgalvanometer, 4 HF-Eingang, 5 HF-Brücke mit Baretter (auf 200 Ohm vorgespannt), 6 Präzisionspotentiometer, 7 stromkonstante Spannungsquelle, 8 Stromversorgungsgerät, 9 Temperatur-Kompensationsbrücke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

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

1.3. Enthrakometer

Im Enthrakometer wird ein Absorptionsfilm verwendet, wobei eine Seite des Rechteckleiters als Widerstandsschicht ausgebildet ist (Platinaufgabe auf Glas aufgedampft). Die Widerstandsschicht bildet einen Zweig einer Meßbrücke. Solche Geräte wurden im 3-cm-Band für 1 mW ... 1 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 Glaszellen sind durch eine Kapillare 4 miteinander verbunden. Die Kapillare enthält

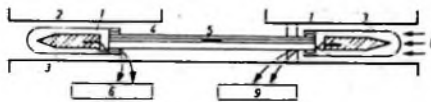


Bild 9. Aufbau eines Differential-Luftthermometers zur Mikrowellen-Leistungsmessung (mit Absorptionsfilm)

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 2 eindringende und zu messende Mikrowellenleistung entspricht der Erhöhung der Gleichstromleistung 6; dabei muß der Tropfen in Mittelage bleiben. Der Meßbereich erstreckt sich von 10 bis 100 mW im 3-cm-Band.

1.5 Mikrokalorimeter

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 Thermo-

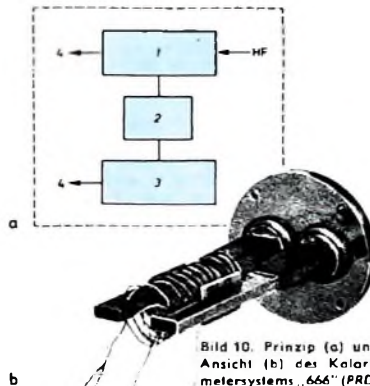


Bild 10. Prinzip (a) und Ansicht (b) des Kalorimetersystems „666“ (PRD)

mente 2 gemessen. Der aktive Kalorimeter-Körper 1 absorbiert entweder die HF-Leistung oder die substituierte Gleichstromleistung. Der Kalorimeter-Referenzkörper 3 wird als temperaturempfindlicher Detektor benutzt. Mit 4 sind die Wärmeverluste angedeutet. 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 Quarzflügel 4 so aufgehängt ist, daß sie frei rotieren kann.

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

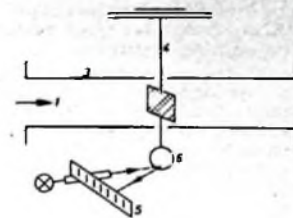


Bild 11. Prinzip des Drehmoment-Wattmeters (nach Cullen)

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 Mikrowellenelementen 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

Interessehalber 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 $n\text{-p}$ -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 Abtimmstempel 3, der für die rich-

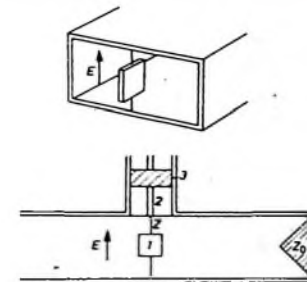


Bild 12. Prinzip des Halleffekt-Wattmeters

tige Phaseneinstellung des Stromes sorgt. Bei 10 GHz ist die Hallausgangsspannung etwa maximal 6 mV , entsprechend $1,2 \text{ W}$ 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 mV/μW. Leistungen bis herab zu 10⁻⁴ W lassen sich mit ihm feststellen.

An Stelle des empfindlichen Kristall-detektors versucht man gegenwärtig die Entwicklung von Plasma-Mikrowellen-energie-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 μW 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 idealste 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] Eblisch, M.: Ein Leistungsmesser hoher Empfindlichkeit für den Frequenzbereich 10 MHz bis 12,4 GHz Siemens-Z. Bd 33 (1958) 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. 1388
- [7] Gordon-Smith, A. C.: A milliwattmeter for centimetre wavelengths Proc. Instn. electr. Eng B Bd 102 (1955) S. 665-688
- [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. 138 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. Kaloaka, S.: The hall effect and its application to measurement at 10 kMc/s. Proc. Instn. electr. Eng B Bd 105 (1958) S. 53-57
- [14] Stata, R.: Microwave power detectors. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 28, S. 58
- [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 neubauten 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 Übertragungskanaln, bietet also eine echte Mehrkanal-Stereophonie.

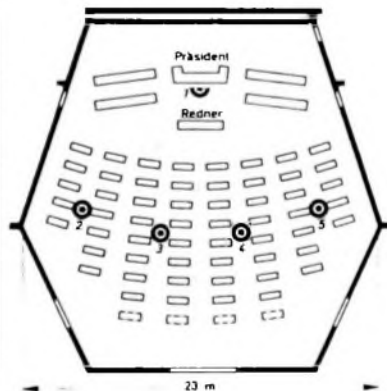


Bild 1 Grundriß und Sitzplan des Plenarsaales im Hessischen Landtag mit der Anordnung der Lautsprechergruppen 1...5 an der Saaldecke

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 Kopfe des Saales an der Decke geschaltet sind (Bild 1). Dieser Schallkanal ist damit richtungstreu.

Die fächerförmige Fläche des Sitzungssaales 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 Wortzuteilung 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-

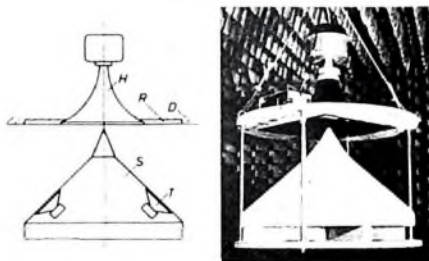


Bild 2 (links) Prinzipieller Aufbau eines Diskussionslautsprechers, H Hochtonlautsprecher, R Reflektor, D Raumdecke, S Streupegel, T Tieftonlautsprecher. Bild 3 (rechts) Ein Modell des Diskussionslautsprechers

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 den Lautstärke und Entzerrung der fünf Kanäle einzeln regeln. Die Ausgänge aller fünf Tonkanäle gehen über einen gemeinsamen Ausgangsverstärker nach draußen; dort sind in den Besprechungszimmern 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.

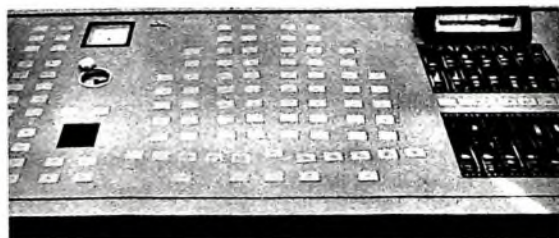


Bild 4. Das Regiepult enthält Drucktasten für die einzelnen Mikrofone, Flachbahnregler für Lautstärke und Entzerrung der Verstärkerkanäle, eine Stoppuhr zur Überwachung der Redzeit sowie weitere Signal- und Steuereinrichtungen für die gesamte Übertragungsanlage

Das Impuls- und Frequenzverhalten stromgegekoppelter RC-Verstärker

DK 621.375.232: 621.375.223

Das Impuls- und Frequenzverhalten einer speziellen stromgegekoppelten RC-Verstärkerstufe werden mit Hilfe der Laplace-Transformation untersucht. Das Spannungersatzschaltbild dieser Stufe läßt sich als frequenzabhängiger Spannungsteiler mit $R_1 \parallel C_1$, $R_2 \parallel C_2$ und dem Vorwiderstand R_4 darstellen. Außerdem werden die katodenkompensierten RC-Verstärker und RC-Phasenumkehrstufen sowie die wichtigsten Katodenverstärkerschaltungen betrachtet

größen μ und R_4 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 Spannungersatzschaltbild Bild 3 und für die Zweipole 1 und 2 Differentialgleichungen aufstellen. In den meisten Fällen handelt es

1. Spannungersatzschaltbild einer allgemeinen stromgegekoppelten RC-Verstärkerstufe

Bild 1 zeigt eine allgemeine stromgegekoppelte 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_4 . 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.

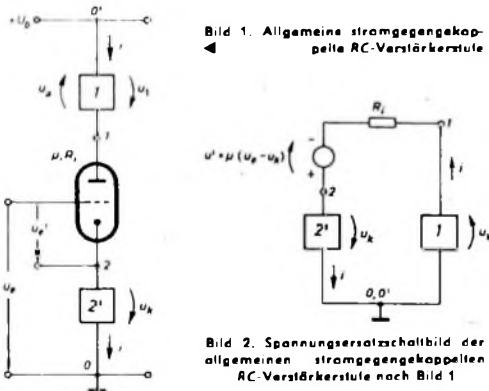


Bild 1. Allgemeine stromgegekoppelte RC-Verstärkerstufe

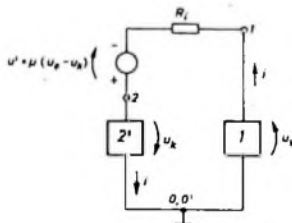


Bild 2. Spannungersatzschaltbild der allgemeinen stromgegekoppelten RC-Verstärkerstufe nach Bild 1

Die Verstärkerröhre verstärkt die effektive Eingangsspannung $u_e' = u_e - u_k$ linear um den Faktor μ und speist über den dynamischen Innenwiderstand R_4 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 Spannungersatzschaltbild Bild 2, auf das der Maschensatz angewandt wird. Dann ergibt sich

$$u' = \mu (u_e - u_k) = R_4 i + u_k + u_1 \quad (3)$$

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

$$u = \mu u_e = R_4 i + (\mu + 1) u_k + u_1 \quad (4)$$

Im Bild 3 ist Gl. (4) als Spannungersatzschaltbild 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_4 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-

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 stromgegekoppelte 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 stromgegekoppelten 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 stromgegekoppelten 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_e an, so ist

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

und

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

Darin ist R_a 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

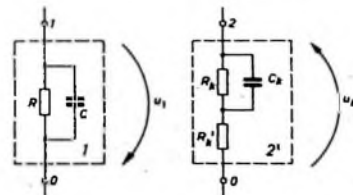


Bild 4. Spezielle Zweipole 1 und 2'

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

Mit $R_k' = 0$ 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-

1) Alle dynamischen Spannungen und Ströme sind mit kleinen Buchstaben bezeichnet

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

$R = 0$ (oder $C \rightarrow \infty$) gilt für die verschiedenen Katodenverstärkertypen. 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.

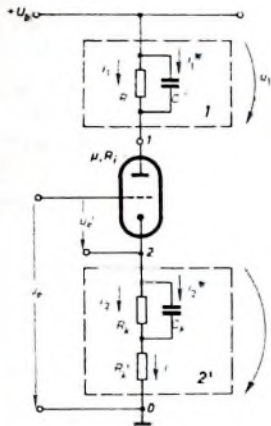
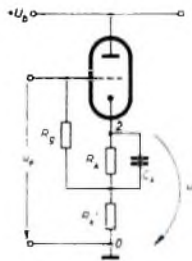


Bild 5. Allgemeine stromgegekoppelte RC-Verstärkerstufe nach Bild 1 mit den speziellen Zweipolen 1 und 2' nach Bild 4

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 stromgegekoppelter RC-Verstärker.

2.1. Ersatz des Zweipols 2' durch den Zweipol 2

Für die Schaltung Bild 5 gelten folgende Gleichungen:

$$u_k = R_k' i + R_k i_2, \quad R_k i_2 = \frac{1}{C_k} \int_0^t i_2^*(\xi) d\xi \quad (7)$$

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

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

$$(\mu + 1) R_k i_2 = \frac{1}{\mu + 1} \int_0^t i_2^*(\xi) d\xi \quad (8)$$

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_1 , i_2^* und i ändern sich dabei nicht.

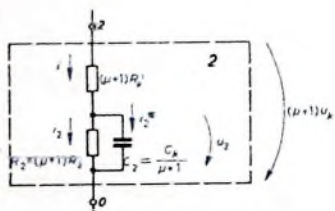


Bild 7. Der Zweipol 2

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

$$\begin{aligned} R_1 &= R, \quad C_1 = C & R_2 &= (\mu + 1) R_k, \quad C_2 = \frac{C_k}{\mu + 1} \\ \lambda_1 &= \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{\tau_1} & \lambda_2 &= \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{\tau_2} \\ u_1 &= -u_a = R_1 i_1 & u_2 &= R_2 i_2 = (\mu + 1) R_k i_2 \\ R_1' &= R_1 + (\mu + 1) R_k' \\ \alpha_n &= \frac{R_n}{R_1 + (\mu + 1) R_k'} = \frac{R_n}{R_1'} \quad (n = 1, 2) \end{aligned} \quad (9)$$

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 stromgegekoppelten RC-Verstärkers auf die Berechnung eines all-

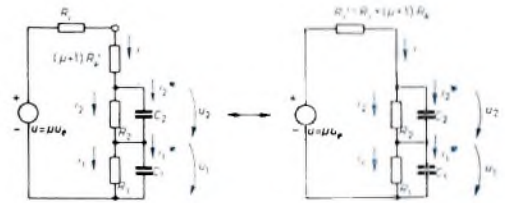


Bild 8. Äquivalente Spannungersatzschaltbilder des stromgegekoppelten RC-Verstärkers nach Bild 5

gemeinen frequenzabhängigen Spannungsteilers mit Vorwiderstand R_1' 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

$$u_n = R_n i_n = \frac{1}{C_n} \int_0^t i_n^*(\xi) d\xi \leftrightarrow \bar{u}_n = R_n \bar{i}_n = \frac{\bar{i}_n^*}{p C_n} \quad (n = 1, 2) \quad (10)$$

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

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

Nach dem Knotensatz gilt für den Gesamtstrom $i = i_n + i_n^*$. Mit Gl. (10) und Gl. (11) folgt daraus

$$i = i_n + i_n^* = i_n + \frac{1}{\lambda_n} \frac{d}{dt} i_n \leftrightarrow \bar{i} = \bar{i}_n + \bar{i}_n^* = \frac{p + \lambda_n}{\lambda_n} \bar{i}_n \quad (n = 1, 2) \quad (12)$$

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

$$u = R_1' i + R_1 i_1 + R_2 i_2 \leftrightarrow \bar{u} = R_1' \bar{i} + R_1 \bar{i}_1 + R_2 \bar{i}_2 \quad (13)$$

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

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

Damit folgt

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

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

$$\bar{i} = \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2) + \frac{1}{R_i'} \left(\frac{p + \lambda_1}{C_2} + \frac{p + \lambda_2}{C_1} \right)} \bar{u} \quad (16)$$

$$= \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{\bar{N}(p)} \frac{\bar{u}}{R_i'}$$

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

$$\bar{N}(p) = (p + \lambda_1)(p + \lambda_2) + \frac{1}{R_i'} \left(\frac{p + \lambda_1}{C_2} + \frac{p + \lambda_2}{C_1} \right) \quad (17)$$

$$\bar{i}_n(t) = \frac{\mu \lambda_n}{R_i'(\lambda_1^* - \lambda_2^*)} \int_0^t [(\lambda_1^* - \lambda_3 - n) e^{\lambda_1^*(t-\xi)} + (\lambda_3 - n - \lambda_2^*) e^{\lambda_2^*(t-\xi)}] u_e(\xi) d\xi \quad (n = 1, 2) \quad (26)$$

umgeformt werden

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

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

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

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

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

$$\bar{i} = \frac{(p + \lambda_1)(p + \lambda_2)}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \frac{\bar{u}}{R_i'} \quad (21)$$

Wegen Gl. (14)

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

folgt daraus

$$\bar{i}_1 = \frac{\lambda_1}{R_i'} \frac{p + \lambda_2}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u}, \quad \bar{i}_2 = \frac{\lambda_2}{R_i'} \frac{p + \lambda_1}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u} \quad (22)$$

Gl. (22) läßt sich zu

$$\bar{i}_n = \frac{\lambda_n}{R_i'} \frac{p + \lambda_3 - n}{(p + \lambda_1^*)(p + \lambda_2^*)} \bar{u} = \frac{\lambda_n}{R_i'} \bar{f}_n(p) \bar{u} \quad (n = 1, 2) \quad (23)$$

zusammenfassen.

Transformiert man die Ströme \bar{i}_n von Gl. (23) in den Oberbereich, dann können die Spannungen u_k und $u_n = -u_1$ 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 Korrespondenztabelle 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

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 $u_n(t)$ gleich

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

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 Impulsverhalten des stromgegekoppelten RC-Verstärkers nach Bild 5

Gl. (27) und Gl. (28) beschreiben das Impulsverhalten 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 Verstärkereingang 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).

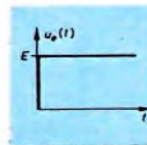


Bild 9. Darstellung der Heavisideschen Sprungfunktion

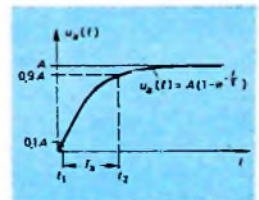


Bild 10. Anschauliche Darstellung der Anstiegszeit eines RC-Verstärkers

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-

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

$$i_n(t) = \frac{\mu \lambda_n E}{R_i'(\lambda_1^* - \lambda_2^*)} \left[\frac{\lambda_3 - n(\lambda_1^* - \lambda_2^*)}{\lambda_1^* \lambda_2^*} + \frac{\lambda_3 - n - \lambda_1^*}{\lambda_1^*} e^{-\lambda_1^* t} + \frac{\lambda_3 - n - \lambda_2^*}{\lambda_2^*} e^{-\lambda_2^* t} \right] \quad (n = 1, 2) \quad (30)$$

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 $(1 - e^{-t/\tau}) =$

$(1 - e^{-t/\tau})$ ist. Dann gilt

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

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.

$$\omega_0^{(a)} = 2\pi f_0^{(a)} = \sqrt{\sqrt{\frac{\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2} - 2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_2^*}\right)^2}{2}} + (\lambda_1^* \lambda_2^*)^2 + \frac{2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_2^*}\right) - (\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2})}{2}} \quad (43)$$

Es sollen folgende Beziehungen gelten:

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

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

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 stromgegekoppelten 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

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

Man definiert als Übertragungsfunktion die Größe

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

$$\omega_0^{(k)} = 2\pi f_0^{(k)} = \sqrt{\sqrt{\frac{\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2} + 2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_1^*}\right)^2}{2}} + \lambda_1^* \lambda_2^* + \frac{2\left(\frac{\lambda_1^* \lambda_2^*}{\lambda_1^*}\right) - (\lambda_1^{*2} + \lambda_2^{*2})}{2}} \quad (48)$$

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

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

genügt. Wegen Gl. (37) gilt dann ebenfalls

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

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

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

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

Aus Gl. (40) kann man die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_0^{(a)}$ mit der Beziehung

$$|\mathfrak{V}^{(a)}(j\omega_0^{(a)})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \lim_{\omega \rightarrow 0} |\mathfrak{V}^{(a)}(j\omega)| = \frac{V_m^{(a)}}{\sqrt{2}} \quad (41)$$

berechnen. Für $\omega_0^{(a)}$ folgt aus Gl. (41) die Bedingungsgleichung

$$\frac{|j\omega_0^{(a)} + \lambda_2|}{|j\omega_0^{(a)} + \lambda_1^*| |j\omega_0^{(a)} + \lambda_2^*|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\lambda_2}{\lambda_1^* \lambda_2^*}, \quad (42)$$

woraus sich

ergibt.

Nach Gl. (28) gilt

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

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

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

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

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

Mit Gl. (46) ergibt sich die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_0^{(k)}$ des Katodenkreises aus der Bedingung

$$|\mathfrak{V}^{(k)}(j\omega_0^{(k)})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \lim_{\omega \rightarrow 0} |\mathfrak{V}^{(k)}(j\omega)| = \frac{V_m^{(k)}}{\sqrt{2}} \quad (47)$$

Für die obere Grenz-Kreisfrequenz $\omega_0^{(k)}$ 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

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 Plattenschonung 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“⁴⁾.

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-

stände müssen sehr klein sein. Um das zu erreichen, sind alle Drehstellen des „M232“ als Hochgenauigkeits-Kugellager ausgebildet.

In den Tonarmkopf können alle üblichen Tonabnehmersysteme eingebaut werden. Er läßt sich nach Lösen der Überwurfmutter leicht von dem verchromten Tonarm nach vorn abziehen. Am rückwärtigen Ende trägt der Tonarmkopf eine vierpolige Steckverbindung, die auf der Innenseite des Tonarmkopfes mit vier farbig gekennzeichneten Litzen verbunden ist, deren Anschlüsse sich ohne Schwierigkeiten auf die Kontaktstifte (s. Bild 3) des eigentlichen Tonabnehmersystems schieben lassen. Das für den Einbau verschiedener Abtastsysteme benötigte Kleinmaterial wird ebenso wie Platten zum Gewichtsausgleich mitgeliefert. Der Tonarm wird so montiert, daß der Abstand zwischen Plattenspielerachse und Nadelspitze 15,2 mm ist. Bei dieser Einstellung nähert sich der beim Abtasten der Schallplatte beschriebene Kreisbogen einem Plattenradius am besten, das heißt, der Abtastfehler ist ein Minimum.

Bei der Montage des „M232“ wird es als angenehm empfunden, daß die Befestigung auf der Montageplatte von oben erfolgen kann. Es sind nur ein 17,5-mm-Loch für die Durchführung der senkrechten Drehachse und drei Löcher für die Befestigung des Montagesockels zu bohren. Komplizierte elektrische Verbindungen sind nicht notwendig, denn über die vierpolige Steckverbindung im Tonarmkopf ist das Abtastsystem mit einem zweiten vierpoligen Stecker auf der Unterseite der Drehachse des Tonarms verbunden. Über das mitgelieferte abgeschirmte Kabel kann die direkte Verbindung mit dem Eingang des Verstärkers oder des getrennten Entzerrer-Vorverstärkers erfolgen.

Tab. 1. Technische Daten der Tonabnehmersysteme „M 33“ und „M 77“

	„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 · 10 ⁻⁴ cm/dyn	6 · 10 ⁻⁴ cm/dyn
Auflagekraft	opt. 2 p max. 3 p	opt. 4 p max. 6 p
Gewicht	9 g	9 g

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 der 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-

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

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. Tonabnehmersystem „M33“

Dieses magnetische Tonabnehmersystem ist die letzte Entwicklung der bekannten Serie „Stereo-dynetic“ 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 · 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.

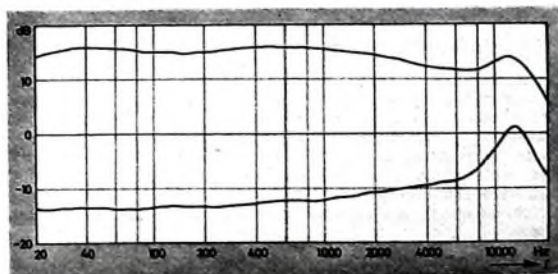
Das Auswechseln der Nadel ist bei den Systemen der Serien „M33“ und „M77“ überaus einfach und ohne jedes Werkzeug in kürzester Zeit möglich. Es genügt nämlich, das Plastikgehäuse mit dem Nadelträger zwischen Daumen und Zeigefinger zu fassen und abzuziehen (Bild 4).

Beim Abtasten einer Schallaufnahme mit konstanter Schnelle oder einer nach Norm geschnittenen Schallplatte mit nachfolgender Entzerrung der Schneidkennlinie ist die Ausgangsspannung (6 mV bei 5 cm⁻¹ Schnelle) im Bereich 20 ... 15 000 Hz ± 2 dB linear (Bild 5). Bei 4000 ... 7000 Hz ist eine

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



Bild 4. Das Auswechseln der Abtastnadel ist ohne Werkzeug möglich



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.

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 Einfallreichtum ebenso lobend anerkennen wie die manchmal geradezu künstlerisch gekonnte Art der Interpretation und der Regie. Das Tonband ist nur Mittler, der Tonbandamateure, 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 Tonbandamateur wird aus den Erfahrungen lernen, was er beim nächstjährigen Wettbewerb besser machen kann.

3. Tonabnehmersystem „M77“

Dieses System mit etwa $6 \cdot 10^{-4}$ 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 -1f .

Was die Technik betrifft, so konnte man erstklassige Leistungen hören, Aufnahmen, die hinsichtlich Frequenzumfang, Dynamik und geschickter technischer Regie 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 angetretenen 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 Spielerei. 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 (Nürnberger Christkindlesmarkt)

Kategorie C (Musikalische oder gesprochene Aufnahmen)

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

Kategorie D (Einmalige Tondokumente)

1. Wilhelm Glückert, Mainz (Musikinstrumente mit Seitenheitswert)

Kategorie E (Trickaufnahmen oder technische Montagen)

1. Winfried Fischer, Mainz (Electronic-Boogie)
2. Karl Heinz Wellinghoff, Eisfeld (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, Eisfeld |
| 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 bunter 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.

Eine elektronische Uhr

DK 681.116:621.374.32

Die Arbeitsweise der im folgenden beschriebenen elektronischen Uhr ist leicht zu verstehen, wenn man die Wirkungsweise der Grundbausteine (Gatter, Monovibrator, Bivibrator, Schmitt-Trigger, Zähldekaden usw.) kennt. Für den in dieser Schaltungstechnik Ungeübten werden daher die erwähnten Grundschaltungen 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 Zahlstufen 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 sogenannten „Tagessprung“ (von 23h 59m 59s zu 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 Grundschaltungen

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

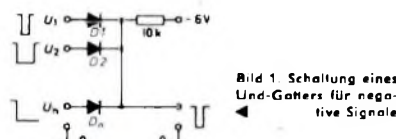


Bild 1. Schaltung eines Und-Gatters für negative Signale

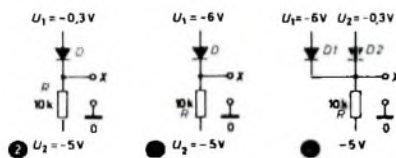


Bild 2. Spannungsverhältnisse bei leitender Diode. Bild 3. Spannungsverhältnisse bei gesperrter Diode. Bild 4. Spannungsverhältnisse in einem Und-Gatter (zwei Eingänge mit unterschiedlichen Spannungen)

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 Katode; 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 $U_1 = -0,3V$. Im Bild 3 ist dagegen das Potential an der Diodenanode negativer als an der Katode, und die Diode sperrt daher. Bei einem Sperrwiderstand von rund 1 MOhm ergibt sich dann zwischen Null und X praktisch die Spannung $U_2 = -5V$.

Grundsätzlich ändert sich nichts, wenn an zwei Eingängen unterschiedliche Spannungen liegen. Im Bild 4 leitet D 2, da ihre Anode positiver ist als die Katode. Am Punkt X stehen also etwa $-0,3V$. Diese Spannung hält die Katode von D 1 fest, so daß ihre Anode negativer ist und die Diode daher sperrt. Faßt man diese An-

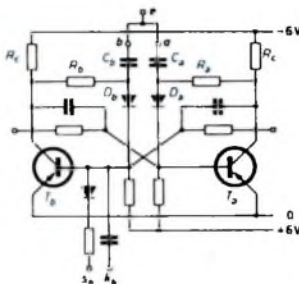
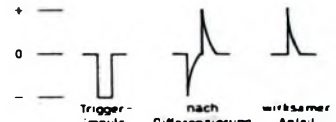


Bild 5. Schaltung eines Bivibrators

Bild 6. Differentiation eines Rechteckimpulses durch ein RC-Glied



ordnung ebenfalls als Spannungsteiler auf, dann ergibt sich der durch die Dioden gebildete Teilwiderstand R_D aus der Parallelschaltung des Sperrwiderstandes von D 1 mit dem Durchlaßwiderstand von D 2 (in kOhm) zu

$$R_D = \frac{1000 \cdot 0,2}{1000 + 0,2} = 0,19999 \dots \text{ kOhm}$$

Das ist aber praktisch nur der Durchlaßwiderstand von D 2.

1.2 Bivibrator

Bild 5 zeigt die vollständige Schaltung eines Bivibrators mit den verschiedenen Steuereingängen. Es sei vorausgesetzt, daß nur der normale Steuereingang e vorhanden sei und daß der Bivibrator folgenden Schaltzustand einnehme: T_b leitend (übersteuert), T_a gesperrt. Dieser Zustand soll die Grundstellung, das heißt die binäre Null (0), darstellen. Der umgekehrte Zustand - T_b gesperrt, T_a leitend - bedeutet demzufolge die binäre Eins (1).

Im Gegensatz zum Dezimalsystem, in dem der Wert jeder Stelle von links nach rechts fortschreitend einer um 1 höheren Potenz der Basis 10 entspricht, stellt bei einer Zahl im Binär- (oder Dual-) System jede Stelle eine Potenz von 2 dar. Im Binärsystem sind nur zwei Ziffern möglich, nämlich 0 und 1. Da diese 1 aber nicht die Wertigkeit der im geläufigen Dezimalsystem bekannten 1 hat, schreibt man im Binärsystem L.

Die Emitter von T_a und T_b liegen auf Null (Masse). In der Stellung 0 ist die Collectorspannung von T_b gleich der Restspannung $U_{(D)}$ eines übersteuerten Transistors

(beim OC 71 etwa $-0,25V$). Die Collectorspannung des gesperrten Transistors T_a beträgt etwa $-4,7V$. Seine Basisspannung ist ausreichend positiv ($> +0,2V$) 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 $-4,7V$. 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

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 0 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 Teil 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 Steuereingänge, das heißt, positive oder negative Triggerimpulse auf a führen stets zur Stellung 0, 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 0. Dieser Stelleingang wird vorzugsweise als Rückstelleingang benutzt. Der Steuereingang k_b verwendet man im allgemeinen nur zur Kopplung 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).

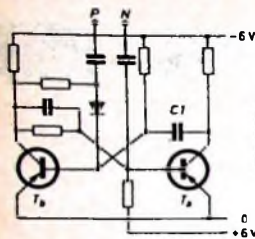


Bild 7. Schaltung eines Monovibrators

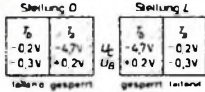


Bild 8. Schaltzustände einer Bivibratorstufe

Im Ruhezustand ist T_b leitend und T_a gesperrt. Durch einen Eingangsimpuls 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 C_1 (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 Untersezung von 2^4 (= 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 $2^3 = 8$ 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)

$$T_b \text{ leitend, } T_a \text{ gesperrt} = 0$$

$$T_b \text{ gesperrt, } T_a \text{ leitend} = 1$$

stehen alle vier Bivibratoren in ihrer Grundstellung auf 0. Nach dem ersten, dem Bivibrator I zugeführten Impuls kippt dieser von 0 auf L. Der zweite Impuls schaltet ihn wieder von L auf 0 zurück, und dabei gibt er einen Übertrag an den Bivibrator II ab, der dadurch von 0 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 LLOO erreicht, das heißt, die Stellungen LOOO, LOOL, LOLO, LOLL, LLOO und LLOL 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 0 zurück und liefert einen Übertrag an den Bivibrator II, der ebenfalls auf 0 zurückkippt. Der dabei am Bivibrator III entstehende Übertrag stellt auch diesen auf 0 zurück, und dessen Übertrag schaltet den Bivibrator IV von 0 auf L.

Aus Bild 8 ergibt sich, daß der Bivibrator nur beim Übergang von L nach 0 an T_b einen (positiven) Übertrag liefert, da die Collectorspannung von T_b beim Übergang von 0 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 0 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 0 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 C_1, R_1 über die Entkopplungsdioden D_1 und D_2 auf die Basen von T_{3b} und T_{2b} zurück, die in der 0-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 LLOO. 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 Schaltzustände 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 Gleichnungsniveau an der betreffenden Zeile (waagerecht) bemerkbar.

Als Beispiel sei eine im Zähler stehende 3 betrachtet. Der Ziffer 3 entspricht die Zählerstellung COLL, 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

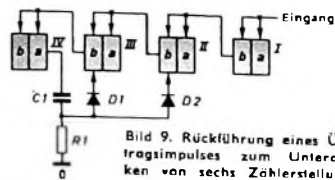


Bild 9. Rückführung eines Übertragungsimpulses zum Unterdrücken von sechs Zählerstellungen

Tab. I. Zählerstellungen von vier gekoppelten Bivibratoren

Grundstellung Impuls	Bivibrator				dezimal
	IV	III	II	I	
0	O	O	O	O	0
1	O	O	O	L	1
2	O	O	L	O	2
3	O	O	L	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

Zählerstellung	Bivibrator				Quersumme der Gewichte
	IV	III	II	I	
	2	4	2	1	
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	O	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 übrigen Zeilen erhalten durch irgendeine Spalte $-0,2$ V.

(Wird fortgesetzt)

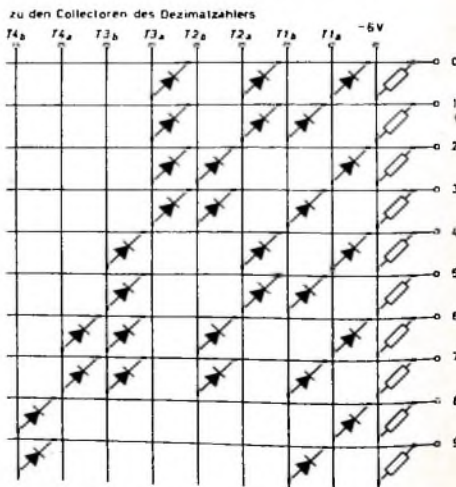


Bild 10. Decodiermatrix

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.

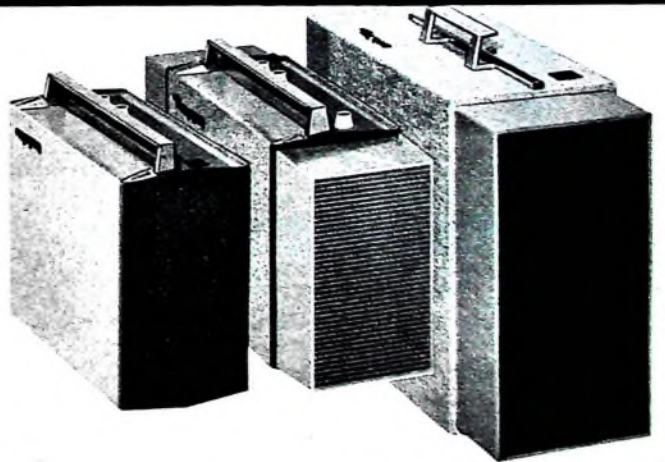
Die zuverlässige technische Konstruktion sichert Ihnen zufriedene Kunden.



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 Stichtels 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 rückzentriert 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 Bässen die Steilheit der Absenkung abgeschwächt, weil sich mit stärker aufgezeichneten Bässen der Abstand zum Laufwerkrauschen vergrößerte. Weiterhin machte 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 unerlos, als sich nach der Einführung der Langspielplatte ein weites Feld für die Experimente der Fachleute auftat und viel Neuland bearbeitet werden mußte.

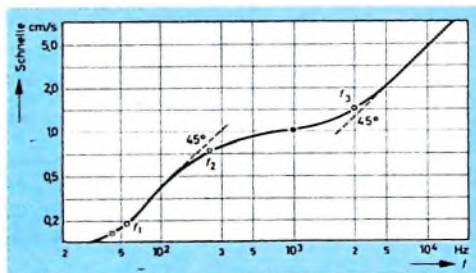


Bild 1 Beispiel einer Schneidkennlinie mit den drei Übergangsfrequenzen f_1 , f_2 und f_3

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]
RIAA	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		4,0
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 verschiedensten 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 Schiebeshalter 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 angenähert 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 ersteren deshalb überlegen, weil die 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_{01a} 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

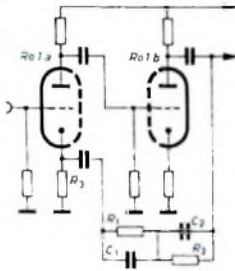


Bild 2
Prinzipialschaltbild des gegengekoppelten Entzerrer-Vorverstärkers

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 \pm 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 bestreichen 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_3 . Um nun zu der hier benötigten Grundverstärkung V_0 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_0 die entsprechenden Werte (100fach und 10fach) einsetzt.

$$R_1 = \frac{V \cdot V_0 \cdot R_3}{V - V_0} = \bar{R}_3 \quad (1)$$

Neu von Sennheiser

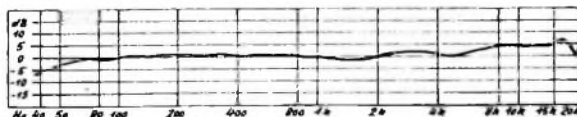


ein
Meisterstück:
das klangobjektive
Studio-
Mikrophon MD 211
40 Hz bis 20 kHz

Die Daten dieses zierlichen Tauchspulen-Mikrophons sprechen für sich: Der Übertragungsbereich erstreckt sich von 40 Hz bis 20 kHz. Empfindlichkeit 0,13 mV/μbar. 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



Sennheiser electronic • 3002 Bissendorf

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

Empirisch läßt er sich feststellen, indem man die Verstärkung mißt und dabei denjenigen Widerstandswert im Rückkopplungskreis sucht, der zusammen mit einem R_2 von 4,7 k Ω 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 \approx 0 dB) leicht zu erreichen.

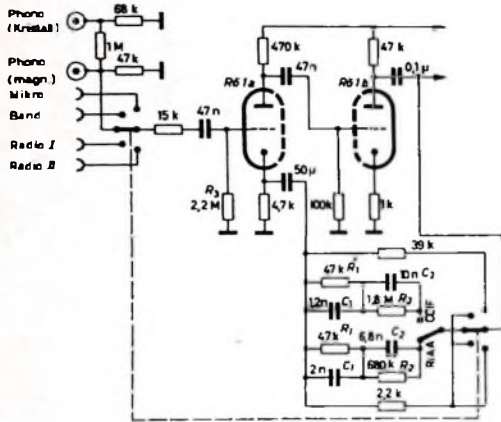


Bild 3. Schaltung des Vorverstärkers mit umschaltbarem Phonoentzerrer im „Telewatt VS-70“ von Klein + Hummel

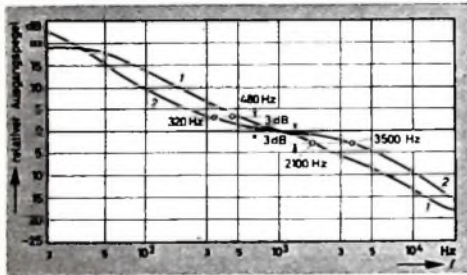


Bild 4. Phonoentzerrer-Frequenzgänge des „Telewatt VS-70“; Kurve 1 = RIAA, Kurve 2 = CCIF

Legt man zu R_1 einen Kondensator parallel, dann werden die hohen Frequenzen stärker gegengekoppelt, und man erhält (wieder auf 1000 Hz \approx 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 Übergangsfrequenzen 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 k Ω).

Für die RIAA-Kurve ist die Übergangsfrequenz 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 Übergangsfrequenz $f_2 = 470$ 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_2 parallel, dann ergibt sich am unteren Ende der Wiedergabekennlinie der weitere Wendepunkt mit der Übergangsfrequenz $f_1 = 57$ Hz. Auch der Wert von R_2 ist aus Gl. (3) abzuleiten, und zwar zu

$$R_2 = \frac{159\,000}{f_1 \cdot C_2}$$

$$R_2 = \frac{159\,000}{0,057 \cdot 6800} \approx 411 \text{ k}\Omega$$

Da für C_1 und C_2 etwas geänderte Werte eingesetzt wurden, muß R_2 nun entsprechend korrigiert werden; zweckmäßig sind etwa 680 k Ω .

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 Gegenkopplungsteiler 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 letztgenannte 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, den 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 Übergangsfrequenzen f_1 , f_2 und f_3 die ausgerechneten Richtwerte für C_1 , C_2 und R_2 , und zwar bei Zugrundelegung von 47 k Ω 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_2 von 680 k Ω (an Stelle des errechneten Wertes von 411 k Ω) im Zusammenwirken mit den anderen eingesetzten Werten die tatsächlich erforderliche Grenzanhebung.

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

	f_2 [Hz]	C_1 [pF]	f_2 [Hz]	C_2 [pF]	f_1 [Hz]	R_2 [M Ω]
CCIF	3080	1008	350	9836	10	1,6
Teldec	2760	1232	430	7950	62	0,324
London	2700	1251	420	7840	100	0,198
NARTB	1850	1827	600	6765	60	0,361
NAB	1850	1827	620	7100	15	1,492
COL M 33	1850	1827	495	6820	95	0,245

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 I 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 Juba, Robert Bosch Elektronik, Roka und Siemens. Manches Zubehör und/oder einschlägige Bauelemente zeigten unter anderem die Deutsche Philips, Hydrarwerk, Isophon, SAF, Siemens, Standard Elektrik Lorenz und Telefunken.

*

Die sogenannten Neuheitstermine 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, Zerkhacker, 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 Spiegeln 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 bellform-Stereo-Studioanlage von Metz fand man jetzt zusätzlich den „bellform 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 x 21,5 x 11 cm, liegend

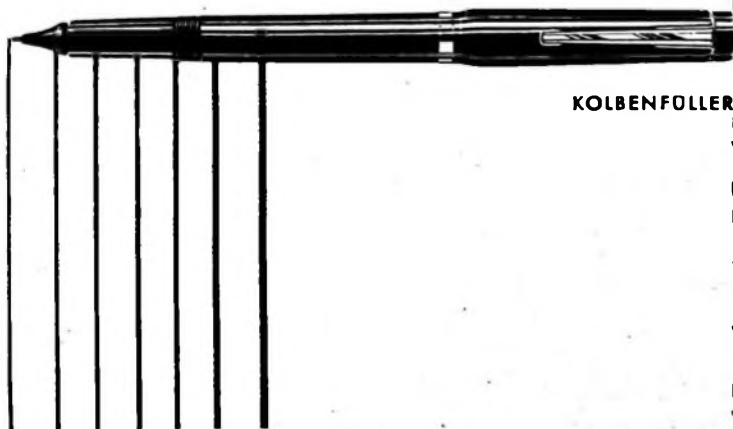
¹⁾ Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1962/63. Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V., bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK; Berlin-Borsigwalde 1962. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH 460 S. m 1278 B. Preis brosch. 7,50 DM zuzüglich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



rotring

LEICHTER
SCHNELLER
RATIONELLER

RAPIDOGRAPH



ZUM ZEICHNEN

KOLBENFOLLER
IN 7 LINIENDICKEN
VON 0,2 BIS 1,2 mm  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



KATHREIN

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

Älteste 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 Hochmittelfrequenz-Lautsprecher für den Bereich 1000 – 20 000 Hz mit ± 6 -dB-Regler für Anpassung der Lautstärke, Gehäuseabmessungen 64 x 35 x 28 cm)

Reiseempfänger waren immer umlagert. Auch die ältere Generation nahm dabei – um ein Beispiel zu nennen – den kleinsten (vorsorglich an Ketten gelegten) UKW-Tascheneempfänger „Nanette“ von Philips in die Hand. Die Jugend – lange Zeit die größte Käufergruppe solcher Empfänger – strebte wohl ebenfalls zum Kleingerät, 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 Bedienungsvereinfachungen an (mechanisch gespeicherte Einstellungen, Stationstasten, besonders übersichtliche Skalen usw.) Die in der Schaltungstechnik versteckten Automaten 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 Bildschirms 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 goldgetonter Cornehl-Folie und mit einer zusätzlichen Taste für die Abstimmautomatik.

Die von Grundig bereits angekündigten 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.

Magnetongeräte 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 x 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 verweilen 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. jü.

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 und 2). Die Tonwiedergabe klang normal. Die Untersuchung in der Werkstatt ergab, daß der Zeilenoszillator 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.

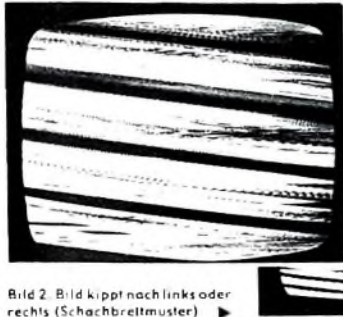
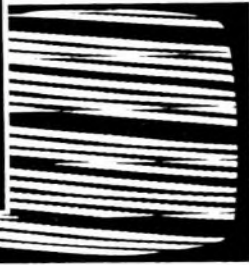


Bild 2. Bild kippt nach links oder rechts (Schachbrettmuster)

Bild 1. Bild kippt nach links oder rechts (Universal-Testbild)

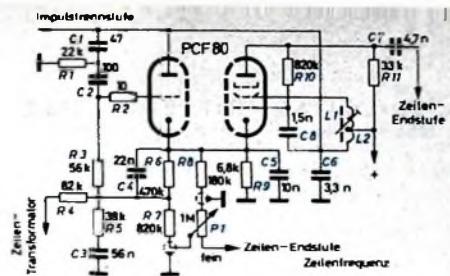


Erscheint das Bild von links nach rechts unten in schiefer Lage, dann arbeitet der Zeilenoszillator mit zu hoher Frequenz. Die Frequenz ist zu niedrig, wenn die Streifen des Bildinhalts von rechts oben nach links unten verlaufen.

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 Zeilenoszillatordspule L1, L2 einjustiert werden. Bei einem Nachgleich stellt man den Zeilenfrequenzregler P1 auf die Mitte seines Regelbereiches und versucht nun,

Bild 3. Schaltung einer Zeilengeneratordspule



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 Schwammstück wird in diese Lösung getaucht und so gut ausgesprungen, 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 staubabstoßend.

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, 50 M; Netzanschluß: 220 V / 50 Hz / 30 W; Maße: 245 x 170 x 130 mm; Gewicht: 2,5 kg.

NF-Millivoltmeter IM-21 E

- Eingangsimpedanz 10 MΩ / 12 pF
- 10 Meßbereiche von 0,01 ... 300 V_{eff}
- Geeichte dB-Skala von -52 ... +52 dB



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

Mehrzweck-Oszillograph IO-21 E



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



DEUTSCHE FABRIKIERUNGS-
DAYSTROM
G.M.B.H.
Frankfurt/Main
Niddstr. 49, Tel. 33 85 15, 33 85 25

Bitte ausschneiden! Senden Sie mir Datenblätter für folgende Geräte: _____
Name Ort:
..... Str. Nr. FS

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 dampfgefüllte 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 Dotterung mit Störstellen und die Erkenntnisse über die physikalischen Vorgänge der Elektronenbewegung in den Grenzschichten zwischen den durch die Dotterung 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 pnp-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 Katode, die Basisschicht das Gitter und die Collectorschicht 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 Einschaltdauer die gleiche Rolle wie beim Schalter mit Kontakten. Ihr Einfluß wird erklärt. Die Umschaltkennlinien 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 angewendete Lösung ist, das Halbleiterventil parallel zum Verbraucher so anzuordnen, daß es im eingeschalteten Zustand sperrt. Beim Ausschaltvorgang wächst an den geöffneten Kontakten die Lichtbogenspannung zunächst bis zur Netzspannung, um dann beim Löschen des Lichtbogens die Lössch Spitze 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.

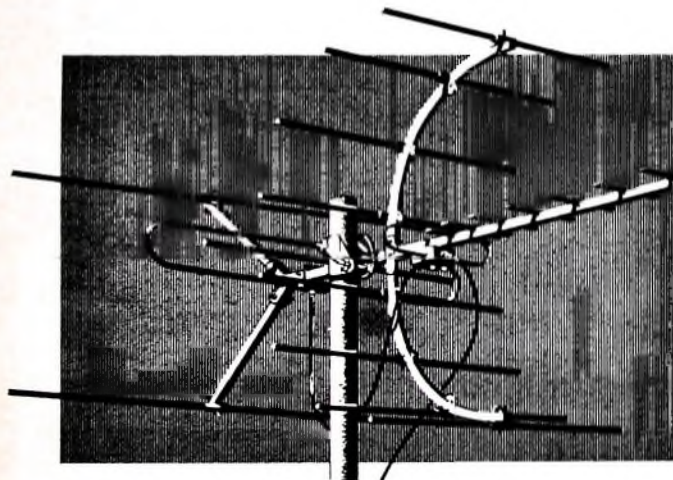
Eine andere Möglichkeit bietet sich in der Verwendung der Halbleiterventile als Strombegrenzer. Dazu sind die Ventile in Reihe mit den Hauptkontakten zu schalten. Um sie vom Dauerstrom zu entlasten, können sie durch Vorkontakte im Normalbetrieb überbrückt sein. Beim Auftreten eines Überstroms werden 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.

(Ma u, H.-J.: Kontaktloses Schalten. Elektrie Bd 10 (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 ($f_{\text{E}} \geq 50 \text{ MHz}$)“.



universell verwendbar

... 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 Neuanlagen!

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

Bei VHF:

Gewinn (über alle Kanäle gemittelt): 8 dB
 Vor-Rückverhältnis (gemittelt): 18 dB
 Horizontaler Öffnungswinkel: 58°



müller

Electro Boy

Universalschaltuhr

für Radio, Netzweg u. Beleuchtung

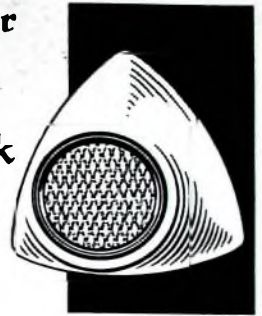
modern in Form und Farbe —
technisch nach weiter verbessert —
bekannt durch die 20-minütige Ein- und Ausschaltmöglichkeit —
neu das Einstellen der Schaltzeiten erfolgt sekundenschnell von vorne durch einfaches Umliegen der betreffenden Stellhebel!

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

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



Totty



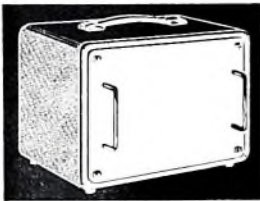
- Geringste Verzerrungen
- Weiter Frequenzbereich
- Hoher Wirkungsgrad
- Betriebsicherheit
- Keine Alterung
- Stereo-Wirkung

ISOPHON

Lautsprecher

ISOPHON-WERKE · GMBH
 BERLIN · TEMPELHOF

STAHLBLECHGEHÄUSE



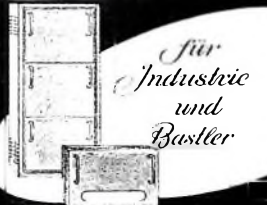
formschön und erstklassig verarbeitet
 verwendbar für:
 Meßgeräte, Fernsteuerungen,
 Gegensprechanlagen usw.
 als Pulte, in tragbarer Ausführung oder für Wandmontage mit und ohne Belüftung.

Große Auswahl in verschiedenen Abmessungen

Verlangen Sie bitte kostenlos ausführlichen Katalog ST mit Preisangaben von

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

METALLGEHÄUSE



für Industrie und Bastler

PAUL 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, Pehrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 85 / 86

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht **Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/7**

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

30 Stück Tornister-Empfänger, modern, 148-156 MHz, neuwertig und leistungsstark, mit Ersatzteilen zu kaufen gesucht. Zuschriften erbelen unter P. D. 8396

Wollen Sie Techniker werden?



Fernlehrgänge mit Abschlußzeugnis: Maschinenbau, Automator, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik, Studienmappe mit Lehrbrief und Informationszettel 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. Schreiben Sie auf eine Postkarte: Bitte Studienmappe für Lehrgang... (Gewünschtes Lehrgang angeben). Karte heute nachsenden an: Technisches Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1152

Neon-Schriftzug:
FERNSEHEN
 (Buchstabenhöhe 45 cm) neuwertig in einwandfreiem Zustand abzugeben
 Preis: Verhandlungssache
ROLFF, 33 BRAUNSCHWEIG
 Am Bruchlore 3-6, Ruf 2 83 89

KARLGUTH

BERLIN SO 36

Reichenberger Str. 23

STANDARD-LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm
 Lötösen 3 K 2
 Lochmitte: Lochmitte 8 mm
 Meterware:--selbst trennbar!

ENGEL-LÖTER



2 Typen:
 • 40 Watt
 • 100 Watt
 Sie Present
 Ing. Erich & Fred Engel GmbH
 Wiesbaden-Schiersteil

90 JAHRE SCHAUBEK



Briefmarkenalben

in der Bundesrepublik und Westberlin durch den Fachhandel erhältlich

Bezugsquellennachweis durch

HELIOS

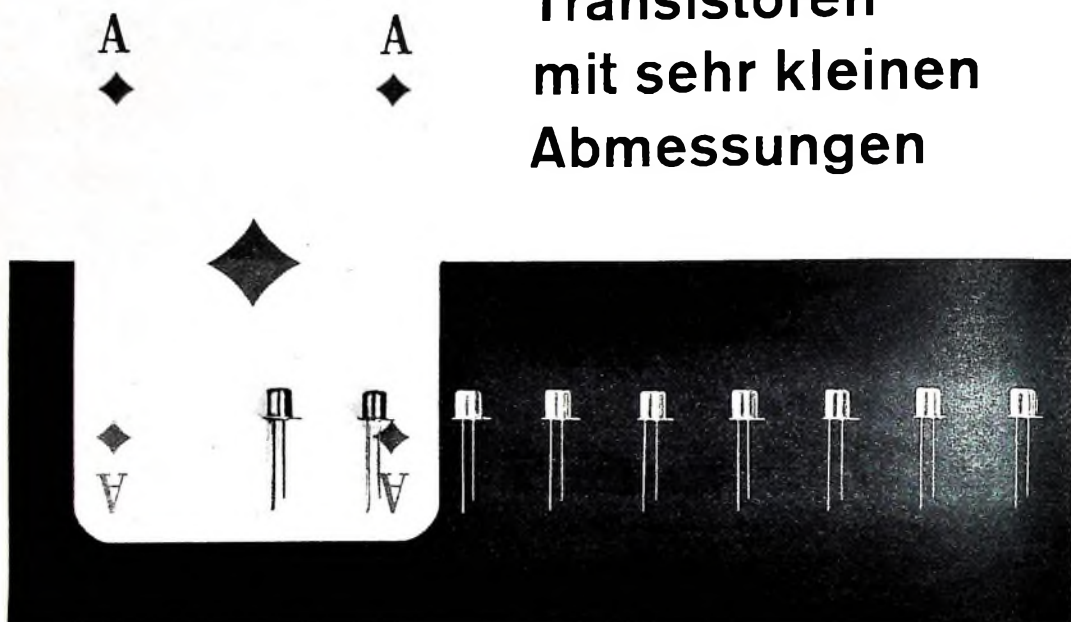
LITERATUR-VERTRIEBS-GMBH
 Berlin-Borsigwalde · Eichborndamm 141-167



Bernstein-Werkzeugfabrik
 Stehrücke KG
 Remscheid-Lennep
 Spezial-Workzeuge für Radio und Fernsehen

VALVO

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 TO18. 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 Bauelementedichte gefordert wird.



VALVO GMBH HAMBURG 1