



BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

2. NOVEMBERHEFT

22

1960

mit Elektronik-Ingenieur  
FT-Sammlung

## Verzeichnisse der Seefunkstellen und der Küstenfunkstellen

Nach einer Mitteilung des Generalsekretariats des Internationalen Fernmeldevereins in Genf werden voraussichtlich im ersten Halbjahr 1961 - nach den Bestimmungen der neuen Vollzugsordnung für den Funkdienst (Genf 1959) getrennt und dreisprachig (französisch-englisch-spanisch) - die erste Ausgabe des Verzeichnisses der Seefunkstellen (Nomenclature des stations côtières) und die erste Ausgabe des Verzeichnisses der Küstenfunkstellen (Nomenclature des stations côtières de navire) erscheinen. Diese Ausgaben ersetzen die 31. Ausgabe des Verzeichnisses der Küsten- und Seefunkstellen (Nomenclature des stations côtières et de navire). Das Verzeichnis der Küstenfunkstellen wird voraussichtlich 6,30 Schweizer Franken, das Verzeichnis der Seefunkstellen voraussichtlich 10,50 Schweizer Franken kosten.

Der Bedarf an den neuen Verzeichnissen kann bis Ende Januar 1961 bei dem „Secrétariat Général de l'Union Internationale des Télécommunications, Division des Radiocommunications, Division des Radiocommunications“ in Genf (Schweiz) angemeldet werden.

### Vorträge

25. 11. 1960, 19.00 Uhr, Berlin-Charlottenburg, Hardenbergstraße, Technische Universität, Hörsaal H 2053, Prof. Dr.-Ing. F. Winckel: Die raumakustischen Kunstgriffe des Illusionstheaters

(veranstaltet von der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft)

15. 12. 1960, 18.30 Uhr, Berlin-Charlottenburg, Masurenallee, Großer Sendesaal im Haus des Rundfunks Dipl.-Ing. G. Janus: Rundfunk-Stereophonie (Crosby-Verfahren, Loewe Opta-Verfahren, PAM-Verfahren usw.; Vorführung des PAM-Verfahrens)

(veranstaltet vom Elektrotechnischen Verein Berlin e. V.).

### UKW-Sender Brotjacklriegel

Am 17. Oktober 1960 hat auf dem Brotjacklriegel im Bayerischen Wald eine moderne UKW-Senderanlage den alten Sender im Kanal 15 (91,5 MHz) abgelöst. Die neue Anlage übernimmt seither in dem-

selben Kanal die Ausstrahlung des zweiten Hörfunkprogramms des Bayerischen Rundfunks mit einer effektiven Strahlungsleistung von 100 kW (bisher 60 kW).

### „Kleines Brevier für Geräusch-Bastler“

Unter diesem Titel gab die BASF ein vierseitiges DIN-A-5-Blatt heraus, in dem die für den Tonband-Amateur wichtigsten Nachbildungen von Geräuschen übersichtlich zusammengestellt sind.

### Traunreut - Deutschlands jüngste Industriestadt

Die oberbayerische Gemeinde Traunreut - vor zehn Jahren als Sitz eines Siemens-Hausgerätekwerkes mit der dazugehörigen Wohnsiedlung entstanden - wurde am 1. 10. 1960 zur Stadt erhoben. Das Siemens-Werk Traunreut beschäftigt heute fast 3000 Belegschaftsmitglieder. In der jungen Stadt, die von Anfang an als Industriegemeinde geplant wurde, leben heute fünfeinhalbtausend Menschen. Zum ersten Ehrenbürger der Stadt wurde der erste Leiter des Traunreuter Siemens-Werkes, das heutige Vorstandsmitglied der Siemens-Electrogeräte AG, Dipl.-Ing. Walter Mohr, ernannt. Seiner Initiative und Tatkraft hat die junge Stadt zu einem großen Teil ihr Entstehen und ihre rasche Aufwärtsentwicklung zu verdanken.

### „Paladin 591“, ein neuer Philips-Autosuper

Als Nachfolger des Empfängers „Paladin 581“ bringt die Deutsche Philips GmbH den Autosuper „Paladin 591“ heraus. Der Empfänger für die Bereiche UML ist in vielen Punkten gegenüber dem Vorgängertyp verbessert worden. Im UKW-Bereich trifft dies besonders auf die verbesserte Störunterdrückung und Empfangsempfindlichkeit zu. Bequemeres Einstellen der UKW-Sender wird durch ein breiteres Abstimm-Maximum erreicht. Die Empfangsempfindlichkeit im Mittel- und Langwellenbereich wurde gleichfalls erhöht und auch eine bessere Unterdrückung von Störungen aus dem Bordnetz erreicht. Der Empfänger ist mit 7 Niedervoltrohren, 3 Transistoren und 6 Germaniumdioden bestückt. Die Aus-

gangsleistung ist bei 7,2 V Betriebsspannung größer als 4 W. Als Empfindlichkeit werden bei 500 mW Ausgang bei UKW etwa 1 µV, bei MW etwa 5 µV und bei LW etwa 15 µV angegeben. Der „Paladin“ ist umschaltbar auf 6-V- oder 12-V-Autobatterie. Seine Reichweiten dienen gleichzeitig als Stationstasten für eine Festsendereinstellung in den betreffenden Wellenbereichen. Der Lautsprecheranschluß ist niederohmig (3 und 5 Ohm).

### Aus der Amateur-Arbeit

► Am 5. 11. 1960 trafen sich in Berlin der geschäftsführende Vorstand des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC) und der Amateurrat zur routinemäßigen Clubversammlung. Dabei wurden alle die Fragen abgeprochen, die sich im zweiten Teil des laufenden Geschäftsjahres ergaben und die im Verbandsleben eine wichtige Rolle spielen. Die Organisation der Veranstaltung lag in den Händen der Berliner Funkamateure.

► Als Besonderheit stiftete der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) kürzlich einen Preis in Plakettenform, der



ausschließlich bei Wettbewerben mit Auto-Funkstationen gewonnen werden kann. Die Bewerber müssen sich an bestimmten Veranstaltungen beteiligen, die auf Distrikts- oder Bundesebene ausgeschrieben werden. Sobald sie 24 Punkte erreicht haben, erhalten sie die sehr geschmackvoll ausgeführte Fahrzeugplakette, die sie dann an ihren Wagen schrauben können. Der Durchmesser des kreisrunden Schildes ist etwa 10 cm. Von einem weißen Mittelfeld hebt sich die blaue DARC-Raute ab. Die obere Umrandung ist rot, die untere weiß. Die Schrift erscheint in goldener Farbe. In jede Plakette wird auf ein freies, goldenes Feld das Rufzeichen des Besitzers eingraviert und schwarz ausgelegt.

► Wie der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) mittelt, haben Funkamateure wieder einmal Geschichte gemacht. Am 21. Juli 1960 gelang es den amerikanischen Amateurfunkern W1BU in Medfield, Massachusetts, und W6HB in San Carlos, Kalifornien, eine Zweifweg-Funkverbindung über Mondreflexion herzustellen. Die Großkreisentfernung betrug rund 4320 km. Wenige Tage vorher brachten KH6UK und W6NLZ im 2-m-Band eine troposphärische Einweg-Verbindung über 4087 km zustande.

## AUS DEM INHALT

2. NOVEMBERHEFT 1960

FT-Kurznachrichten .....	780
Bastler gefragt .....	783
Die Justierung von Magnetronköpfen .....	784
Große Gemeinschafts-Antennenanlage für Band IV .....	787
Hi-Fi-Mischverstärker »0460« .....	789
Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi-Wiedergabe .....	791
Günstige Entwicklung in der Fernsehwirtschaft .....	792
Persönliches .....	792
<b>FT-SAMMLUNG</b>	
Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden - Wirkungsweise und Schaltungstechnik (5) .....	793
<b>ELEKTRONIK-INGENIEUR</b>	
Servotechnische Steuer- und Regelanrichtungen .....	795
Magnetische VHF- und UHF-Nachstimmautomatik .....	802
Direktanzeigender Frequenzmesser für 10 Hz bis 100 kHz .....	804
Aus dem Ausland .....	807
Aus unserem technischen Skizzenbuch .....	808
Aus Zeitschriften und Büchern	
Kristalldioden für die Abstimmung von Empfängern .....	809

Unser Titelbild: Demonstration eines selbstgebauten, bei KV-Amateuren sehr beliebten Peilempfängers.

Aufnahme: R. Spengler, atlantic-Foto

Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Lober (Bartsch, Neubauer, Kuch, Schmal, Straube) nach Angaben der Verleger. Seiten 781, 782, 801, 803, 805, 812-814 ohne redaktionellen Teil.

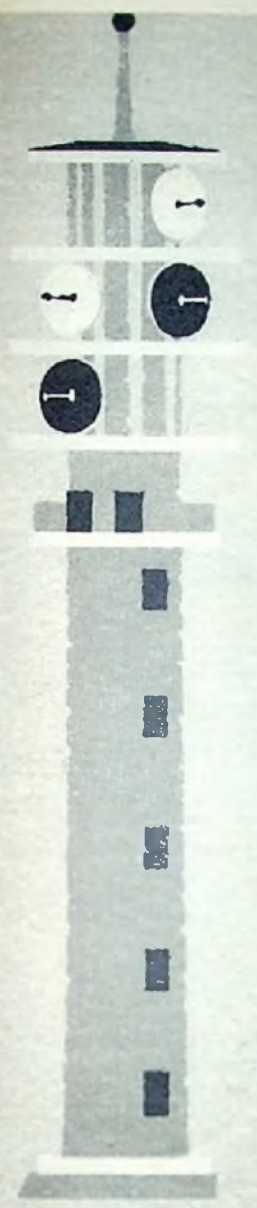
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferdienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352. Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jöncke, Berlin-Siemensstadt; Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Berlin und Kampan/Allgäu, Postfach 229. Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK Postcheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin. Druck: Eisnerdruck, Berlin SW 68.



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

Fernsehempfänger, Antenne, Schallplatte: Das waren bisher schon die Symbole, die den Gedanken der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung ausdrückten. Bei der jetzt vorliegenden „Marke“ für die nächstjährige, nach 22-jähriger Pause wieder in Berlin vom 25. 8. bis 3. 9. 1961 stattfindende Ausstellung sind diese drei Kennzeichen wiederzufinden. Der Ausstellungsort Berlin wird nachdrücklich durch das Wahrzeichen der Stadt, den Berliner Bären, und durch die bekannte Silhouette des Funkturms charakterisiert.





# Interessantes aus der **PHILIPS** Fernseh- Technik

Alles  
bereit  
für zwei  
neue  
Programme

Unsere Freunde im Fachhandel und wir als Hersteller werden in den kommenden Monaten alle Hände voll zu tun haben. Zwei neue Fernsehprogramme, so verspricht man uns, sollen künftig in den 40 Kanälen des UHF-Bereiches zwischen 470 und 790 MHz ausgestrahlt werden. Viele der neuen Fernsehempfänger werden daher sogleich mit UHF-Tuner verlangt, und einige Millionen bereits in Betrieb befindlicher Fernsehgeräte warten im Laufe der Zeit auf Umstellung.

Große Aufgaben harren ihrer Bewältigung. Philips trägt seinen Teil dazu bei. Die Schaltungstechnik der Philips Empfänger nimmt vorsorglich schon lange auf den Mehrprogrammbetrieb Rücksicht. UHF-Tuner lassen sich recht einfach in die jüngeren und älteren Jahrgänge einfügen, und Philips UHF-Converter sind in Vorbereitung, um Empfänger ohne Ansehen von Jahrgang und Fabrikat „UHF-reif“ zu machen. Die ausgefeilte Automatic der Philips Geräte gestattet das Umschalten von einem Programm zum anderen ohne lästiges Nachregeln.

Philips ist also für UHF gerüstet. Man sollte aber bedenken, daß es außer UHF in diesen Monaten noch andere Probleme gibt und daß nicht jeder Kunde sofort und auf der Stelle einen UHF-Empfänger braucht. Am 1. Januar werden den Berechnungen der Deutschen Bundespost zufolge noch immer 35% der Bevölkerung nicht im Versorgungsgebiet der UHF-Sender wohnen!



...nimm doch **PHILIPS**

## Ihr Kunde hat die Wahl

Natürlich wollen alle Ihre Kunden das 2. Programm empfangen. Aber nicht jeder braucht dazu ein Fernsehgerät mit UHF-Teil. Wer nämlich sein Gerät an eine entsprechend ergänzte Gemeinschaftsantenne anschließen kann, spart den UHF-Teil im Gerät, die eigene UHF-Antenne auf dem Dach und damit auch Geld.

Außerdem kann man das 2. Programm vorerst noch nicht überall empfangen. Also werden auch nicht alle Kunden den Mehrpreis für den UHF-Teil schon jetzt bezahlen wollen.

Die neuen Siemens-Fernsehgeräte gibt es deshalb in beiden Ausführungen – mit oder ohne UHF. Ganz gleich, wie sich Ihre Kunden entscheiden, mit Siemens-Fernsehgeräten sind Sie auf alle Wünsche vorbereitet.

Hochleistungsgerät  
der Sonderklasse FT 205  
vorbereitet für das  
2. Programm 838 DM

mit eingebautem  
UHF-Teil 958 DM



Hochleistungsgerät  
der Sonderklasse FS 205  
vorbereitet für das  
2. Programm 1018 DM

mit eingebautem  
UHF-Teil 1118 DM





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Die Lage auf dem Arbeitsmarkt

## Bastler gefragt

Die Lage auf dem Arbeitsmarkt macht den Personalchefs der Industrie seit längerer Zeit ernsthafte Sorgen. Wo sind noch Arbeitskräfte aufzutreiben, Mitarbeiter, die die Grundvoraussetzung für die geforderte Produktionsausweitung bilden und am Sitz des Unternehmens wohnen? Gründliche Recherchen bewiesen selbst den Optimisten, daß die letzten Reserven an Fachkräften erschöpft sind. Als Ausweg aus dieser Misere entdeckte man wieder die Abwerbung. Ihre weniger noblen Methoden bekommt fast jedes größere Unternehmen zu spüren, und wer sie anwendet, muß eines Tages feststellen, daß ihm mit gleicher Münze heimgezahlt wird.

Mit dieser Situation beschäftigen sich die Unternehmerverbände sehr gründlich. Schon vor Jahren setzte die Tendenz ein, neue Fabriken nur in Gebieten errichten zu lassen, in denen noch freie Arbeitskräfte verfügbar sind. Auch in unserer Branche gibt es viele Beispiele für diese Produktionsausweitung. Mittelgroße Unternehmen verfügen heute über zwei bis drei Fabriken an verschiedenen Orten, und die Großindustrie kann sogar bis zu etwa zehn Werken präsentieren, die über ein weites Gebiet verstreut sind. An die Nachteile dieser Dezentralisation hat man sich in der Zwischenzeit gewöhnt. Im übrigen schufen Rationalisierung und Neuorganisation eine geordnete Zusammenarbeit mit der Zentrale.

Aber auch dieser Dezentralisierung sind Grenzen gesetzt. Diese Erkenntnis führte in letzter Zeit zu dem Bestreben, auch Fabriken im Ausland zu errichten, wenn dort die nötigen Arbeitskräfte noch vorhanden sind. Zu den bevorzugten Ländern für deutsche Industrieunternehmen gehört unter anderem Irland. Neuerdings empfiehlt man besonders Südtirol. Das fast rein agrarische Gebirgsland verfügt über erhebliche Arbeiterreserven und bietet außerdem schätzenswerte andere Vorteile auf der Kostenseite. Die Lohnsätze liegen rund ein Drittel niedriger, die elektrische Energie ist um rund 25% billiger, und auch die Steuerlast erreicht nicht die bei uns vorhandene Höhe. Zudem erklären sich verschiedene Gemeinden bereit, für Industrieansiedlungen Baugrund zu Vorzugspreisen abzugeben.

Viele Fabrikanten wollen aber das Risiko der Auslandsansiedlung nicht eingehen und suchen nach neuen Möglichkeiten, im Inland Arbeitskräfte freizumachen. Die Stellenangebote der Tageszeitungen geben einen guten Einblick in die gegenwärtigen Bestrebungen. Noch nie waren sie so umfangreich, und die führenden Blätter bringen es zum Wochenende im Stellenanzeiger auf etwa 15 Seiten Umfang und das noch im Großformat. Eine dieser Aktionen spricht die Hausfrau an. In einem geschickt abgefaßten Appell heißt es: „Den Haushalt führen und trotzdem Geld verdienen? Dieser Wunsch vieler Hausfrauen läßt sich erfüllen. Wir haben eine Betriebsabteilung für Hausfrauen-Kurzschichten eingerichtet. Wir bieten guten Verdienst, Teilnahme an unseren Sozialleistungen und Kurzschichten von 4½ Stunden nach Wahl.“

Hier setzt man keinerlei Fachkenntnisse voraus, verspricht saubere Arbeit, leichte Beschäftigung im Sitzen und andere Annehmlichkeiten. Die Einarbeitung ist kurzfristig. Man weiß, daß im rein technischen Bereich dieser Personenkreis und sogenannte „Anlernlinge“ wenig Aussichten haben. Es müssen gewisse Kenntnisse der Feinmechanik, der Schaltungstechnik, der Feinwerktechnik usw. verlangt werden. Die Ausbildung ungeschulter, aber talentierter Kräfte wäre denkbar, würde aber zuviel Anlaufzeit in Anspruch nehmen. Was liegt da näher, als sich des

„Bastlers“ zu erinnern, also gewissermaßen des Amateurs auf dem Rundfunksektor, der sich aus Liebhaberei vielleicht schon viele Jahre mit diesem Fachgebiet vorwiegend praktisch beschäftigt hat und oft die erwünschten Vorkenntnisse mitbringt. Geboten werden eine interessante Beschäftigung in einer Versuchsfertigung und bei Eignung gute Aufstiegsmöglichkeiten.

Obwohl dieser Gedankengang nicht unbedingt als neu bezeichnet werden muß, wird der zuständige Personalchef doch auf Erfolg rechnen dürfen. Schon oft zeigte es sich, daß das Hobby schließlich zu einer Berufsaufgabe oder zum Berufswechsel führte. Der Start in die äquivalente Tätigkeit — gleiche soziale Stellung und gleicher Verdienst — ist aber oft ein großes Wagnis und nicht immer zukunftssicher. Bei der „Hausfrau“ als Mitarbeiterin wird vorwiegend die zusätzliche Verdienstmöglichkeit den Anreiz für die neue Berufstätigkeit bilden, beim „Bastler“ die Freude an der technischen Beschäftigung und die Kombination des Hobbys mit dem Beruf den Ausschlag geben.

Die Industrie ist nicht ohne Erfahrung bei der Verpflichtung von Amateuren und konnte bisher beachtliche Ergebnisse erreichen. Geschätzt sind Spezialkenntnisse, die auf ernsthafter Versuchsarbeit beruhen und nicht selten an das Niveau einschlägiger Fachkräfte heranreichen. Dem wirklich Tüchtigen steht hier ein aussichtsreicher Beruf offen. Wer Erfahrungen im Funkverkehr, vor allem auf dem Gebiet der Sendetechnik mitbringen konnte, also als Funkamateure seine Probe bestanden hat, fand zu allen Zeiten Eingang in die Spezialabteilungen der Industrie. So findet man heute frühere Funkamateure auch in guten Positionen beim Rundfunk, im technischen Dienst der Post, in Nachrichtenbetrieben aller Art und auch im kaufmännischen Bereich, wenn technische Kenntnisse verlangt werden.

Ausschlaggebend ist, daß der Amateur oder Bastler im Laufe seiner Tätigkeit gelernt hat, technisch zu denken, einen gewissen Überblick auf dem verlangten Fachgebiet gewinnen konnte und sich in seiner Arbeitstechnik anpassungsfähig zeigt. Mathematische Kenntnisse, vielleicht durch Schulbildung erworben, sind stets nützlich, wenn sie auch häufig erweitert werden müssen. Die Grundlage des beruflichen Starts bildet vielfach die praktische Tätigkeit. Wer sich hier als geschickt erweist, hat Aussicht, in gründlichen Kursen für andere Fachgebiete ausgebildet zu werden und in qualifizierteren Positionen aufzurücken.

Eng im Zusammenhang damit steht die berufliche Weiterbildung. Wenn auch zunächst nur das Wissen eines Bastlers als Voraussetzung für die technische Tätigkeit gefordert wird, darf diese Mindest-Qualifikation nicht darüber hinwegtäuschen, daß der weitere berufliche Aufstieg von der Begabung und der Ausdauer des Einzelnen abhängt. Wer in Städten mit Ausbildungsmöglichkeiten durch Abendkurse, später in Vorbereitungskursen und schließlich auf der Ingenieurschule Chancen für die berufliche Zukunft findet, sollte sie ausnutzen, wo immer sie sich bieten.

Selbst wenn die höhere Berufslaufbahn nicht erreicht werden kann, gibt es doch auf gewerblich-handwerklichem Gebiet Möglichkeiten des Aufstiegs. Auch hier sind lohnende Berufsziele, wie das spätere Ablegen der Meisterprüfung, offen. Allerdings gilt das Sprichwort „Ohne Fleiß kein Preis“, an das jeder denken sollte, der sich eine gehobene Berufstätigkeit auserkoren hat.

Werner W. Diefenbach

# Die Justierung von Magnetköpfen

Die elektroakustische Wiedergabequalität bei der Magnettonablastung hängt entscheidend von der richtigen Justierung des Kopfspaltes ab. Während bei Aufnahme und Wiedergabe auf ein und demselben Gerät im Falle eines Kombinationskopfes grundsätzlich keine Qualitätsverluste eintreten, kommt, besonders beim Austausch bespielter Tonbänder, der einheitlichen Spaltstellung der Köpfe verschiedener Geräte große Bedeutung zu. Schon geringe Winkelabweichungen des Tonkopfspaltes zwischen Aufnahme und Wiedergabe verursachen beträchtliche Verluste bei der Abtastung kleiner Wellenlängen. Aufgabe dieser Betrachtungen soll sein, quantitative Maßstäbe für die Ermittlung von Fehlwinkeln an Hand einiger Diagramme zu geben. Ferner wird ein einfaches Verfahren der Justierung ohne Zuhilfenahme von Meßgeräten behandelt, das besonders der Service-Werkstatt und den Amateuren dienlich sein dürfte.

## 1. Die Verhältnisse bei der Magnettonablastung mittels Spaltes

Bei der Berechnung des in einem Wiedergabekopf eines Magnettongerätes wirksamen Kraftflusses für die Magnetbandablastung sei gemäß Bild 1 ein Bandstück so in ein Koordinatensystem gelegt, daß die x-Achse in Längsrichtung, die y-Achse in Querrichtung des Bandes liegt. Der Kopfspalt schließe mit der Ordinate den Winkel  $\varphi$  ein. Es wird vorausgesetzt, daß das Band in x-Richtung eine Aufzeichnung enthält, die mit einem senkrecht

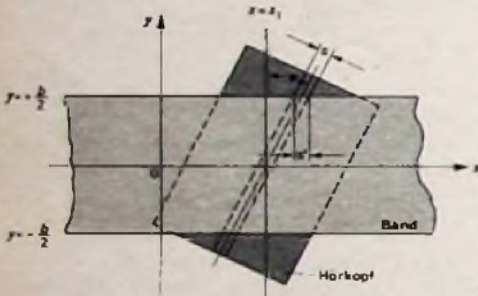


Bild 1. Schema zur Ermittlung des im Wiedergabespalt wirksamen Bandflusses nach Gl. (5)

stehenden Spalt vorgenommen wurde. Da sich jeder periodische Vorgang aus Sinusschwingungen zusammensetzen läßt, wird bei der Untersuchung als Parameter die Wellenlänge verwendet, die sich aus der Beziehung

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (1)$$

herleitet. Bei sinusförmiger Magnetisierung verläuft der Bandfluß längs der Abszisse nach Gl. (2)

$$\Phi = \Phi_0 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \quad (2)$$

entsprechend der Funktion  $\phi = \phi_0 \sin \omega t$ , wenn man  $\omega = 2\pi \frac{v}{\lambda}$  und  $t = \frac{x}{v}$  setzt.

Da jedoch eine Spaltverkantung um den Winkel  $\varphi$  angenommen wird, sind die über die Spurbreite  $b$  sich zusammensetzenden Anteile des remanenten Bandflusses für die Abtastung auch noch von  $y$  abhängig. Der gesamte im Hörkopfspalt zur Wirkung kommende magnetische Fluß berechnet sich deshalb aus den Integralen über die Spaltbreite  $s = b/\cos \varphi$  und die Spurbreite  $b$  durch jeweilige lineare Mittelwertbildung nach Gl. (3).

$$\Phi = \Phi_0 \frac{\cos \varphi}{b \cdot s'} \int_{-b/2}^{+b/2} \int_{x-s'/2}^{x+s'/2} \sin \frac{2\pi}{\lambda} (x + y \cdot \tan \varphi) dx dy \quad (3)$$

Die erste Integration liefert nach Anwendung der trigonometrischen Additionstheoreme als Faktor die Spaltfunktion

$$\left( \frac{\sin \frac{\pi \cdot s'}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot s'}{\lambda}} \right) \quad (4)$$

Bei der zweiten Integration wird nach Gl. (5) über  $y$  die Spaltverkantung erfaßt.

$$\Phi = \Phi_0 \sin \frac{2\pi \cdot x}{\lambda} \times \left( \frac{\sin \frac{\pi \cdot s'}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot s'}{\lambda}} \right) \left( \frac{\sin \frac{\pi \cdot b \cdot \tan \varphi}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot b \cdot \tan \varphi}{\lambda}} \right) \cdot \cos \varphi \quad (5)$$

Stellt man schließlich Gl. (2) und Gl. (5) gegenüber, dann ergibt sich als Dämpfungsfaktor für den schräg stehenden Spalt der Wert

$$D = \frac{\sin \frac{\pi \cdot s'}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot s'}{\lambda}} \cdot \frac{\sin \frac{\pi \cdot b \cdot \tan \varphi}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot b \cdot \tan \varphi}{\lambda}} \cdot \cos \varphi \quad (6)$$

Wie später gezeigt wird, ist der Winkel  $\varphi$ , um den es sich bei Justierproblemen dreht, sehr klein. Man kann deshalb stets  $\cos \varphi = 1$  einsetzen, zumal ohnehin aus noch zu erläuternden Gründen die Übereinstimmung mit den praktischen Verhältnissen nur bis zu einem bestimmten Genauigkeitsgrad möglich ist. Nimmt man an, daß  $\frac{\pi \cdot s'}{\lambda} \ll 1$  ist, dann kann man die eigentliche Spaltfunktion gleich 1 setzen und die Spaltschiefstellung so auffassen, als ob die Spaltbreite den Wert  $b \cdot \tan \varphi$  habe.

Im Bild 2 ist die Spaltfunktion  $S$  über  $s/\lambda$  aufgetragen. Das Nogramm erlaubt die Bestimmung des Funktionswertes von  $S$  für die Bandgeschwindigkeiten  $v = 38, 19, 9,5$  und  $4,75$  cm/s, wenn die Wiedergabespaltbreite  $s$  und die interessierende Frequenz  $f$  angegeben sind. Da der Dämpfungsfaktor für die Spaltschiefstellung ebenfalls durch eine Spaltfunktion dargestellt werden kann, wobei als Spaltbreite die über die Spurbreite projizierte Spaltkante  $b \cdot \tan \varphi$  eingesetzt wird, erlaubt Bild 2 auch die Ermittlung des Fehlwinkels  $\varphi$  bei der Spaltjustierung.

## 2. Kurven zur Bestimmung des Winkels $\varphi$

Um die Winkeldifferenz zwischen den Köpfen zweier Magnettongeräte berechnen zu können, benutzt man das Nomo-

vorgenommen wurde und aus einer Sinusschwingung der Frequenz  $f$ , besteht, dann ergibt sich beim Nachjustieren des Wiedergabekopfes im Gerät II ein Pegelgewinn, wenn dessen Spalt nicht auch senkrecht stand. Sind Frequenz, Bandgeschwindigkeit und die vom zu justierenden Wiedergabekopf erfaßte Spurbreite bekannt, dann erhält man durch Abgreifen des prozentualen Pegelunterschiedes auf der S-Koordinate über die Spaltkurve einen bestimmten Wert für  $s/\lambda$ , der die Größe  $z$  haben möge. Somit gilt dann die Gleichung

$$z = b \cdot \frac{\tan \varphi}{\lambda_1} \quad (7)$$

Aus Gl. (7) findet man dann den gesuchten Winkel  $\varphi$  nach Gl. (8) im Bogenmaß

$$\tan \varphi = \frac{z \cdot v}{b \cdot f_1} = \varphi \quad (8)$$

Der Winkel im Gradmaß wird durch Multiplikation mit dem Faktor  $180/\pi$  ermittelt. Die Näherung  $\tan \varphi \approx \varphi$  ist ohne Bedenken zulässig, da es sich bei den Betrachtungen um sehr kleine Winkel handelt, deren Größe stets unter 30 Winkelminuten liegt.

Für die von der Badischen Anilin- & Soda-Fabrik AG, Ludwigshafen, hergestellten DIN-Bezugsbänder 38, 19 und 9 sind in den Bildern 3 und 4 Kurven zur Ermittlung der Winkelstellung eines Wiedergabekopfspaltes angegeben. Während

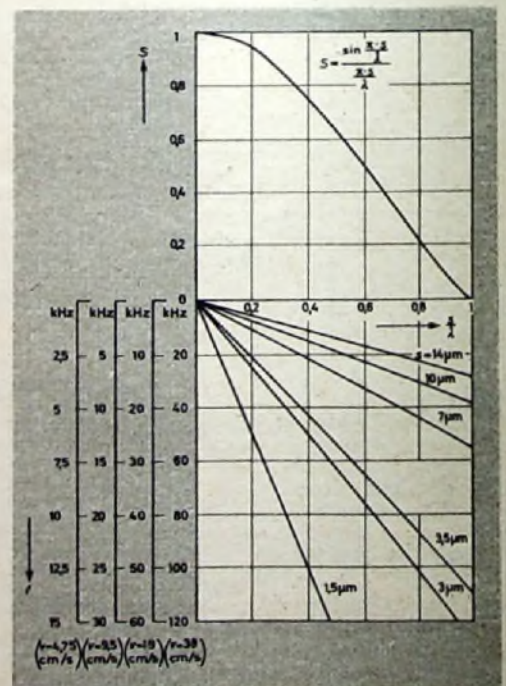


Bild 2. Zusammenhang zwischen Frequenz  $f$ , Bandgeschwindigkeit  $v$ , Spaltbreite  $s$  und Spaltfunktion  $S$

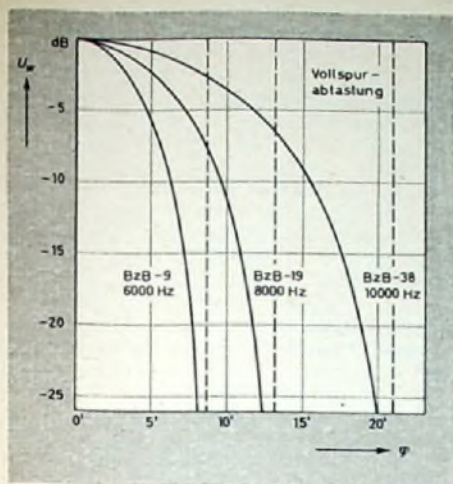


Bild 3. Abhängigkeit der Wiedergabespannung vom Fehlwinkel  $\varphi$ ; DIN-Bezugsbänder BzB-9, BzB-19, BzB-38

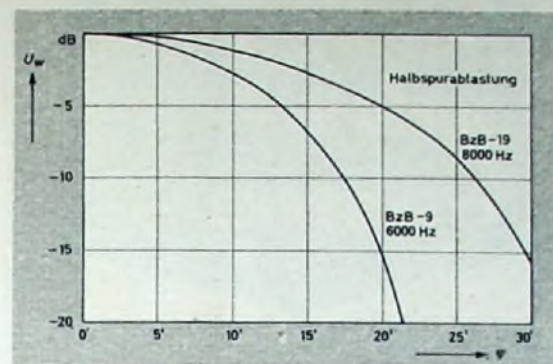


Bild 4. Abhängigkeit der Wiedergabespannung vom Fehlwinkel  $\varphi$  bei Benutzung der DIN-Bezugsbänder BzB-9, BzB-19

die Aufzeichnungen auf den Bezugsbändern mit Senkrechtspalt über Vollspur vorgenommen werden, lassen sich grundsätzlich beliebige Spurbreiten bis 6,25 mm hinsichtlich ihres Abtastwinkels untersuchen. Die Kurven zeigen die Zusammenhänge für Vollspur- und Halbspurablastung bei Benutzung der Spalteinstellteile der einzelnen DIN-Bezugsbänder. Aus den Diagrammen ist deutlich zu erkennen, daß bei Vollspur bereits kleine Fehlwinkel zu relativ großen Pegelverlusten führen, während bei Halbspur (b = 2,3 mm) gemäß Bild 4 die Verhältnisse schon weniger kritisch sind. Ferner ist zu ersehen, daß entsprechend der Spaltfunktion für den Wert  $b \cdot \tan \varphi = \lambda$  eine Nullstelle auftritt, bei der die betreffende Wellenlänge nicht mehr abgetastet wird. Dieser Effekt ist schon deshalb einleuchtend, da für diese Winkelstellung über die Spurbreite gesehen von einer Spaltkante gerade eine Wellenlänge der Aufzeichnung erfaßt wird und somit die im schräg stehenden Spalt sich nach Betrag und Richtung summierenden magnetischen Flußanteile einander aufheben.

### 3. Die Justierung der Magnetköpfe

Da jede noch so geringfügige Spaltverkantung je nach Frequenz und Spurbreite mehr oder weniger in Form eines Pegelrückganges bei der Abtastung in Erscheinung tritt, wird mit Hilfe eines Bezugsbandes die genaue Senkrechtstellung des Wiedergabekopfes durch Abgleich auf Pegelmaximum erreicht. Handelt es sich dabei um ein Gerät mit kombiniertem Aufnahme-Wiedergabekopf, dann ist damit auch für die Aufnahme die Spaltstellung richtig. Das Studiogerät, bei dem im allgemeinen für Aufnahme und Wiedergabe getrennte Köpfe Verwendung finden, verlangt noch die Einstellung des Sprechkopfes. Hier wird eine hohe Frequenz aufgezeichnet und der Aufnahmekopf auf das Pegelmaximum einjustiert, das der zuvor nach Bezugsband abgeglichene Wiedergabekopf bei der Hinterbandmessung liefert; das Abgleichkriterium heißt also Pegelmaximum. Gleichzeitig zeigt sich aber, daß bei größeren Fehlwinkeln auch starke Amplitudenschwankungen auftreten, die ihre Ursache in unvermeidbaren kleinen Laufrichtungsschwankungen des Bandes haben und sowohl von den Toleranzen der Bandführungen als auch der Genauigkeit der Bandmessungen abhängen. Dieser Effekt äußert sich auch unangenehm als Modulation der hohen Frequenzen bei Musik und Sprache, wenn eine Spaltverkantung vorliegt. Bei einem richtig justierten Abtastkopf lie-

gen die kleinen unvermeidbaren Laufrichtungsschwankungen noch im nahezu horizontalen Bereich der Funktion S, so daß keine größeren Amplitudenschwankungen entstehen. Als weiteres Abgleichkriterium gilt also neben dem Pegelmaximum das Minimum der Amplitudenschwankungen bei hohen Frequenzen.

### 4. Rauschen zur gehörmäßigen Spaltjustierung

Wird die Winkeleinstellung des Spaltes durch die Wiedergabe einer hohen Frequenz überprüft, dann ist die Verwendung eines Spannungsmessers (Röhrenvoltmeter) erforderlich, um das Pegelmaximum zu ermitteln. Besteht die Prüfaufzeichnung aus einem breiteren Spektrum von Frequenzen, das vor allem in das Gebiet der oberen Übertragungsgrenze reicht, dann läßt sich die Spaltstellung auch rein gehörmäßig auf den richtigen Wert korrigieren. Hier findet vorteilhaft das kontinuierliche Rauschspektrum Anwendung, von dem der wichtige Teil in einer Breite von etwa 2 Oktaven ausgefiltert wird (4 kHz ... 16 kHz). Eine Verkantung der Spaltrichtung äußert sich außer in Intensitätsschwankungen hauptsächlich durch eine typische Veränderung der Klangfarbe des Rauschens, wodurch ein genauer gehörmäßiger Abgleich gelingt. Das Rauschen, das bei richtiger Spaltstellung sehr hell und hart klingt, ändert seine Klangwirkung schon bei geringen Fehlwinkeln erheblich.

Bild 5 zeigt als Beispiel das Frequenzspektrum des Justierbandes der BASF bei verschiedenen Winkelabweichungen für eine Bandgeschwindigkeit von  $v = 9,5$  cm/s. Für  $\varphi = 0$  verläuft die Kurve für einen Wiedergabekopfspalt von  $3 \mu\text{m}$  und einer Höhenverzerrung von  $100 \mu\text{s}$  nach der stark ausgezogenen Kurve; der zu untersuchende Kopfspalt steht dann senkrecht. Die Form der Spektralkurve zeigt bei niedrigen Frequenzen den durch ein Hochpaßfilter gegebenen Frequenzgang; bei hohen Frequenzen oberhalb 12 kHz setzen schließlich Bandfuß- und Spaltdämpfung ein. Der genaue Verlauf der Spektralkurve ist unwesentlich, da es bei der Spaltjustierung nur auf Änderungen des abgetasteten Frequenzbandes ankommt. Je größer der Winkel  $\varphi$  wird, um so kleiner wird die Fläche des Amplitudenspektrums und damit die subjektiv empfundene Lautstärke der Wiedergabe; gleichzeitig tritt auch die oben erwähnte Klangveränderung ein. Für  $\varphi = 12'$  tritt im angegebenen Dämpfungsbereich eine Teilfläche oberhalb 12 kHz auf, die auf das Vorhandensein weiterer Maxima der Spaltfunktion für  $b \cdot \tan \varphi > \lambda$  zurückzu-

führen ist. Den Bereich jenseits der ersten Nullstelle, die durch die Spaltbreite  $s$  festgelegt wird, benutzt man kaum für eine Abtastung eines Magnetbandes, zumal dort bereits die Bandfußdämpfung sehr groß ist und das zweite Maximum nur eine Höhe von 15% des ersten erreicht. Bei der Dimensionierung der Frequenzbereiche von Magnettongeräten wird allgemein als kürzeste Wellenlänge nach Gl. (9) minimal die doppelte Wiedergabespaltbreite zugrunde gelegt, so daß sich eine Spaltdämpfung von etwa 4 dB ergibt.

$$\lambda_{\text{min}} \geq 2s \quad (9)$$

Das Justierband enthält eine Vollspuraufzeichnung eines Rauschens mit einer Bandbreite von etwa 4 kHz ... 16 kHz bei  $v = 9,5$  cm/s Abtastgeschwindigkeit. Die Aufzeichnung bei dieser Bandgeschwindigkeit trägt vor allem den Wünschen der Service-Werkstätten und der Amateure Rechnung, die meistens Heimtongeräte zu justieren haben. Aber auch bei 4,75 cm/s und 19 cm/s Bandgeschwindigkeit ist ein einwandfreies Abgleichen möglich; dabei erstrecken sich die abgegebenen Frequenzbereiche von 2 kHz bis 8 kHz beziehungsweise von 8 kHz bis zur jeweiligen oberen Frequenzgrenze des betreffenden Tonbandgerätes bei 19 cm/s. Die Beschneidung der tiefen Rauschfre-

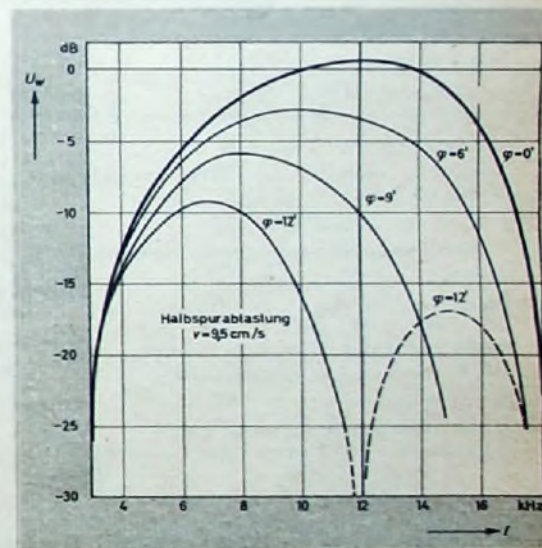


Bild 5. Frequenzgang der Wiedergabespannung  $U_w$  des Justierbandes in Abhängigkeit vom Fehlwinkel  $\varphi$

quenzen wurde bei der Aufzeichnung bewußt durchgeführt, da sie bei der Justierung den beabsichtigten Effekt teilweise überdecken und so die Einstellung auf optimale Spaltstellung erschweren.

### 5. Der Einfluß der Spaltform auf die Spaltfunktion

Bei der rechnerischen Ermittlung der Spaltfunktion wurde stillschweigend vorausgesetzt, daß der für den Wiedergabekopf wirksame Streufluß des Magnettonbandes nur im geometrischen Spaltbereich berücksichtigt werden muß und ferner dort eine Rechteckkurve angenommen werden kann. In Wirklichkeit verläuft aber die Feldkurve des Kopfspaltes nach einer Glockenkurve, die man etwa durch eine Cosinusfunktion annähern könnte. Die Glockenform würde bewirken, daß der magnetisch wirksame Spalt kleiner



# Der VI. Band soeben erschienen!

765 Seiten • 600 Bilder • 48 Tabellen  
Ganzleinen 19,50 DM

Herausgeber: Obering. Kurt Kretzer

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit der Redaktionen FUNK-TECHNIK und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Der VI. Band ergänzt und erweitert Sachgebiete der hervorragend beurteilten vorangegangenen Bände und behandelt bisher unveröffentlichte Themen über neue technische Forschungsergebnisse sowie aus der Praxis kommende neue Erkenntnisse auf dem Gebiet der Hoch- und Niederfrequenztechnik.

## DIE VERFASSER UND IHRE BEITRÄGE

Dipl.-Ing. Klaus Fischer  
Schaltalgebra

Baurat Dipl.-Ing. Hans Friedrich  
Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik

Christian Boden  
Die Pulsmodulation und ihre Anwendung  
in der Nachrichtentechnik

Direktor Rudi Mantz  
Gedruckte Schaltungen und Subminiatur-  
technik

Baurat Dipl.-Ing. Hans Friedrich und  
Dr. rer. nat. Friedrich-Karl Schröder  
Meßverfahren und Meßgeräte der  
NF-Technik und Elektroakustik

Otto Studemund  
Messungen zur Bestimmung der  
Kennwerte von Dioden und Transistoren

Ing. Herbert Flicker  
Stand der Frequenzmeßtechnik nach dem  
Überlagerungsverfahren

Dipl.-Ing. H. H. Klinger  
Radioastronomie

Dr.-Ing. Wolfgang Schmidt  
Dielektrische Erwärmung durch  
Mikrowellen

Ing. Horst Dornheim †  
Magnetverstärkertechnik

Dipl.-Ing. Anton Huber  
Analogrechner als Simulatoren

Dipl.-Ing. Ferdinand Müller  
Technik der Selbst- und Fernlenkung

Konrad Bartels  
Fernwirktechnik

Dipl.-Ing. Norbert Mayer Farbfernsehen

Das Buch ist als Nachschlagewerk und Ratgeber, als Lehrmittel  
und Arbeitsunterlage eine weitere wertvolle Informationsquelle

## Ergänzen Sie Ihre HANDBUCH-Reihe!

Der besondere Wert dieses Nachschlagewerkes liegt in seiner Vollständigkeit

Die komplette Reihe eignet sich vorzüglich als Weihnachtsgeschenk  
ebenso wie jeder einzelne Band

32seitiger Spezialprospekt mit ausführlichem  
Inhaltsverzeichnis auf Anforderung

Das HANDBUCH erhalten Sie in allen guten Buchhandlungen im Inland und Ausland sowie  
durch den Verlag

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

als der geometrische wäre, wenn man sich die Nulldurchgänge der zur Spaltmitte symmetrisch liegenden Cosinusfunktion mit den geometrischen Spaltbegrenzungen zusammenfallend denkt. Andererseits besagt aber die Glockenform, daß bereits außerhalb der Spaltbegrenzung Flußanteile im Hörkopf eine EMK erzeugen, die zur Gesamtspannung einen Beitrag liefert, und somit die wirksame Spaltbreite wieder vergrößert wird. In der Praxis kann man deshalb mit genügender Genauigkeit mit den in Gl. (5) abgeleiteten Spaltfunktionen für den Rechteckspalt arbeiten. Die Ermittlung der effektiven Spaltbreite erfolgt bei Tonköpfen meßtechnisch in der Art, daß man die erste Nullstelle der Spaltfunktion in Form eines Minimums der Wiedergabespannung bestimmt und für diese Frequenz  $f_0$  dann Gl. (10) erhält.

$$s = \lambda = \frac{v}{f_0} \quad (10)$$

Abschließend sei noch bemerkt, daß konvex oder konkav geformte Spaltbegrenzungen einen anderen Verlauf der Spaltfunktion bedingen, da man sie als eine Zusammensetzung von mehreren mehr oder weniger von der richtigen Spaltstellung abweichenden parallelgeschalteten Wiedergabeköpfen auffassen kann. Solche Köpfe reagieren weniger stark bei Schiefstellung des Spaltes, ermöglichen jedoch keine bestmögliche Abstastung der kurzen Wellenlängen.

Auch eine V-förmige Ausführung des Spaltes kann vorliegen. Man kann sich diesen Tonkopf als die Parallelschaltung einer Anzahl richtig justierter Spalte mit jedoch veränderlicher Breite über der Spur vorstellen. In diesem Falle wird vor allem bei der meßtechnischen Ermittlung der effektiven Spaltbreite keine klare Nullstelle auffindbar sein. Da jeder Wiedergabespalt in wenn auch noch so geringfügiger Art die angeführten Mängel aufweist, macht die meßtechnische Bestimmung der Spaltbreite stets gewisse Schwierigkeiten. Da ihre genaue Kenntnis aber nur für die Festlegung eines bestimmten Frequenzganges des Bandflusses (beispielsweise bei der Herstellung von Bezugsbändern mittels substitutiver Messung durch eine Einspeisespule) notwendig wird, beschränkt man sich im allgemeinen auf eine angenäherte Größenangabe.

Schließlich sei noch erwähnt, daß bei der Untersuchung von Vierspurköpfen für je zwei Spuren verschiedene Winkeleinstellungen der optimalen Justierung festgestellt werden können. Hier liegt, sofern der Aufnahmespalt des zur Prüfung herangezogenen Justierbandes eine genau geradlinig begrenzte ablaufende Spaltkante aufweist, eine gegenseitige Verkantung der Vierspurkopfspalte vor. Die Einstellung erfolgt hier am besten auf einen mittleren Wert, bei dem beide Spuren etwa gleich weit vom Optimum der Justierung entfernt sind.

Es ist selbstverständlich, daß bei den fast durchweg verwendeten Kombiköpfen für Heimtongeräte bei Aufnahme und Wiedergabe auf demselben Gerät keine Beeinträchtigung der Klangqualität infolge Schiefstellung der Spalte eintritt, da ja für Aufnahme und Wiedergabe stets dasselbe Kopfsystem verwendet wird. Jedoch können sich beim Austausch bespielter Tonbänder eventuell erhebliche Qualitätsverluste einstellen, weshalb eine einheitliche Senkrechtstellung aller Tonkopfspalte angestrebt werden sollte.



# Große Gemeinschafts-Antennenanlage für Band IV

DK 621.397.621.63: 621.396.67

Die Fernsehgeräte-Industrie zeigte in diesem Jahr auf der Industrie-Messe Hannover neben ihren Fernsehgeräten auch Dezimeteranteile und Frequenzumsetzer, die zum Empfang des zweiten Fernsehprogrammes mit älteren Geräten oder in älteren Gemeinschafts-Antennenanlagen dienen. Auf den Ausstellungsständen sollte ein echtes zweites Fernsehprogramm - kein umgesetztes Dezimeter-signal empfangen werden. Das bereitete insofern Schwierigkeiten, als im Gebiet der Stadt Hannover kein Fernsehsender für Band IV betriebsbereit war. Nach Beratungen mit der Deutschen Bundespost und dem Norddeutschen Rundfunk entschloß man sich zu folgender Lösung: Das Bundespostministerium beschaffte noch rechtzeitig einen Fernsehsender für Band IV, der zunächst für das Gebiet um Dortmund vorgesehen war und ließ ihn auf dem gerade fertiggestellten Fernsehturm in der Nähe des hannoverschen Hauptbahnhofes aufstellen. Der Norddeutsche Rundfunk hatte auf dem Messegelände ein besonderes Studio eingerichtet, von dem aus der Sender während der zehn Messetage mit einem eigenen Programm versorgt wurde. Dieses zusätzliche Programm wurde auch vom Sender Torfhaus (Harz) im Band III (Kanal 10) ausgestrahlt.

Der Sender in Hannover hatte eine Leistung von 2 kW (Bildträger) und 0,4 kW (Tonträger). Er strahlte das Messeprogramm im Kanal 21 aus. Als Sendeantenne diente eine Band-IV-Antenne mit horizontaler Polarisation, die aus zwei untereinander angebrachten 16er-Feldern bestand. Da der Sender in erster Linie die Aufgabe hatte, das Messegelände mit einem Fernsehprogramm im Band IV zu versorgen, wurde als Sendeantenne kein Rundstrahler, sondern ein Richtstrahler mit Hauptstrahlrichtung zum Messegelände verwendet.

Schon seit der Industrie-Messe 1958 besteht in Halle 11 eine Gemeinschafts-Antennenanlage für Rundfunkempfang auf Lang-, Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellen sowie für Fernsehempfang im Band III, Kanal 8 und Kanal 10. Dreißig Ausstellungsstände mit etwa 350 Rundfunk- und Fernsehgeräten sind an diese Anlage angeschlossen, die fest installiert werden konnte, da die Halle alljährlich von den gleichen Ausstellern der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie mit ihren Ständen bezogen wird.

Die Antenne wurde auf dem etwa 50 m hohen Beleuchtungshochhaus montiert, das der Halle 11 unmittelbar benachbart ist. Wäre sie auf der um etwa 30 m niedrigeren Halle selbst aufgebaut, würden Störungen durch Reflexionen an Baumaschinen, Kränen und Fahrzeugen (die in jedem Jahr an anderer Stelle des Freigeländes aufgestellt werden) unvermeidbar sein.

Nun galt es, für 20 Aussteller eine Gemeinschafts-Antennenanlage auch für den Dezimeterbereich, Kanal 21, zu errichten. Sie mußte in der Lage sein, alle Fernsehgeräte in Halle 11, die das zweite Programm empfangen sollten, mit ausreichender Energie zu versorgen. Man stand im großen und ganzen vor den gleichen

Problemen, wie sie sich bei Errichtung der ersten Gemeinschafts-Antennenanlage ergeben hatten. Hinzu kam, daß die Ausbreitungsbedingungen im Dezimeterbereich noch kritischer sind als in den Bändern I und III. Auf den Erfahrungen der Vorjahre aufbauend, montierte man

von 0,72 m und einen Gewinn von 14,5 dB gekennzeichnet; der horizontale Öffnungswinkel ist 15°, der vertikale 40°. Am unteren Ende des Standrohres wurde ein Vorverstärker montiert (Bild 2), an den die Antenne über einen Übertrager von 240 Ohm auf 60 Ohm angeschlossen ist. Der

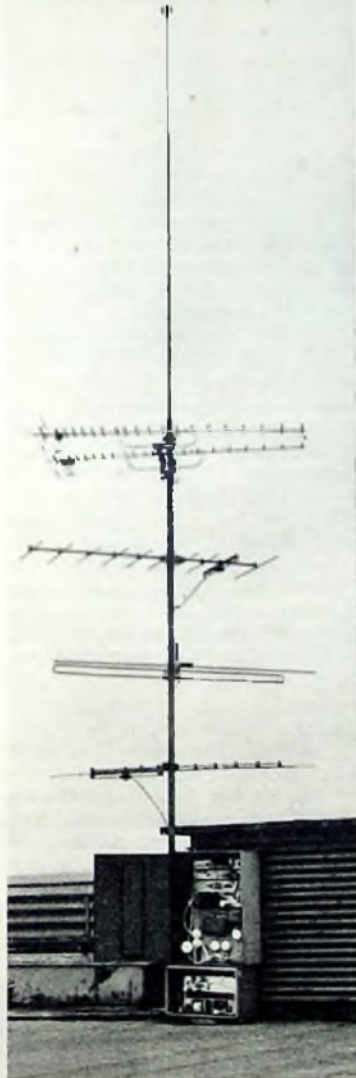


Bild 3. Der Hauptverstärkerraum der Gemeinschafts-Antennenanlage enthält außer den Hauptverstärkern und den Verteilern auch einen Meßplatz mit LMKU-Antennenprüfgerät (links) und Fernseh-Antennenprüfgerät mit UHF-Vorsatz (rechts)

an dem Standrohr der bereits vorhandenen Gemeinschaftsantenne eine  $2 \times 22$ -Elemente-Zwillingsantenne (Bild 1). Zwischen Sende- und Empfangsantenne lagen keine störenden Gebäude. Lediglich im Winkel von etwa 15° stand der über 100 m hohe Mannesmann-Turm auf dem Messegelände. Eine störende Reflexion dieses Turmes konnte jedoch durch die starke Bündelung der neuangebrachten Band-IV-Empfangsantenne vermieden werden. Diese Antenne ist durch eine Nutzhöhe

Bild 1. Empfangsantennen auf dem Beleuchtungshochhaus der Deutschen Industrie-Messe Hannover

Bild 2. Die Vorverstärker der Gemeinschafts-Antennenanlage auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover befinden sich am Fuße des Standrohres der Empfangsantennen



Vorverstärker war notwendig, da zwischen Antenne und Hauptverstärkerraum 170 m HF-Kabel (Typ 2 Y CC 2 Y 2,2/9,5) montiert werden mußten. Die Leitungsverluste betragen etwa 24 dB; sie werden durch den Vorverstärker ausgeglichen.

Im Hauptverstärkerraum (Bild 3), in dem bereits die Verstärker der bestehenden Gemeinschafts-Antennenanlage untergebracht sind, wurden nun für die Dezimeteranlage weitere vier Hauptverstär-

ker über einen Sechsfachverteiler angeschlossen. Die vier Hauptverstärker haben völlig gleiche technische Daten nach Tab. I.

Der Vorverstärker unterschied sich zunächst nicht von den Hauptverstärkern. Nachträglich wurde jedoch sein Ausgangswiderstand von 30 Ohm auf 60 Ohm geändert, um die volle Leistung den Hauptverstärkern zuzuführen.

Der Sechsfachverteiler war nach dem Richtkopplerprinzip aufgebaut und hatte die ebenfalls in Tab. I angegebenen technischen Werte.

Der Richtkoppler selbst ist ein Bauteil der Hochfrequenztechnik, das erst in neuester Zeit Anwendung in Gemeinschafts-An-

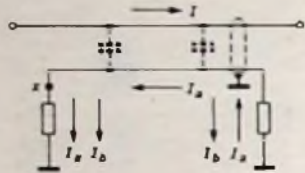


Bild 4. Zur Wirkungsweise eines Richtkopplers

tennenanlagen gefunden hat. Die Wirkungsweise sei an Hand von Bild 4 kurz erläutert.

Legt man in sehr geringem Abstand, jedoch isoliert, parallel zum Innenleiter eines 60-Ohm-Kabels eine  $1/4$ -Leitung, dann hat der Strom im durchgehenden Leiter sowohl eine kapazitive als auch eine induktive Beeinflussung der  $1/4$ -Leitung zur Folge. Ihre Länge wird nach einer mittleren Frequenz des zu übertragenden Wellenbereiches dimensioniert. Für die kapazitive Beeinflussung ergibt sich die durch Index a gekennzeichnete Wirkrichtung, für die induktive die durch Index b gekennzeichnete Wirkrichtung. Bei einer Frequenz von 600 MHz findet man eine Durchgangsdämpfung von 1,3 dB und im Punkt x, in dem die Wirkrichtungen der kapazitiven und induktiven Beeinflussung gleich sind, eine Anschlußdämpfung von 6 dB sowie eine Richtdämpfung von 20 dB.

Die Anschlußdämpfung liegt also bei hoher Richtdämpfung und geringer Durchgangsdämpfung sehr niedrig. Der besondere Vorteil dieses Systems in Gemeinschafts-Antennenanlagen liegt darin, daß Trennverstärker prinzipiell nicht erforderlich sind. Selbst ein Kurzschluß im Punkt x kann auf der durchgehenden Leitung keine Störungen verursachen.

Nach dem Richtkopplersystem waren sowohl der Sechsfachverteiler als auch alle in der Anlage benutzten Antennen-Abzweigdosen und Antennen-Steckdosen gebaut.

Der Sechsfachverteiler versorgte die vier Hauptverstärker und darüber hinaus neben einer Prüfdose eine direkte Stammleitung zum Antennenstand der Siemens & Halske AG, von der beide Gemeinschafts-Antennenanlagen entwickelt und gebaut worden waren. An die vier Hauptverstärker waren mit jeweils zwei Ausgängen je Verstärker acht Hauptstammleitungen angeschlossen, die in der Halle 11 verlegt waren. Insgesamt wurden dafür 1250 m HF-Kabel (Typ 2 YC Y 1,5/6,5) verwendet. Die Leitungen zu den einzelnen Ausstellungsständen (Bild 5) hatten eine Länge von 90 ... 265 m. An diese Leitungen wurden mit jeweils einer Antennen-Abzweigdose die Anlagen der Aussteller angeschlossen. Als Antennenkabel auf den Ständen wurde HF-Kabel SAL 410 ver-

Tab. I. Technische Daten der Hauptverstärker und des Sechsfachvertellers der Band-IV-Gemeinschafts-Antennenanlage

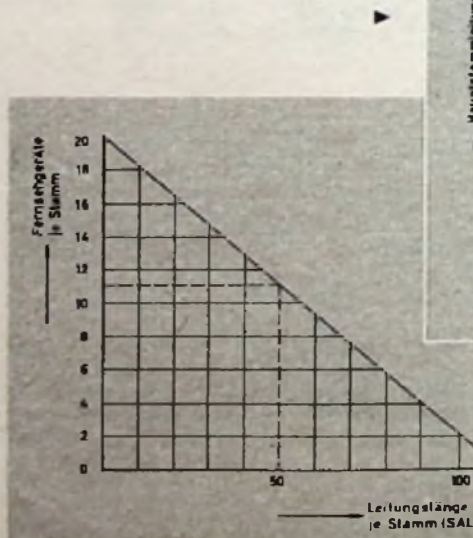
<b>Hauptverstärker</b>	
Frequenzbereich:	Kanal 21, 526 MHz bis 534 MHz
Eingang:	60 Ohm unsymmetrisch
Ausgang:	30 Ohm unsymmetrisch (2 x 60 Ohm parallel)
Leistungsverstärkung:	30 dB
Ausgangsspannung:	maximal 1 V
Rauschzahl:	10
Netzspannung:	220 V ± 10 %, 50 Hz
Leistungsaufnahme:	40 VA
<b>Sechsfachverteiler</b>	
Koppeldämpfung $a_K$ :	7 dB je Ausgang
Richtdämpfung $a_R$ :	20 dB
Gegenseitige Entkopplung zweier Ausgänge ( $a_K + a_R$ ):	etwa 27 dB

wendet. Je nach Ausdehnung des Netzes innerhalb der einzelnen Stände konnten die Fernsehgeräte nun entweder unmittelbar oder über einen weiteren Dezimeterverstärker im Fernsehband IV betrieben werden. An die Antennen-Steckdosen auf den Ständen waren die Empfänger-Anschlußschnüre für Dezimeter (Typ SAZ 7013) mit Transformation des Wellenwiderstandes von  $Z = 60$  Ohm auf  $Z = 240$  Ohm anzuschließen.

Die Planung des Teilnehmernetzes auf den einzelnen Ständen erfolgte, soweit Verstärker notwendig waren, nach dem Netzplanungsdiagramm, das im Bild 6 dargestellt ist. Man ersieht daraus, daß beispielsweise bei 50 m Leitungslänge einer Stammleitung 11 Fernsehgeräte angeschlossen werden können. Bei Einhaltung der Werte, die sich aus dem Diagramm ergeben, erhält das am ungünstigsten Anschluß gelegene Gerät noch mindestens 2 mV Antennenspannung, gemessen an 240 Ohm.

Bei der Planung der Antennenanlage wurde zunächst mit einer Antennenspannung von 1 mV an 240 Ohm gerechnet. Beim Einschalten des Fernsehsenders ergab sich jedoch an der Empfangsantenne auf dem Hochhaus eine Spannung von 50 mV an 240 Ohm. Das war darauf zurückzuführen, daß die Sendeantenne mit ihrer Richtwirkung direkt zum Messe-

Bild 5. Blockschaltbild der Gemeinschafts-Antennenanlage vom Anschluß der Hauptstammleitung aus



Tab. II. Pegelverhältnisse in der Band-IV-Gemeinschafts-Antennenanlage

Ausgangsspannung am Vorverstärker:	700 mV an 60 Ohm
Eingangsspannung an den Hauptverstärkern:	30 ... 35 mV an 60 Ohm
Ausgangsspannung an den Hauptverstärkern:	900 ... 1000 mV an 30 Ohm
Eingangsspannung der Verstärker auf den Ausstellungsständen:	≥ 2 mV an 60 Ohm
Ausgangsspannung maximal:	800 ... 1000 mV an 30 Ohm
An den am ungünstigsten gelegenen Anschlußdosen auf den Ständen wurden Antennenspannungen von 5 ... 10 mV an 240 Ohm gemessen.	

gelände strahlte. Somit war es notwendig, Dämpfungsglieder (Typ SAZ 764) vor die Verstärkereingänge zu schalten. Damit ergaben sich schließlich Pegelverhältnisse nach Tab. II.

Insgesamt waren an die neue Anlage in diesem Jahr 128 Fernsehgeräte mit Dezimeterteil oder Frequenzumsetzer zum Nachrüsten älterer Geräte angeschlossen. Die Entwicklung läßt erwarten, daß im kommenden Jahr zur Deutschen Industriemesse 1961 in Hannover bereits bedeutend mehr Fernsehgeräte mit Dezimeterteil gezeigt werden. Andererseits wird bis dahin mit ziemlicher Sicherheit ein Dezimeter-Fernsehsender höherer Leistung arbeiten, jedoch mit Rundstrahl-Charakteristik der Antenne. Damit wird die geschilderte Gemeinschafts-Antennenanlage einwandfreien Dezimeterempfang mit etwa 500 Geräten ermöglichen. Heute ist bereits bekannt, daß der Dezimetersender Hannover ebenfalls auf dem Fernmeldeturm in der Innenstadt aufgebaut werden und im Kanal 27 arbeiten soll. Es werden also lediglich die Verstärker der Gemeinschafts-Antennenanlage, die in diesem Jahr auf Kanal 21 eingestellt waren, auf Kanal 27 umzustimmen sein.

Durch die einwandfreie Funktion der Anlage ist bewiesen, daß Gemeinschafts-Antennenanlagen mit direkter Übertragung des Dezimeterbandes technisch realisierbar sind. Ob dieses Verfahren oder das der Frequenzumsetzung anzuwenden ist, wird in Zukunft jeweils durch die Frage nach der wirtschaftlichsten Lösung entschieden werden müssen.

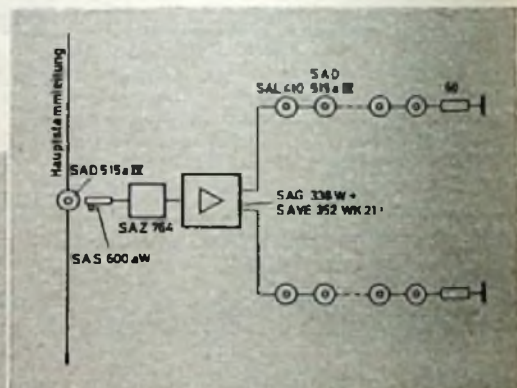


Bild 6. Netzplanungsdiagramm für die Planung des Teilnehmernetzes. Eingetragenes Beispiel: Bei 50 m Leitungslänge einer Stammleitung können an die Stammleitung 11 Fernsehgeräte angeschlossen werden

# Hi-Fi-Mischverstärker »0460«

### Technische Daten

**Eingänge:** Hoch- und niederohmiges Mikrofon (umschaltbar), Rundfunk, Tonband, Platte  
**Sprache- Musik-Schalter**  
**Frequenzgang:** 20 Hz ... 20 kHz  $\pm 2$  dB  
**Ausgangsleistung:** 10 Watt  
**Klirrfaktor:** 0,5%

Im neuzeitlichen Verstärkerbau hat sich der Mischverstärker durchsetzen können. Er hat große betriebliche Vorzüge und ist billiger aufzubauen als die Kombination verschiedener Einzelgeräte. Auch für transportablen Einsatz ist der Mischverstärker der Kombinationsanlage vorzuziehen, da er kleine Abmessungen hat, besonders wenn man moderne Miniaturbauteile verwendet. Da die Bauelemente-Hersteller über den Fachhandel alle erforderlichen Spezialteile einschließlich Gehäuse liefern können, ist der Selbstbau eines hochwertigen Mischverstärkers ohne

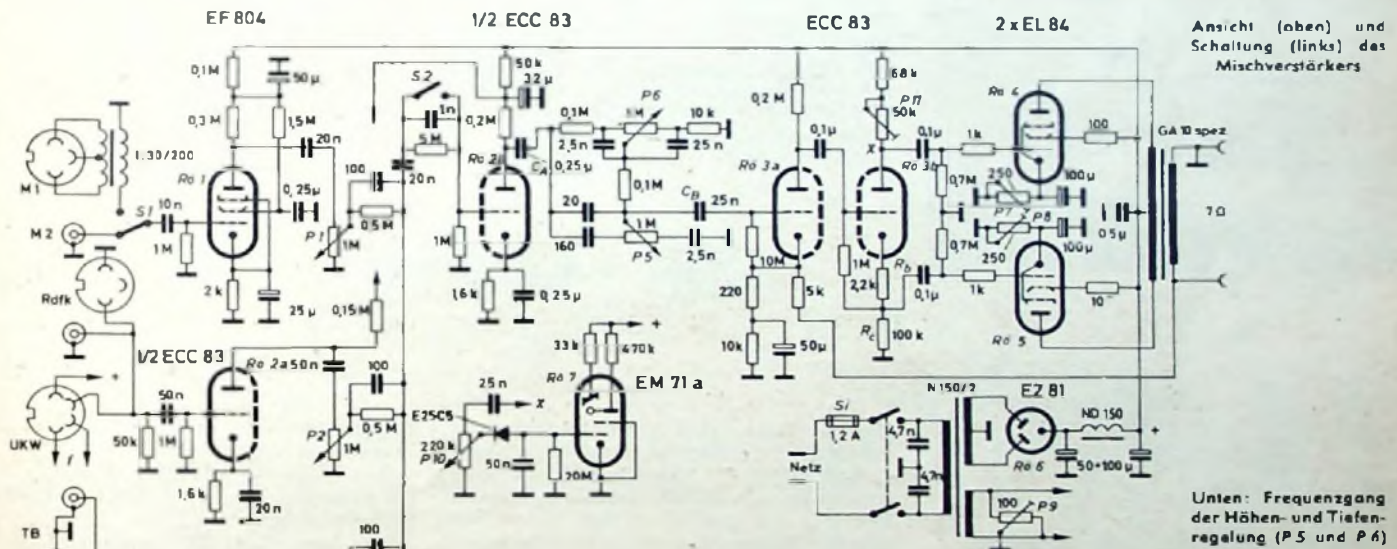
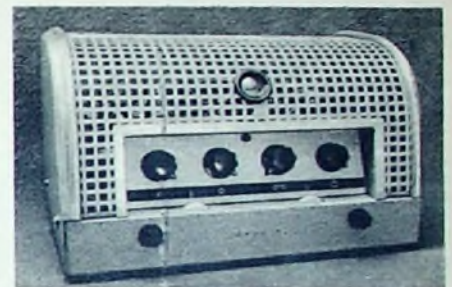
Anforderungen. Da ein Magischer Fächer eingebaut ist, läßt sich die Aussteuerung zuverlässig überwachen. Bestückt ist der Verstärker mit den Röhren EF 804, 2 x ECC 83, 2 x EL 84, EM 71a und EZ 81. Die Netzspannungen, mit denen der Verstärker betrieben werden kann, sind 110, 127, 220 und 240. Für den Anschluß eines UKW-Empfängers ist eine 4polige Steckverbindung vorhanden.

### Schaltung

Wenn man die Eingangsschaltung betrachtet, dann fällt die vielseitige Verwendbarkeit des Verstärkers auf. Die wahlweise durch S 1 umschaltbare hoch- oder niederohmige Mikrofonspannung gelangt über einen Kopplungskondensator (10 nF) zum Steuergitter der Mikrofonverstärkerröhre EF 804. Der Gitterleitwiderstand ist mit 1 M $\Omega$  bemessen. Die erforderliche Gittervorspannung wird durch das Katodenaggregat 2 k $\Omega$ , 25  $\mu$ F erzeugt. Um ein brummfrees Arbeiten dieser Stufe zu sichern, wird die Anodenspannung nochmals gesiebt (0,1 M $\Omega$ , 50  $\mu$ F). Vom Anodenkreis der Rö 1 gelangt die ver-

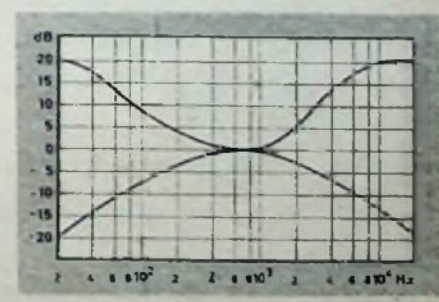
Höhen bei 10 kHz um +16...-16 dB regeln und mit dem Potentiometer P 6 die Bässe um den gleichen Betrag. Der Drehpunkt des Entzerrers ist für 800 Hz festgelegt.

Nachdem die Tonfrequenzspannung den Entzerrer durchlaufen hat, gelangt sie über C<sub>B</sub> zum Steuergitter von Rö 3a. Der Außenwiderstand dieser Röhre wurde mit 0,2 M $\Omega$  bemessen. Als nächste Röhre folgt das zweite System der ECC 83 (Rö 3b), die als Phasenumkehrer arbeitet. Es wird die Katodenschaltung angewandt, bei



Ansicht (oben) und Schaltung (links) des Mischverstärkers

Unten: Frequenzgang der Höhen- und Tiefenregelung (P 5 und P 6)



große Schwierigkeiten möglich. Ein solcher Mischverstärker kann im einfachsten Falle als Ela-Zentrale für transportablen Einsatz verwendet werden, wenn man über geeignete Lautsprecher und Mikrofone verfügt.

Der nachfolgend beschriebene Verstärker hat fünf Eingänge für hoch- und niederohmige Mikrofone, Rundfunk-Diode, Tonband sowie Tonabnehmer. Er kann daher allen interessierenden Übertragungen angepaßt werden. Höhen und Bässe sind mit einem Regelbereich von 40 dB regelbar. Der Verstärker liefert eine Ausgangsleistung von 10 W bei 0,5% Klirrfaktor und entspricht somit den heutigen

stärkte Mikrofonspannung über 20 nF zum Lautstärkereger P 1.

Das erste System der ECC 83 (Rö 2a) hat die Aufgabe, das Signal vom Dioden-Ausgang des Rundfunkempfängers zu verstärken. Für die drei vorhandenen Eingangsbuchsen (Normbuchse, Peiker-Schraubverbindung, 4polige Steckbuchse für UKW-Vorsatz) ist die Impedanz 50 k $\Omega$ . Die Lautstärkereger P 1...P 4 sind jeweils mittels RC-Glieder (100 pF, 500 k $\Omega$ ) gegeneinander entkoppelt. Über 20 nF gelangen die gemischten Tonfrequenzspannungen entweder direkt zum Gitter des zweiten Systems der ECC 83 (Rö 2b) oder erst über den Sprache-Musik-Schalter (S 2). In Stellung „offen“ werden die Frequenzen zwischen 50 und 100 Hz um -10 dB bzw. -8,5 dB abgeschwächt.

An Kondensator C<sub>A</sub> liegen die gemischten Tonfrequenzspannungen, die nun einem Entzerrer zugeführt werden. Mit dem linearen Potentiometer P 5 lassen sich infolge der frequenzabhängigen Spannungsteilung über 180 pF, 1 M $\Omega$ , 2,5 nF die

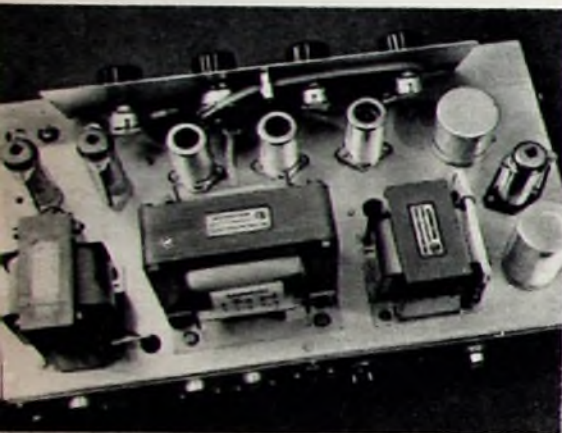
der die an R<sub>b</sub>, R<sub>c</sub> auftretende Spannung mit der Eingangsspannung phasengleich ist, während die im Anodenkreis auftretende Spannung in der Phase um 180° verschoben ist. Mit P 11 ist der Außenwiderstand dem R<sub>c</sub> genau anzugleichen.

Die Gegentak-Endstufe mit den Röhren 2 x EL 84 (Rö 4, Rö 5) arbeitet in AB-Schaltung. Vor den Steuergittern liegen HF-Schutzwiderstände von 1 k $\Omega$ . Die

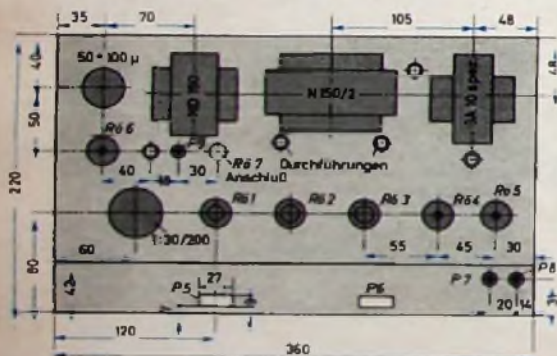
Gitterableitwiderstände sollen nicht größer als angegeben (0,7 MOhm) dimensioniert werden. Die Katodenwiderstände P 7, P 8 sind regelbar, um auf optimale Gegentaktwirkung einstellen zu können. In diesem Falle haben beide Endröhren gleiche Anodenströme. Die Katodenkondensatoren sollen im Interesse guter Baßwiedergabe nicht kleiner als 100  $\mu$ F bemessen sein. In den Schirmgitterleitungen liegen 100-Ohm-Schichtwiderstände, die aus Gründen der Stabilität der Endstufe und der Lebensdauer der Röhren vorhanden sein müssen.

Von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers „GA 10 spez.“ zweigt ein Gegenkopplungskanal über einen Widerstand von 5 kOhm ab, der die Gegenkopplungsspannung zur Verringerung des Klirrfaktors in den Katodenkreis von Rö 3a einschleust.

Zur Aussteuerungskontrolle dient die Abstimmanzeigeröhre EM 71a (Rö 7). Ihre Steuerspannung wird am Punkt x von der Anode der Phasenumkehröhre gleichspannungsfrei über 25 nF abgegriffen. Der Pegel wird mittels P 10 eingestellt und



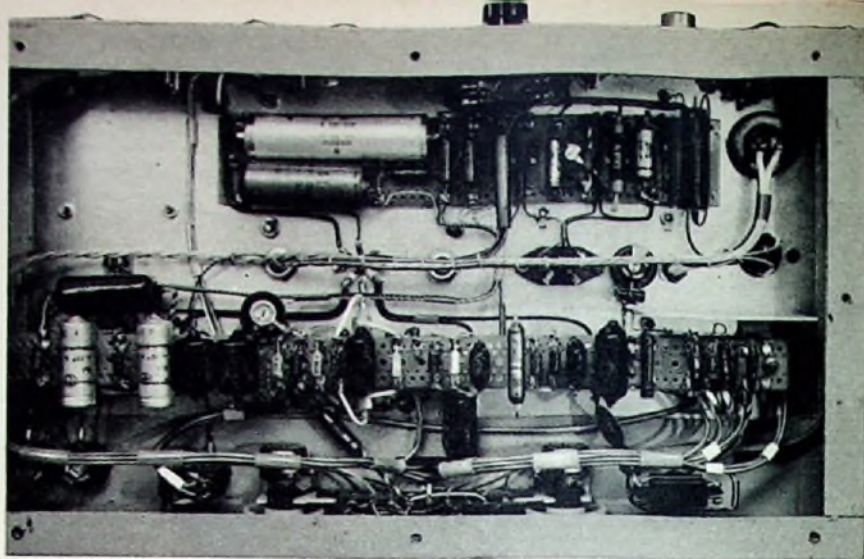
Blick auf das Chassis



Maße des Chassis und Anordnung der Einzelteile

durch den Gleichrichter E 25 C 5 gleichgerichtet; dadurch ergeben sich bei der Abstimmanzeigeröhre schärfer begrenzte Leuchtwinkel. Die Zeitkonstante ist durch 50 nF festgelegt.

Der Netzteil ist mit der Röhre EZ 81 (Rö 6) bestückt. Die Primärseite des Netztrafos „N 150/2“ wird zweipolig vom Netz getrennt. Der parallel der Heizwicklung geschaltete Entbrummer P 9 gestattet, den Brummpiegel auf Minimum zu regeln. Die Siebkette besteht aus der Netzdrossel „ND 150“ und den Elektrolytkondensatoren 50 und 100  $\mu$ F. Es sei noch darauf hingewiesen, daß der Netzschalter mit dem Potentiometer P 3 kombiniert ist.



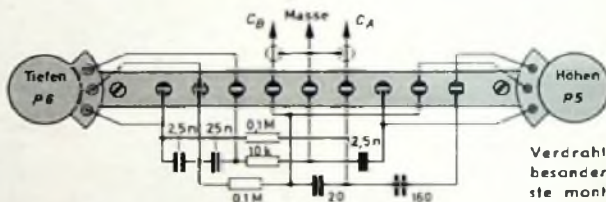
Verdrahtungsansicht des Mischverstärkers

#### Aufbau

Zum Aufbau des Mischverstärkers wurde ein handelsübliches Metallgehäuse mit perforierter Haube verwendet. Die Chassisplatte ist zwecks mechanischer Bearbeitung abschraubbar ausgeführt. Auf dem zur Frontseite des Verstärkers zeigenden Teil des Chassis wurden die Röhren des Verstärkertei (von links nach rechts entsprechend der Schaltbildfolge) angeordnet. Vor den Röhren befinden sich auf der 265 x 85 mm großen Bedienungsplatte, die mit dem Metallgehäuse geliefert wird, die Potentiometer P 1, P 2, P 3 und P 4. Durch Rändelgriffe können die unmittelbar davor auf der Montageplatte sitzenden Regler P 5 und P 6 für die Höhen- und Tiefenregelung bedient werden. Im Abstand von 45 mm davon wurden die Schalter S 1 und S 2 in die Frontplatte eingebaut.

Montageplatte eine 7polige Miniaturröhrenfassung eingebaut. Sie dient zum Anschluß der EM 71a, die innerhalb der abnehmbaren Haube angebracht ist, wie es das Foto des Verstärkers mit abgenommener Haube erkennen läßt. Diese Fassung ist ein Teil der Steckverbindung, über die Rö 7 mit dem Verstärker verbunden wird.

Besondere Sorgfalt muß beim mechanischen Aufbau des Entzerrers angewandt werden. Die gesamte Verdrahtung dieses Entzerrers ist auf einer Lötösenleiste von 100 mm Länge untergebracht, die zwischen den Potentiometern P 5 und P 6 auf der Chassisunterseite liegt. Es wurden für den Entzerrer keramische Kondensatoren verwendet. Die Widerstände haben eine Belastbarkeit von 1/10 W. Die Schaltglieder wurden möglichst dicht an den Reglern festgelötet. Bei dieser günstigen Anord-



Verdrahtung des auf einer besonderen Lötösenleiste montierten Entzerrers

Auf der Montageplatte (nur nach Abheben der Haube zugänglich) wurden die Potentiometer P 7, P 8 für die Einstellung der Anodenströme der Endpentoden angeordnet. Der Ausgangsübertrager fand hinter den Endröhren Platz; er ist so angeordnet, daß Netzbrummen, das vom danebenstehenden Netztrafo eingekoppelt werden könnte, nicht auftreten kann.

An der Rückseite des Verstärkers sind links sämtliche Buchsen für die Eingänge angeordnet. Im rechten Teil der rückwärtigen Platte befinden sich der Reihe nach die Lautsprecherbuchsen, die Netz-kabelzuführung, die Netzsicherung und die Erdungsbuchse.

Die Verdrahtung des Verstärkers muß so ausgeführt sein, daß keine Kopplungen möglich sind, die Pfeifen oder Brummen hervorrufen. Ferner dürfen keine Erdschleifen auftreten, die gleichfalls Brummen verursachen. Aus diesem Grunde muß die Verdrahtung sehr sorgfältig überlegt sein. Der größte Teil der Verdrahtung konzentriert sich auf eine Lötösenleiste, die in einem Abstand von 20 mm über den Röhrenfassungen montiert ist. Auf einer weiteren Lötösenplatte finden die Siebwiderstände und das Verdrahtungsmaterial für die Aussteuerungskontrolle Platz. Gegenüber von Rö 1 wurde unterhalb der

nung kann auf abgeschirmte Leitungen innerhalb des Entzerrers verzichtet werden. Die Lötösenleiste wurde an den Montagewinkeln der beiden Potentiometer festgeschraubt.

Das Foto der Verdrahtung zeigt, wie übersichtlich der elektrische Aufbau unterhalb des Chassis ausgeführt werden konnte. Zusammengehörige Leitungen wurden gebündelt. Das gilt vor allem für die Leitungen, die zum Netztransformator führen, ferner auch für die abgeschirmten Eingangskabel.

#### Liste der Bauteile

Netztransformator „N 150/2“	(Engel)
Netzdrossel „ND 150“	(Engel)
Hi-Fi-Gegentaktausgangsübertrager „GA 10 spez.“	(Engel)
Potentiometer	(Prah)
Anschlußbuchsen	(Pelker, Tuchel)
Röhrenfassungen	(Prah)
Drehknöpfe, Schalter	(Mentor)
Kondensatoren	(Wima, RIG)
Widerstände	(Roederstein)
Metallgehäuse „5c“	(Leistner)
Röhren: EF 804, 2 x ECC 83,	
2 x EL 84, EZ 81	(Telefunken)
Abstimmanzeigeröhre EM 71a	(Lorenz)

# Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi-Wiedergabe

DK 621.395.623.7

Seit Einführung des frequenzmodulierten UKW-Rundfunks und der Entwicklung von Phono- und Tonbandgeräten hat das Interesse an der hochwertigen Wiedergabe akustischer Darbietungen ständig zugenommen. Sorgfältig dimensionierte Verstärker erfüllen heute sowohl hinsichtlich Linearität des Frequenzganges als auch in bezug auf nichtlineare Verzerrungen sehr hohe Anforderungen. Aber auch auf dem Lautsprechergebiet wurden in den letzten Jahren entscheidende Fortschritte gemacht. Der folgende Beitrag soll einen Überblick über verschiedene neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der Hi-Fi-Lautsprechertechnik geben.

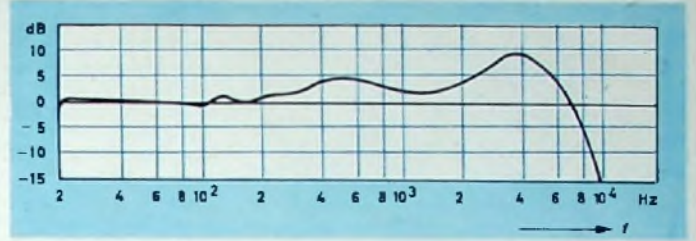


Bild 2 (links). Dynamischer Tieftonlautsprecher „36 II BX“ von Cabasse (Werkfoto W. Franz KG, Lahr). - Bild 3 (oben). Schalldruckkurve des Lautsprechers „36 II BX“

## Lautsprechersysteme

Unter den verschiedenen Arten von Lautsprechern kommt dem dynamischen Lautsprecher die größte Bedeutung zu. Sein Prinzip geht auf Riegger (1924) zurück. Bild 1 zeigt den Aufbau eines derartigen Systems. Die (im allgemeinen konische)

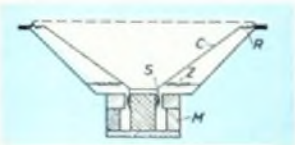


Bild 1. Aufbau eines dynamischen Lautsprechers mit Permanentmagnet

Membran C ist an ihrem Rand R leicht beweglich in einem Korb aufgehängt und trägt an ihrer Spitze die Schwingspule S, die in den kreisförmigen Luftspalt des Topfmagneten M eintaucht. Ein die Schwingspule durchfließender tonfrequenter Strom übt eine axial gerichtete Kraft auf die Membran aus, deren Bewegungen in der umgebenden Luft entsprechende Dichteschwankungen hervorrufen. Die scheibenförmige Zentrier- vorrichtung Z führt die Schwingspule in dem engen Luftspalt und liefert gleichzeitig die Rückstellkraft, die die Membran bei Unterbrechung des Stroms in ihre Ruhelage zurückbringt. Zusammen mit ihrer Masse, den Rückstellkräften der Halterung und verschiedenen Reibungswiderständen bildet die Membran ein Schwingensystem, dessen Resonanzfrequenz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{D}{M}} \quad (1)$$

von seiner Masse M und der Steife D (Federung) abhängt. Die anregende Kraft erzeugt in diesem System Schwingungen mit der Schnelle

$$v = \frac{K}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot M - D/\omega)^2}} \quad (2)$$

Darin ist R der Reibungs- oder Verlustwiderstand innerhalb des schwingenden Systems und die Schnelle  $v = a \cdot \omega$  das Produkt aus antreibender Frequenz  $\omega$  und Amplitude a. Für den Fall aperiodischer Dämpfung ergeben sich für Frequenzen oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz folgende Näherungen:

$$v = \frac{K}{\omega \cdot M} \quad \text{für } \omega > \omega_0 \quad (3)$$

$$v = \frac{K \cdot \omega}{D} \quad \text{für } \omega < \omega_0 \quad (4)$$

Die abgestrahlte akustische Leistung N ist dem Quadrat der Schnelle v und dem Strahlungswiderstand  $Z_s$  (Wirkanteil der akustischen Belastung auf die schwingende Membran) proportional

$$N = \frac{1}{2} Z_s \cdot v^2 \quad (5)$$

Für eine ebene Kolbenmembran in einer Schallwand kann man den Strahlungswiderstand nach der Näherungsformel

$$Z_s = \frac{2 \pi \cdot \rho}{c} r^2 \cdot \omega^2 \quad (6)$$

berechnen, wenn die Wellenlänge des Schalls groß gegen den Durchmesser  $2r$  der Membran ist ( $\rho$  ist die Dichte der Luft und c die Schallgeschwindigkeit in Luft). Führt man in Gl. (5) für die Größen v und  $Z_s$  die Gleichungen (3), (4) und (6) ein, so erhält man für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz

$$N = \frac{\pi \cdot \rho}{c} r^4 \frac{K^2}{M^2} \omega^2 \quad (7)$$

Unterhalb der Resonanzfrequenz gilt entsprechend

$$N = \frac{\pi \cdot \rho}{c} r^4 \frac{K^2}{D^2} \omega^4 \quad (8)$$

Oberhalb der Resonanzfrequenz ist die abgestrahlte Leistung frequenzunabhängig, unterhalb der Resonanzfrequenz nimmt sie nach Gl. (8) mit  $\omega^4$  ab. Unterhalb der Resonanzfrequenz wird also praktisch keine Schalleistung mehr erzeugt. Ein Lautsprecher, der tiefe Töne wiedergeben soll, muß daher eine möglichst niedrige Resonanzfrequenz haben.

Bei tiefen Frequenzen nimmt nach Gl. (6) der Strahlungswiderstand mit  $\omega^2$  ab. Um eine konstante Schalleistung zu erreichen, muß daher die Schnelle v mit  $1/\omega$  zunehmen. Da aber  $v = a \cdot \omega$  ist, müßte die Amplitude der Membranschwingung mit  $1/\omega^2$  größer werden. Die Auslenkung der Lautsprechermembran darf jedoch nicht so groß werden, daß die Schwingspule den Bereich des homogenen Magnetfeldes verläßt. In diesem Fall wird die auf die Schwingspule wirkende ponderometrische Kraft inkonstant, so daß nichtlineare Verzerrungen bei der Schallwiedergabe auftreten. Besonders große Amplituden treten in der Nähe der Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems auf. Um den Klirrfaktor klein zu halten, rüstet man dynamische Tiefton-Lautsprecher mit langen Schwingspulen aus, die auch bei großen Amplituden im Bereich des homogenen Magnetfeldes bleiben.

Als Beispiel für einen hochwertigen dynamischen Tiefton-Lautsprecher zeigt Bild 2 den Typ „36 II BX“ von Cabasse. Dieses System hat einen besonders kräftigen Magneten von 16 000 Gauß sowie eine Schwingspule aus Aluminiumdraht, der erheblich leichter als entsprechender Cu-Draht ist. Durch die Bemessung der Schwingspule und wegen der hohen Feldstärke im Luftspalt ergibt sich eine starke Gegeninduktion und damit eine hohe Dämpfung des schwingenden Systems durch den niederohmigen Verstärkerausgang. Die Lautsprechermembran hat eine Randeinspannung aus Schaumgummi und eine besonders geschmeidige Gewebestruktur. Die Eigenfrequenz dieses Lautsprechers liegt bei 16 Hz, so daß bei Einbau in ein geeignetes Gehäuse (Box) sehr tiefe Frequenzen wiedergegeben werden können. Das System ist bis 30 W belastbar und liefert eine außergewöhnlich geradlinige Schalldruckkurve im Tiefton-Bereich (Bild 3).

Ein anderes Problem tritt auf, wenn mit einem Lautsprecher außer tiefen Frequenzen gleichzeitig auch noch mittlere und hohe Frequenzen wiedergegeben werden sollen. Dafür wurden Doppelkonus-Lautsprecher entwickelt, bei denen vor der großen Membran eine kleinere zur Abstrahlung der hohen Frequenzen angebracht ist, die miteinander an der Spitze fest verbunden sind. Eine Ausführung eines solchen Doppelkonus-Lautsprechers



Bild 4. Doppelkonus-Lautsprecher „Axiom 350“ (Goodman)

stellt der Typ „Axiom 350“ von Goodman dar (Bild 4), der bei einer Nennbelastung von 25 W den Frequenzbereich von etwa 40 ... 18 000 Hz wiedergibt.

Bei einer anderen coaxialen Kombination von Tiefton- und Hochton-Membran werden getrennte Schwingspulen verwendet. Die mechanische Entkopplung und der getrennte Antrieb beider Schwingsysteme ermöglichen es, jedes System über eine elektrische Weiche zu versorgen und da-

durch einen Ausgleich in der Wiedergabe des gesamten Frequenzbereiches zu erreichen. Als Beispiel für einen derartigen Breitband-Lautsprecher zeigt Bild 5 das Schnittbild des Lautsprechers „Orchester“ von Isophon. Es ist wichtig, daß die Schall-

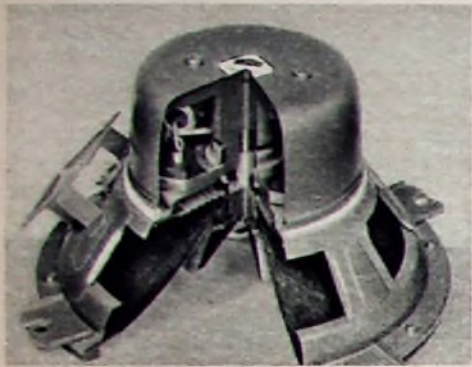


Bild 5. Schnittmodell des Breitband-Lautsprechers „Orchester“ von Isophon

drücke der beiden Membranen aufeinander abgeglichen sind, um einen gleichmäßigen Schalldruckverlauf im gesamten wiederzuegebenden Frequenzbereich zu erhalten. Wegen seiner Vorzüge wird dieser Lautsprecher oft als Abhörlautsprecher in Studios und hochwertigen Hi-Fi-Heimanlagen verwendet.

Eine besondere Ausführung des dynamischen Lautsprechers ist der Druckkammer-Lautsprecher, dessen Arbeitsweise Bild 6 veranschaulicht. Die von der Schwingspule angetriebene Membran mit der Fläche  $F$  verschiebt in einem Druckraum die Luftmenge  $F \cdot a$ . Diese Luftmenge wird an-

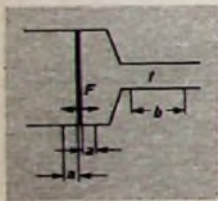


Bild 6. Prinzip eines Druckkammersystems

schließend durch eine schmale Öffnung mit dem Querschnitt  $f$  gepreßt und darin das Luftvolumen  $f \cdot b$  verschoben. Hierbei erhöht sich die Strömungsgeschwindigkeit der Luftteilchen in der schmalen Öffnung (Geschwindigkeitstransformation). Dadurch tritt gegenüber der Antriebsmembran ein entsprechend erhöhter Strahlungswiderstand auf, so daß auch der akustische Wirkungsgrad steigt. Zur Anpassung der kleinen Schallaustrittsöffnung an die umgebende Luft dient ein Trichter, dessen Querschnitt sich nach einem Exponentialgesetz vergrößert. Für die Wiedergabe tiefer Frequenzen sind die Abmessungen eines derartigen Exponentialhorns jedoch zu groß, um es in einem Wohnraum anordnen zu können. Daher werden Druckkammer-Lautsprecher in Heimanlagen ausschließlich zur Wiedergabe mittlerer und hoher Frequenzen (oberhalb etwa 800 Hz) verwendet. Zweckmäßig sind Druckkammer-Lautsprecher mit Faltrichter, der bei gleich langem Schallweg nur halb so lang wie ein gestrecktes Exponentialhorn ist (Bild 7). Wegen der klei-

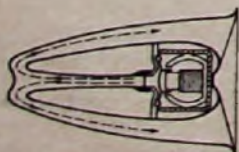


Bild 7. Druckkammer-Lautsprechersystem mit Faltrichter

nen, massearmen und stark gedämpft schwingenden Membran können Ein- und Ausschwingverzerrungen bei Druckkammer-Lautsprechern praktisch nicht auftreten, so daß sich - neben hohem Wirkungsgrad - bei geeignetem Aufbau eine sehr naturgetreue Wiedergabe erreichen läßt.

Bild 8 zeigt das Mittel-Hochton-Einbauelement „6/2-10“ von Isophon, das ein Druckkammer-Lautsprechersystem mit Faltrichter zur Wiedergabe mittlerer Frequenzen (1000 ... 10 000 Hz) sowie zwei kleine dynamische Hochton-Systeme für Frequenzen bis etwa 16 000 Hz enthält. Im Gegensatz zum älteren Modell ist dieser neue Mittel-Hochton-Breitstrahler mit einem schalltoten Faltrichter für das Druckkammer-System ausgestattet. Die Schalldrücke der einzelnen Systeme, die

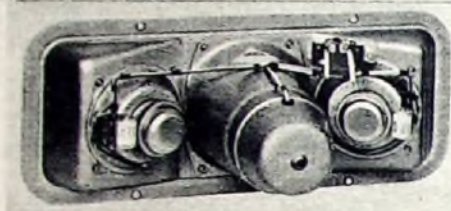


Bild 8. Druckkammer-Mittel-Hochton-Breitstrahler „6/2-10“ von Isophon

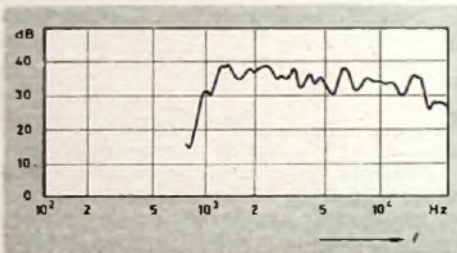


Bild 9. Schalldruckverlauf des Druckkammer-Mittel-Hochton-Breitstrahlers „6/2-10“

einen breiten Sektor bestrahlen, sind aufeinander abgestimmt. Der Schalldruckverlauf ist im Bild 9 dargestellt. Zusammen mit einem geeigneten Tiefton-Lautsprecher liefert diese Kombination bei verhältnismäßig geringem Aufwand ein sehr ansprechendes Klangbild.

Es gibt auch Kombinationen zwischen dynamischen Doppelkonus-Lautsprechern und axial angeordneten Druckkammer-Systemen. Als Beispiel dafür zeigt Bild 10 den Typ „Triaxiom 615“ von Goodman.



Bild 10. Dreifach-Lautsprechersystem „Triaxiom 615“ von Goodman

Das Doppelkonus-System überträgt den Frequenzbereich von etwa 35 ... 5000 Hz, das Druckkammer-System die höheren Frequenzen bis etwa 18 000 Hz. Die Übergangsfrequenz von 5000 Hz wird durch ein eingebautes elektrisches Filter mit 12 dB Dämpfung je Oktave bewirkt. Zur individuellen Einstellung des Höhenanteiles dient ein Dämpfungsregler.

(Wird fortgesetzt)

## Günstige Entwicklung in der Fernsehwirtschaft

Die Zahl der Anmeldungen von Fernsehteilnehmern lag in den ersten neun Monaten dieses Jahres um 10% höher als in der Vergleichszeit des Vorjahres. Mit einer Registrierung von mehr als 100 000 neuen Geräten im September stieg die Gesamtzahl auf 4 268 008 und dürfte sich bis Ende des Jahres noch um etwa eine halbe Million erhöhen. Der 5000 000. Teilnehmer wird Ende Januar/Anfang Februar 1961 erwartet.

Die Produktion von Fernsehgeräten für das Inland und für den Export belief sich in den ersten acht Monaten dieses Jahres auf 1,3 Millionen Stück und wird bis Ende 1960 die 2-Millionen-Grenze knapp überschreiten. Rund 500 000 Fernsehgeräte wird der Export aufnehmen, so daß im Jahre 1960 etwa 1,5 ... 1,6 Millionen Empfänger dem Inlandsmarkt zur Verfügung stehen, nur wenig mehr als 1959.

Das Angebot der Fernsehgeräte-Industrie enthält vier Bildgrößen, und zwar 43, 53, 59 und 61 cm, und damit entsprechende Preisgruppen, die je nach Ausstattung weitere Unterteilungen aufweisen. Das Preisniveau liegt etwa 8% unter dem des Vorjahres. Die Geräte werden mit oder ohne UHF-Tuner geliefert. Die Differenzierung ist schon aus dem Grunde notwendig, weil 35% der Bevölkerung nicht im Empfangsbereich der UHF-Sender (zweites und drittes Programm) wohnen und weil Geräte, die an eine für UHF-Empfang eingerichtete Gemeinschaftsantenne angeschlossen werden, ohne UHF-Tuner das in der Gemeinschaftsantennenanlage auf die Frequenz eines Kanals im Band I oder III umgesetzte Bereich-IV-Programm empfangen.

Nicht zu bestreiten ist die Tatsache, daß die täglichen Meldungen über das zweite oder gar dritte Programm eine gewisse Verwirrung angerichtet haben. Die Industrie hat deshalb Aufklärungsaktionen anlaufen lassen. In Wort und Bild wird dabei auf die technischen Gegebenheiten beim UHF-Empfang und auf die Zukunftssicherheit der modernen Fernsehempfänger hingewiesen. So stariete beispielsweise die Deutsche Philips GmbH entsprechende Großanzeigen in vielen Tageszeitungen. Als Gemeinschaftsarbeiter der Industrie wurde unter anderem von der Gesellschaft zur Förderung von Rundfunk und Fernsehen e. V. ein Fallblatt „Ein Fernsehgerät für mehrere Programme“ in hoher Auflage verteilt. Dieses Merkblatt sagt den Fernsehteilnehmern kurz, was bezüglich des Empfanges von UHF-Sendungen zu tun ist, und zwar: „Wenn Sie jetzt ein Fernsehgerät kaufen“; „Wenn Sie ein Fernsehgerät besitzen, das nach dem 1. Mai 1958 gebaut wurde“; „Wenn Sie ein Fernsehgerät besitzen, das vor dem 1. Mai 1958 gebaut wurde“; „Wenn Sie in Antennen-Gemeinschaft empfangen“.

## PERSÖNLICHES

### W. Dahm †

Am 23. 10. 1960 verstarb im 59. Lebensjahr an den Folgen eines Herzinfarkts Ingenieur Walter Dahm. Alleinhaber der Berliner Firma Roka Roben Kani. Seiner unermüdeten Schaffenskraft war es zu verdanken, daß der bereits seit 1901 bestehende Betrieb wieder seine Bedeutung erlangte.

### Auszeichnung für H. Mandt

Dem Vorsitzenden der beiden Aufsichtsräte der Albingia-Versicherungsgesellschaften, Dr. jur. Harold Mandt, wurde das Große Verdienstkreuz mit Stern des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen. Dr. Mandt, seit 1954 Vorsitzender des Aufsichtsrates der Deutschen Philips GmbH, erhielt diese Auszeichnung in Würdigung seiner Verdienste um den Wiederaufbau der versicherungswirtschaftlichen Organisationen.

### H. Förster 60 Jahre

Der Geschäftsführer der Glasfabrik Weisswasser GmbH (Hamburg und Aachen), Dr. Heinz Förster, wurde am 25. Oktober 60 Jahre. Der gebürtige Berliner begann nach seiner Promotion im Jahre 1923 seinen Berufsweg bei den Siemens-Schuckertwerken und wurde 1938 in den Vorstand einer Thüringer Porzellanfabrik berufen. Im Jahre 1951 kam Dr. Förster zu den deutschen Philips-Unternehmen. Dort war er zunächst als Geschäftsführer der Elektra Spezial GmbH tätig, bis er 1958 zur Glasfabrik Weisswasser GmbH überwechselte. Die Lampen-Kolben aller Art sowie Fernseh-Bildröhrenkolben herstellt und bei der er sich vornehmlich Vertriebsfragen widmet.

nungsstoß beim Einschalten während der Sperrhalbwelle (etwa 65...70 V) liegt unterhalb der Belastbarkeitsgrenze der Diode.

#### 4.2 Doppelweg- oder Zweiweggleichrichter

Die übliche Schaltung zur Stromversorgung von Geräten kleiner Leistung ist die Doppelweg-Gleichrichterschaltung (Bild 62). Beide Hälften der Sekundärwicklung des Transformators arbeiten hier wechselweise, so daß also

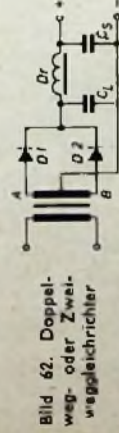


Bild 62. Doppelweg- oder Zweiweggleichrichter

beide Halbperioden der Wechselspannung ausgenutzt werden. Da beim Doppelweggleichrichter die Frequenz der Brummspannung gleich der doppelten Netzfrequenz (beziehungweise bei Zerrückerschaltungen gleich der doppelten Oszillatorfrequenz) ist, ergibt sich bei gleicher Dimensionierung der Siebkette eine geringere Höhe der Brummspannung als beim Einweggleichrichter. Der Transformator muß hier aber eine Sekundärspannung liefern, die etwa gleich der doppelten gleichgerichteten Spannung ist.

Eine Doppelweg-Ladeschaltung für kleine Sammler, die einen Ladestrom von 14...15 mA liefert, zeigt Bild 63. Wie im Bild 61 werden

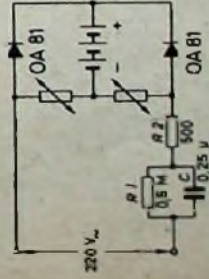


Bild 63. Ladeschaltung mit Doppelweggleichrichter

auch hier VDR-Widerstände zur Strombegrenzung verwendet. In dieser Schaltung können übrigens je eine Diode und ein VDR-Widerstand miteinander vertauscht werden.

#### 4.3 Gleichrichter-Brückenschaltung (Graetzschaltung)

Die Brückenschaltung (Bild 64) wird im allgemeinen nur mit Halbleiter-Gleichrichtern und nicht mit Röhren aufgebaut. Wenn man nämlich dabei Röhren verwenden wollte, so brauchte man drei getrennte Heizspannungswicklungen, und zwar eine für die Dioden D1 und D2, die zweite für D3 und die dritte für D4.

Die Wirkungsweise der Brückenschaltung läßt sich folgendermaßen erklären: Wenn der

Punkt A der Transformator-Sekundärwicklung positiv gegenüber dem Punkt B ist, so fließt der Strom vom Punkt A durch den Gleichrichter D1, die Drossel Dr, den Belastungswiderstand R sowie den Gleichrichter D3 und kehrt zum Punkt B der Sekundärwicklung zurück. In der nächsten Halbperiode fließt der Strom vom Punkt B durch D2 und Dr sowie in gleicher Richtung wie vorher durch den Belastungswiderstand R und dann über D4 zum Punkt A zurück. Auf diese Weise werden beide Halbperioden ausgenutzt, und die Frequenz der Brummspannung ist doppelt so hoch wie die der Eingangsspannung.

Der Vorteil dieser Schaltungsart gegenüber dem Doppelweggleichrichter ist die Herabsetzung der Transformator-Sekundärspannung auf fast den halben Wert bei gleicher Höhe der

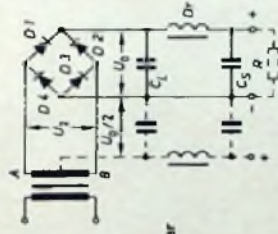


Bild 64. Brücken- oder Graetzschaltung

Gleichspannung. Außerdem sind die Transformatorabmessungen kleiner. Man darf allerdings bei der Brückenschaltung den Gleichspannungsausgang nicht an Masse legen, wenn die Sekundärwicklung nicht massiefrei ist. Bringt man in der Mitte der Sekundärwicklung des Transformators eine Anzapfung an, so kann man gleichzeitig mit der Gleichspannung  $U_0$  auch die Gleichspannung  $U_0/2$  erhalten. Die zugehörige Siebkette ist im Bild 64 gestrichelt gezeichnet.  $U_0/2$  wird durch den Doppelweggleichrichter erzeugt, der aus den Dioden D3 und D4 besteht. In allen Schaltungen stellt  $C_L$  den Lade- und  $C_S$  den Siebkondensator dar.

#### 4.4 Mehrphasen-Gleichrichterschaltungen

In der Starkstromtechnik verwendet man häufig Mehrphasen-Gleichrichterschaltungen, die den Vorteil sehr geringer Welligkeit der erzeugten Gleichspannungen haben. Bild 65 zeigt eine übliche Dreiphasen-, Bild 67 eine Sechsphasenschaltung mit drei beziehungsweise sechs Gleichrichterelementen. Die zugehörigen Gleichstromkurven sind in den Bildern 66 und 68 dargestellt. Man erkennt, daß beispielsweise die Gleichspannung eines Sechsphasen-

fortsatz S. 799



# Halbleiter-Dioden

## Wirkungsweise und Schaltungstechnik

Man kann damit rechnen, daß eine Siliziumzelle mit  $1 \text{ cm}^2$  Oberfläche im freien Raum etwa  $10 \text{ mW}$  liefert. Um eine Leistung von rund  $30 \text{ W}$  zu erzeugen (zur Aufladung der Batterien, da Sender und sonstige Instrumente interferierend arbeiten), sind also  $3000 \text{ cm}^2$  Gesamtoberfläche erforderlich. Die einzelnen Zellen — insgesamt  $8800$  — sind in Streifen zu  $10$  Stück montiert; zehn derartige Streifen bilden ein Modul mit rund  $90 \text{ g}$  Gewicht. Auf einer Schaufelseite sitzen  $11$  Moduln, also  $1100$  Einzelzellen. Da die Schaufeln auf beiden Seiten mit Zellen besetzt sind, trägt jede Schaufel  $2200$  Zellen, jeweils zwei Schaufeln sind paarig angeordnet und stehen im Winkel von  $22,5^\circ$  zum Äquator des Satelliten. Die einzelnen Streifen mit Zellen sind gegeneinander durch Dioden gesperrt, weil ihr Widerstand ohne Beleuchtung (im Schatten) gegen die Stromrichtung sehr klein ist.

Die  $8800$  Zellen liefern einen Strom von  $1,6 \text{ A}$ . Bei einer Spannung von  $18,5 \text{ V}$  ergibt das angedehnte die geforderte Leistung von  $30 \text{ W}$ .  $0,85 \text{ A}$  werden für den Betrieb der Instrumente und  $0,75 \text{ A}$  für die kontinuierliche Ladung der eingebauten vierzehn Nickelcadmium-Batterien gebraucht.

Eine völlig neue Anwendung von Potentiometern stellt das „krachfreie“ Potentiometer dar. Normale Potentiometer zeigen — besonders nach längerem Betrieb — eine Unkontinuität im Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Schleiferstellung. Das führt zu Kracherscheinungen während der Bewegung des Schleifers. Schaltet man einen Festwiderstand mit einem Photowiderstand in Reihe (Bild 53), so kann man durch Verändern des Lichtstromes, der auf den Photowiderstand fällt, dessen Widerstand und damit die Ausgangsspannung ändern. Der Lichtstrom läßt sich durch Ändern des Stromes des Lämpchens regeln. Wegen der Trägheit der Glühlampe ergeben sich aus möglichen sprunghaften Änderungen des Heizstromes keine Kracherscheinungen.

Praktisch schaltet man einen Cadmiumsulfid-Widerstand (mit einem Dunkelwiderstand von etwa  $10 \text{ MOhm}$ ) mit einem Festwiderstand von

$2 \text{ MOhm}$  in Reihe. Im unbeleuchteten Zustand ist dann die Ausgangsspannung  $1/10$  der Eingangsspannung. Bei einer Beleuchtungsstärke von  $10000 \text{ lx}$  vermindert sich der Widerstand der Zelle auf etwa  $200 \text{ Ohm}$ , und die Ausgangsspannung ist dann nur noch  $1/10000$  der Eingangsspannung. Die Ausgangsspannung kann also etwa im Verhältnis  $1:10000$  variiert werden, während der Gesamtwiderstand des Potentiometers nicht unter  $2 \text{ MOhm}$  sinken kann. Zur Vermeidung von Störungen durch einfallendes Fremdlicht bringt man zweckmäßigerweise Photowiderstand und Lämpchen in einem lichtdichten Gehäuse unter. Durch die Entwicklung von Cadmiumsulfid-Photowiderständen mit mehr als zwei Elektroden wurde es möglich, einen lichtelektrischen Lautstärkeregler mit physiologischer Lautstärkeregelung zu bauen (Bild 54). Hierbei werden bei niedriger Ausgangsspannung die Tiefen weniger geschwächt als die Höhen

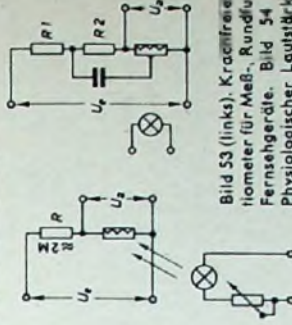


Bild 53 (links), Krachfreies Potentiometer für Meß-, Rundfunk- und Fernsehgeräte, Bild 54 (oben), Physiologischer Lautstärkeregler

Potentiometer mit Photowiderständen haben außer der Krachfreiheit noch andere günstige Eigenschaften. Da der Photowiderstand mit dem Lämpchen einerseits und der Regelwiderstand für das Lämpchen andererseits nicht nahe beieinander montiert zu werden brauchen, ist eine Fernbedienlung für die Lautstärkeregelung eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers leicht möglich. Da das lichtelektrische Element keine galvanische Verbindung mit dem Glühlampen des Lämpchens hat, kann die Fernbedienung auch in Geräten Anwendung finden, in denen der Photowiderstand auf hoher Spannung liegt.



Eine einfache Schaltung zur Erzeugung einer stabilisierten Wechselspannung mittels eines Cadmiumsulfid-Photo Widerstandes zeigt Bild 55. Hierbei speist die Sekundärwicklung des Transformators gleichzeitig eine Potentiometer-schaltung, die einen GdS-Widerstand und ein Lämpchen enthält, das den Photowiderstand beleuchtet. Wenn infolge Zunahme der Netzspannung auch die Sekundärspannung des

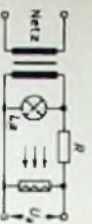


Bild 55. Wechselspannung stabilisator mit Glühlampe und Cadmiumsulfid-Photowiderstand

Transformators ansteigt, verstärkt sich der Lichtstrom des Lämpchens, und der Widerstand der Zelle wird kleiner. Bei richtiger Dimensionierung kann die Abnahme des Widerstandeswertes des Photowiderstandes die Zunahme der Netzspannung gerade kompensieren. Die Ausgangsspannung ist dann in einem großen Bereich von der Eingangsspannung unabhängig.

### 3.5 Die Korngrenzen-Photodiode

Die bisher üblichen richtungsempfindlichen Photozellen bestehen im allgemeinen aus einer pn-Verbindung auf einem Kristall, der an beiden Seiten kontaktiert ist. Die Genauigkeit der Angabe der Richtungsabweichung eines Lichtflecks ist hier durch die Ausdehnung der anders liegenden Zwischenschicht (npn oder pnp) und durch die Ausdehnung der Übergangszonen, im angelsächsischen Schrifttum „transition region“ genannt, gegeben. Da man es bei legierten oder durch Diffusion hergestellten Schichten stets mit einer statistischen Verteilung der Verunreinigungen im Kristallgitter zu tun hat, können hierbei die Schichten und Übergangszonen nicht extrem schmal werden. Das ist aber für eine gute Auflösung einer Links-Rechts-Unterscheidung unerlässlich.

Die Firma TekKade hat nun mit der Einführung der Bikristall-Photodiode dem Anwender derartiger Photozellen ein neues Gebiet eröffnet. Im Gegensatz zur bisherigen Technologie, bei der die pn-Schichten durch Legieren oder durch Diffusion erzeugt werden, wurde bei der neuen Korngrenzen-Photodiode KF 11 mit dem Einbau definierter Versetzungsebenen in Kristalle der erste Schritt getan, um auch atomargeometrisch bedingte Störzonen im Kristall auszunutzen. Diese Sperrschichten dürfen wohl das maximal Erreichbare hinsichtlich der Dicke der Schichten und des Verunreinigungsgredienten darstellen. Der Vorteil der Photodiode KF 11 ist nun, daß eine in die Gitterstruktur des

Kristalls eingebaute Versetzungsstruktur zur Herstellung der npn- oder pnp-Schicht ausgenutzt wird.

Eine aus Stufenversetzungen aufgebaute Versetzungsene (Korngrenze) mit einem mittleren Versetzungswinkel zwischen 1 und 250 kann leicht zur Herstellung derartiger dünner pn-Schichten und auch dünner Invertions-schichten benutzt werden. Dabei verwendet man zwei Saatkristalle, die um den Winkel  $\theta$  gegeneinander versetzt sind. Die Versetzungsschichten haben eine sehr geringe Ausdehnung, da hier das Kristallgitter selbst in seiner geordneten Struktur die notwendige Schicht darstellt. Die Leistungscharaktere aufbaut, indem die freien Bindungen sich in geraden Linien übereinander anordnen. Bedeute  $\alpha$  eine Gitterkonstante, so ist der Abstand  $D$

$$D = \frac{\alpha}{2 \sin \theta}$$

Für  $\theta = 20 \dots 30^\circ$  ist nach dieser Gleichung  $D \approx \alpha$ . Man erhält somit eine sehr gute Überlappung der Wellenfunktionen und ein enteres Verhalten der Korngrenzebene. Im Bild 56 ist die Photospannung  $U_d$  der KF 11 als Funktion der Beleuchtungsstärke dargestellt. Die dünne Korngrenzenschicht ist bei Verwenstung von Germanium als Ausgangsmaterial vom p-Typ, bei Silizium kann sie auch n-Leitungscharakter haben. In p-Germaniumkristallen stellt die Korngrenze infolge ihrer hohen Dotterung eine p'-Schicht dar.

Bild 57 zeigt die Anwendung der TekKade-Korngrenzen-Photodiode KF 11. Wird ein Lichtstrahl geringer Breite auf den Bikristall gerichtet, so entsteht eine Photospannung an den Bikristall-Enden. Diese Photospannung hat links von der Korngrenze, die selbst nur 1  $\mu$ m dick ist, entgegengesetztes Vorzeichen wie rechts von der Korngrenze, da im ersten Fall Elektronen nach rechts zur Korngrenze, im anderen Fall nach links zur Korngrenze hin

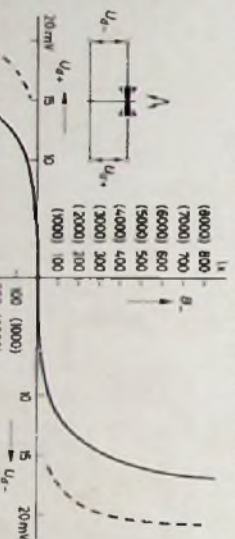
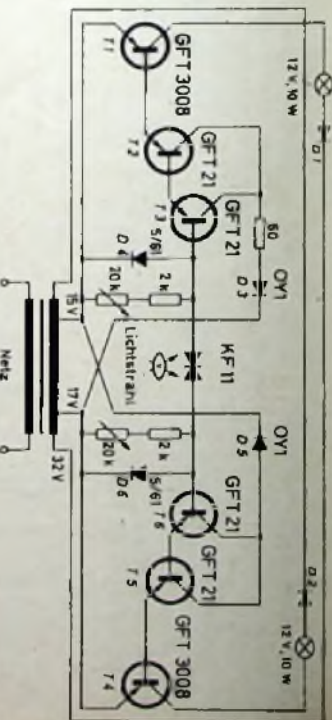


Bild 56. Photospannung  $U_d$  der KF 11 in Abhängigkeit von  $\theta$  (die eingeklammerten  $\beta$ -Werte gelten für die gestrichelten Kurvenstiele)

Bild 57. Schaltung und Verlaufsweise der von einem beweglichen Lichtstrahl beleuchteten Korporazien-Photodiode KF 11



abgesogen werden. Auf diese Weise ist im außen angeschlossenen Arbeitskreis (Batterie 1, 5 V, Verstärkerengang) elektrisch auf einfache Weise eine präzise Links-Rechts-Unterscheidung möglich.

#### 4. Leistungsgleichrichterschaltungen

##### 4.1 Einweggleichrichter

Die Schaltung des im Bild 58 dargestellten Einweggleichrichters ist die einfachste mögliche Gleichrichterschaltung, sie wird für die Stromversorgung von Rundfunkempfängern, Elektronenbildgeräten, Strahlungsmeßgeräten usw. verwendet, bei denen diese einfache Schaltung genügt und eine gewisse Brummspannung zulässig ist. Die Bezeichnung „Einweggleichrichter“ erhielt diese Schaltung, weil man hier nur eine Halbperiode der sekundären Wechselspannung zur Gleichrichtung ausnutzt (Bild 59) und daher nur ein Gleichrichterweg vorhanden

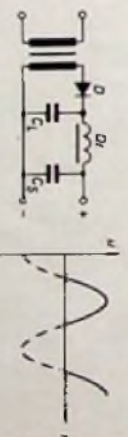


Bild 58 (links). Einweg-Gleichrichterschaltung mit Siebkapze, Bild 59 (rechts). Verlauf der gleichgerichteten Spannung des Einweggleichrichters

ist. Die Frequenz der Brummspannung entspricht der Netzfrequenz. Außer mit Röhrendioden werden Einweg-Gleichrichterschaltungen auch mit Selen-, Kupferoxydul- und anderen Trockengleichrichterelementen sowie mit Germanium- und Siliziumdioden bestückt. Besonders zum Aufladen kleiner Sammler, zum Beispiel Deac-Zellen usw., werden im allgemeinen einfache Einweg-Gleichrichterschaltungen verwendet, wie sie als Beispiel Bild 60 zeigt. Die positive Halbwellen des durch den Kondensator C begrenzten Netzwechselstro-

ms fließt über die Germaniumdiode D 1 und lädt die Batterie auf, während D 2 die negative Halbwellen an der Reihenschaltung von Sammler und Gleichrichterdiode D 1 vorbeileiten soll, damit die Sperrbeanspruchung von D 1 klein bleibt. Bei dieser einfachen Lederschaltung hat der Ladestrom den Wert

$$I_{\text{Lad}} \approx 0,44 \cdot U_{\text{N}} \quad (30)$$

Der Kondensator C ist so zu wählen, daß sich bei der vorliegenden Netzspannung die Nennladestromstärke für eine Aufladung der Bat-

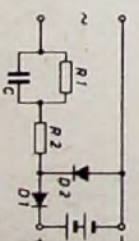
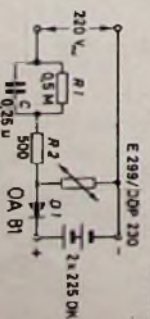


Bild 60 (links). Schaltung eines Kleinladegerätes in Einwegbetriebe, Bild 61 (unten). Einweg-Gleichrichterschaltung mit VDR-Widerstand



terie innerhalb etwa 14 Stunden ergibt. Derartige Ladegeräte lassen sich sehr klein und leicht ausführen.

Die Diode D 2 im Bild 60 läßt sich auch durch einen VDR-Widerstand ersetzen. Man erhält dann die Schaltung Bild 61, die für die Ladung von zwei Knopfzellen „225 DK“ am 220-V-Netz dimensioniert ist. Als VDR-Widerstand wird hier der Valvo-Typ E 219/DDP 230 verwendet, an dem bei einem Strom von 20 mA etwa 40 V abfallen. Bei einem Netzwechselstrom von 17 mA ist der Ladestrom rund 7,3 mA. Der VDR-Widerstand nimmt nur während der Sperrhalbwellen Strom auf (Belastung etwa 0,5 W). R 2 begrenzt den Einschaltstromstoß auf etwa 500 mA. Diesen kurzen Stromstoß verträgt die Germaniumdiode OA 81 ohne weiteres. Auch der Span-

# Servotechnische Steuer- und Regeleinrichtungen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 21, S. 764

## 3.6 Dekadenschalter

Die Automation und mit ihr die Steuerungs- und Regelungstechnik sowie die Rechentechnik auf digitaler oder analoger Basis haben einen Bedarf an neuen Schaltelementen wachgerufen. Die rasche Auswertung und die Speicherung von Informationen erfordern größere Anzahlen von Schaltelementen, die aber auf möglichst kleinem Raum untergebracht werden müssen. Eines dieser Elemente ist der Dekadenschalter (Bild 46), mit dem man Zahlenwerte bei Positionssteuerungen, elektronischen oder elektromechanischen Analog- oder Digital-Rechengeräten usw. eingeben kann. Er ist ein dekadisch aufgebauter Stufenschalter und besteht aus einzelnen Schalterelementen, die paketmäßig zusammengebaut werden. Trotz sehr gedrängter Bauart läßt sich jedes einzelne Schalterelement von vorn, zum Beispiel außerhalb der Frontplatte eines Schalttableaus, mit einem Finger bequem betätigen. Gleichzeitig wird die Schalterstellung durch Zahlen angezeigt.

Eine zweckmäßige Konstruktion ermöglichte es, die Schalterelemente mit verschiedenen Kontaktkombinationen auszurüsten. Die vergoldeten Kontakte, die sehr geringen Übergangswiderstand und



Bild 46. Dekadenschalter für fünfstellige Zahlenwerte



Bild 47. Dekadenschalter mit 1 x 10 Stellungen

Bild 48. Dekadenschalter mit 1 x 11 Stellungen

Bild 49. Schalterelement mit 2 x 5 Stellungen

Bild 50. Plus-Minus-Einheit

Bild 51. Dual-Schalter mit 10 Stellungen

sicheren Kontakt gewährleisten, werden in unterbrechender Ausführung (der Schleifkontakt verläßt die alte Position bevor er den neuen Kontakt berührt) hergestellt. Die einzelnen Schalterelemente, die sich mit zwei Endplatten zu einer geschlossenen Einheit zusammenschrauben lassen, sind mit verschiedenen Kontaktkombinationen erhältlich.

Das einfachste Schalterelement hat 10 Schaltstellungen (Bild 47), die auf dem Umfang verteilt sind, damit die einzelnen Schritte möglichst groß werden (Schaltwinkel 36°). Die markante Rastung und die zweckmäßig geformte Betätigungsacheibe verhindern Zwischenstellungen. Auch bei dem Schalterelement mit 1 x 11 Stellungen (Bild 48) sind die Kontakte auf dem Umfang verteilt. Die Schaltscheibe hat bei beiden Ausführungen keine Endanschläge, so daß von der Stellung 10 beziehungsweise 11 direkt auf Stellung 1 geschaltet werden kann. Der Schalter mit 11 Stellungen bietet dann Vorteile, wenn zum Beispiel ein Abgleich erfolgt oder wenn es sich um die letzte Einheit in einem Dekadensystem handelt. Mit der Schaltung nach Bild 49 lassen sich durch ein einziges Schalterelement 5 Stellungen zweipolig schalten.

Bei Schaltgeräten, Rechengeräten usw. tritt oft der Fall ein, daß eine Umpolung erfolgen muß, damit ein einzugehender Wert negativ gemacht werden kann. Diese und ähnliche Probleme lassen sich mit der



Bild 52. Ansicht einer Transformatordekade

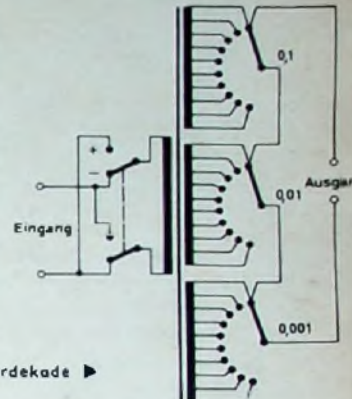


Bild 53. Schaltung der Transformatordekade

Plus-Minus-Einheit lösen, die beim Schalten abwechselnd zwei Stromläufe miteinander vertauscht (Bild 50). Der Dual-Schalter (Bild 51) ermöglicht durch geeignete Schaltkombination die Darstellung der Zahlen 1..10 im Dualsystem. Mit Dekadenschaltern und einem Spezialtransformator läßt sich eine für viele Zwecke geeignete Transformatordekade aufbauen (Bilder 52 und 53). Auch diese Kombination

Tab. XI. Technische Daten der Dekadenschalter

Nenn-Schaltstrom (ohmsche Last)	0,5 A =
Spannungsfestigkeit Kontakt - Kontakt	min. 1000 V
Spannungsfestigkeit Kontakt - Kontakt (Schleifer in Mittelstellung)	800 V
Betriebsspannung	50 V
Isolationswiderstand Kontakt - Kontakt bei 20°C	2 · 10 <sup>11</sup> Ohm
Übergangswiderstand	5 · 10 <sup>-3</sup> Ohm

ist so konstruiert, daß viele Einheiten auf kleinem Raum untergebracht werden können. Einige technische Daten der Dekadenschalter enthält Tab. XI.

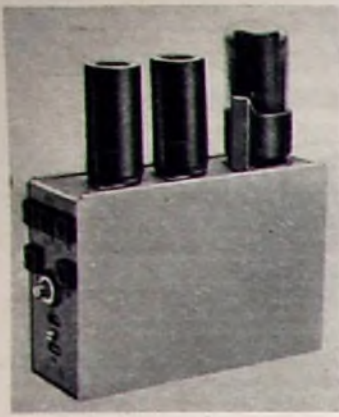
## 4. Servoverstärker

Im allgemeinen werden an Servoverstärker, die in der Steuerungs- und Regeltechnik der Industrie eingesetzt sind, recht hohe Anforderungen gestellt. Die Entwicklung dieser Geräte erfordert deshalb eine große Erfahrung auch in fabrikationstechnischer Hinsicht. Die Prüfungen sind sehr streng durchzuführen, damit alle Bauelemente in elektrischer und mechanischer Hinsicht den oft harten Einflüssen standhalten.

Hohe Betriebssicherheit ist besonders dann erforderlich, wenn es sich um Maschinen oder Anlagen handelt, die in den Produktionsprozeß von industriellen Betrieben eingegliedert sind. Die Betriebssicherheit wird aber nicht nur durch eine möglichst kleine Störanfälligkeit gewährleistet. Es ist ebenso wichtig, daß, wenn sich einmal eine Störung einstellt, diese möglichst auch von Nicht-Fachleuten lokalisiert und durch Auswechseln von Geräteteilen rasch behoben werden kann, da ein Produktionsausfall oft große Verluste zur Folge hat.

An Servoverstärker (gleichgültig, ob es sich um Röhren- oder Transistorgeräte handelt) sind folgende Forderungen zu stellen:

- 1) hohe Ausgangsleistung bei niedriger Ausgangsimpedanz,
- 2) stabiles Übertragungsmaß auch bei Schwankungen der Speisepannung in bezug auf Amplitude und Frequenz,
- 3) Frequenz- und Phasengang mit möglichst kleinen Änderungen,
- 4) die Phasenlage des Ausgangssignals darf sich auch bei etwas übersteuertem Verstärker nicht wesentlich ändern,
- 5) die Eingangsimpedanz muß dem verwendeten Signalgeber (Fühler) angepaßt sein,
- 6) bei Verstärkern für 50 oder 60 Hz Arbeitsfrequenz muß der Brumm möglichst kleingehalten werden und
- 7) kurze Erholungszeit nach Übersteuerungen.



◀ Bild 54. Servoverstärker „SA 3“; links sind die Prüfbuchsen und das Potentiometer R 1, unten die beiden Glimmlampen erkennbar

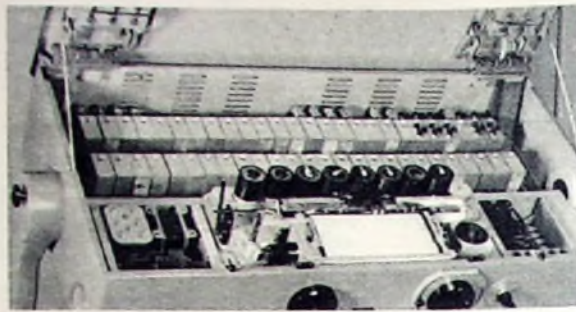


Bild 55. Anordnung der Verstärker in einem Rechengesetz

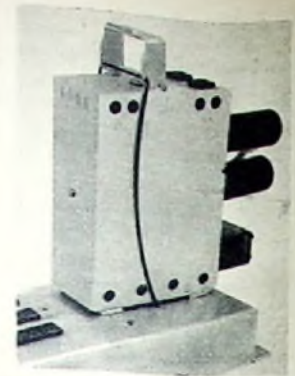


Bild 56. Verstärker mit Sicherungsbügel

Die im folgenden beschriebenen Verstärker der *Contraves AG* eignen sich zusammen mit anderen Servoelementen für die baukastenmäßige Zusammenstellung von servotechnischen Steuerungen und Regelungen. Dabei handelt es sich um vier verschiedene Typen:

a) Der Servoverstärker „SA 3“ ist fünfstufig und hat eine Eintakt-Endstufe, die es erlaubt, die Steuerwicklung eines Servomotors „52 MG 08“ über einen entsprechenden Anpassungstransformator zu speisen. Das Eingangssignal wird je nach Art des Servokreises von einem Potentiometer, einem Synchro oder einem Rechenkondensator geliefert. Mit diesem Verstärker lassen sich Servosysteme mit sehr guten Eigenschaften (besonders in bezug auf den Frequenzgang) bauen.

b) Mit dem dreistufigen Servoverstärker „SA 12“ mit Gegentakt-Endstufe lassen sich die Steuerwicklungen der Servomotoren „43 MG 05“, „52 MG 08“ und „59 MG 19“ über nicht im Verstärker eingebaute Anpassungstransformatoren speisen. Außer als Steuerelement für Servomotoren ist der „SA 12“ im angegebenen Frequenzbereich auch vielseitig als Leistungsverstärker verwendbar.

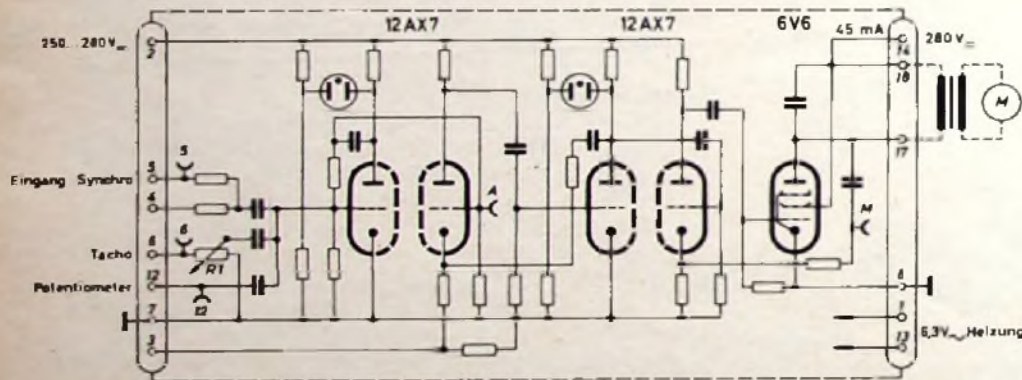
c) Den Vorverstärker „IP 9077“ wendet man bei Servosystemen (zum Beispiel mit einem induktiven Taster als Signalgeber) zur Anpassung der Steuerspannung an den Leistungsverstärker „SA 12“ an. Er ist ein einstufiger Verstärker, der sowohl die Tacho- als auch die Taster-Spannung verstärkt. Die Phasenlage ist so eingestellt, daß mit nachgeschaltetem Verstärker „SA 12“ optimale Wirkung erreicht wird.

fekt. Zur Justierung der Verstärkung des Tacho-Eingangs ist ein Potentiometer mit Schraubenziehereinstellung leicht zugänglich angeordnet.

Die Schaltung des „SA 3“ (Bild 57) läßt erkennen, daß in der ersten Stufe alle Eingangsspannungen durch *RC*-Glieder um  $90^\circ$  in der Phase gedreht werden. Die Dimensionierung erfolgt so, daß sich zwischen 20 und 100 Hz eine möglichst konstante Phasendrehung ergibt. Außerdem werden die Synchro-Spannungen bei 4 und 5 so phasenverschoben, daß sich die Tacho-Spannung von der Synchro-Spannung subtrahiert. Die Spannungsamplitude nimmt selbstverständlich mit sinkender Frequenz ab, da man aber praktisch nie unter 50 Hz arbeitet und außerdem die Trägerfrequenz konstant bleibt, kann diese Erscheinung vernachlässigt werden.

Auf die erste Stufe folgen vier weitere Stufen, die den eigentlichen Verstärker darstellen. Über je zwei Stufen erfolgt eine Spannungsgegenkopplung. Durch Änderung des Kathodenwiderstandes läßt sich die Verstärkung der zweiten Stufe etwa im Verhältnis 3:1 variieren. Dieser Widerstand bestimmt ferner die Größe der Gegenkopplung zwischen der dritten und zweiten Stufe. Die Zeitkonstante der Tacho-Gegenkopplung wird am Potentiometer *R 1* eingestellt.

Die beiden letzten Stufen sind ebenfalls spannungsgegengekoppelt, jedoch erheblich stärker, damit man eine möglichst kleine Ausgangsimpedanz erhält und der Einfluß der Trägerfrequenz auf das Übertragungsmaß reduziert wird. Der Transformator, der nicht im Ver-



◀ Bild 57. Schaltung des Verstärkers „SA 3“

d) Der einstufige RKO-Verstärker „A 12“ hat zwei voneinander unabhängige Verstärkerkanäle und dient zur Anpassung von Rechenkondensatoren an nachfolgende Steuerungs- oder Rechenelemente. Durch eine starke externe Gegenkopplung werden hohe Eingangsimpedanz und sehr konstantes Übertragungsmaß erreicht.

#### 4.1 Servoverstärker „SA 3“

Wie bereits erwähnt, erlauben die Servoverstärker eine baukastenmäßige Zusammenstellung von Steuerkombinationen. Sie sind steckbar ausgeführt (Bild 54), damit im Störfall ein Auswechseln sehr rasch erfolgen kann. Die Abmessungen sind so gehalten, daß sich Verstärker neben Verstärker anordnen läßt (Bild 55). Dadurch spart man besonders bei größeren Anlagen viel Platz. Bei transportablen Geräten wird der eingesteckte Verstärker durch einen Drahtbügel gegen Herausfallen gesichert (Bild 56). Die Verstärkereingänge und der Ausgang sowie der Ausgang der Triodenvorstufe sind zu Prüfbuchsen geführt, damit auch während des Betriebes Pegelkontrollen möglich sind. Zwei von außen gut sichtbare Glimmlampen erlauben die Kontrolle der Vorverstärkertrioden auf Übersteuerung oder De-

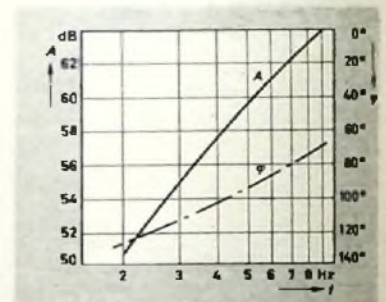
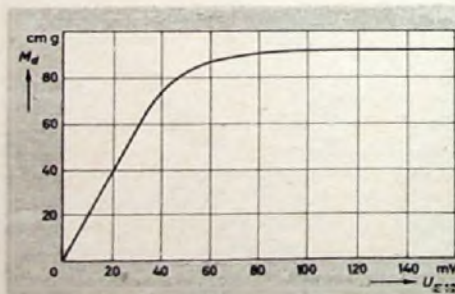


Bild 58 (oben). Frequenzgang *A* und Phasengang  $\alpha$  des Servoverstärkers „SA 3“



◀ Bild 59. Maximales Drehmoment des Motorgenerators „52 MG 08“ im Stillstand als Funktion der Eingangsspannung des „SA 3“

stärker eingehaut ist, paßt die Steuerwicklung des Motors an den Ausgangswiderstand des Verstärkers an. Bild 58 zeigt den Frequenz- und Phasengang des „SA 3“ zwischen Eingang 6 und Verstärker-Ausgang (Prüfbuchse *M*) und Bild 59 das maximale Drehmoment des Motorgenerators „52 MG 08“ im Stillstand in Abhängigkeit von der Eingangsspannung  $U_{E12}$  am Eingang 12. Die wichtigsten technischen

Daten des Verstärkers „SA 3“ enthält Tab. XII. Darin beziehen sich die Verstärkungsangaben auf den über einen Anpassungstransformator angeschlossenen Motorgenerator „52 MG 08“.

#### 4.2 Servoverstärker „SA 12“

Die Bauweise des Verstärkers „SA 12“ (Bild 60) entspricht der des „SA 3“. Auch hier sind Eingang und Ausgang auf Prüfbuchsen geführt und die beiden Triodensysteme durch zwei Glimmlampen während des Betriebes kontrollierbar. Der Verstärker „SA 12“ ist für Nachlaufsysteme mit 50 oder 400 Hz Betriebsfrequenz bestimmt und gibt bei optimaler Anpassung eine Leistung von etwa 14 W (bei rund 10% Klirrfaktor) ab. Er eignet sich daher besonders dann, wenn größere Drehmomente notwendig sind, als sich mit der Kombination „SA 3“ — Motorgenerator „52 MG 08“ erreichen lassen. Der Eingang ist hochohmig (etwa 700 kOhm) und kann deshalb sehr leicht an die verschiedenen Spannungsquellen (Fühler oder Geber) angepaßt werden. Ausgangseitig kann man mit dem „SA 12“ unter Verwendung geeigneter Anpassungstransformatoren, die nicht im Verstärker eingebaut sind, die Motorgeneratoren „52 MG 08“, „43 MG 05“ und „59 MG 19“ steuern.

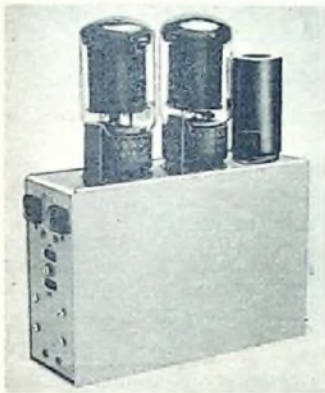


Bild 60 (oben). Servoverstärker „SA 12“

Tab. XII. Technische Daten der Servoverstärker

Typ	SA 3		SA 12		IP 9077 50 Hz
	50 Hz	60 Hz	50 Hz	400 Hz	
Eingangsimpedanz					
Eingang 4		58 kOhm (22 - j 53) kOhm			
Eingang 5	79 kOhm (47 - j 84) kOhm				40 kOhm
Eingang 6	10 kOhm	10 kOhm <sup>4)</sup>	≈ 700 kOhm	≈ 700 kOhm	10 kOhm
Eingang 12	640 kOhm (0 - j 640) kOhm	530 kOhm (0 - j 530) kOhm			
Ausgangsimpedanz	≈ 300 Ohm	≈ 300 Ohm	1,6 kOhm	1,6 kOhm	
Verstärkung (Eingang 3 an Masse <sup>1)</sup> )					
Eingang 5	970 <sup>2)</sup>				3,6
Eingang 6	475 <sup>2)</sup>		2200 ± 200 <sup>3)</sup>	2300 ± 200 <sup>3)</sup>	18
Eingang 12	2000 <sup>2)</sup>				
Verstärkung (Eingang 3 offen)					
Eingang 5	318 <sup>2)</sup>				
Eingang 6	155 <sup>2)</sup>				
Eingang 12	865 <sup>2)</sup>				
Ausgangsleistung		4 W		14 W	
Klirrfaktor				10%	
Phasenverschiebung					
Eingang 12 - Ausgang		90°			
Eingang 5 - Ausgang					70°
Eingang 6 - Ausgang		130°			90°
Stromverbrauch					
Heizung		6,3 V, 1,1 A		6,3 V, 2,1 A	6,3 V, 0,3 A
Anodenspannung					
Vorstufe		250 - 280 V, 2,3 mA		250 - 280 V, 1,4 mA	280 V, 1 mA
zulässige Welligkeit		30 mV		0,18 V	30 mV
Anodenspannung					
Endstufe		280 V, 45 mA		280 V, 150 mA	
zulässige Welligkeit		2 V		2,5 V	
zulässige Umgebungstemperatur		- 20 ... + 70° C		- 20 ... + 70° C	- 20 bis + 70° C
Gewicht (einschließlich Röhren)		etwa 500 g		etwa 600 g	etwa 400 g
Abmessungen (einschließlich Röhren)		45 × 135 × 170 mm		45 × 135 × 175 mm	

<sup>1)</sup> gilt nur für „SA 3“; <sup>2)</sup> mit Motorgenerator „52 MG 08“; <sup>3)</sup> mit Motorgenerator „43 MG 05“; <sup>4)</sup> (10 + j 0) kOhm

Bild 61. Vereinfachte Schaltung des Servoverstärkers „SA 12“

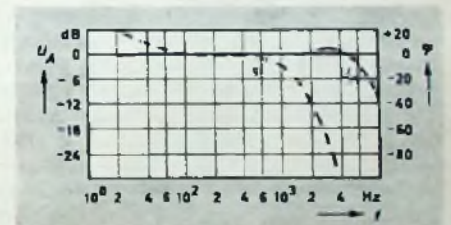
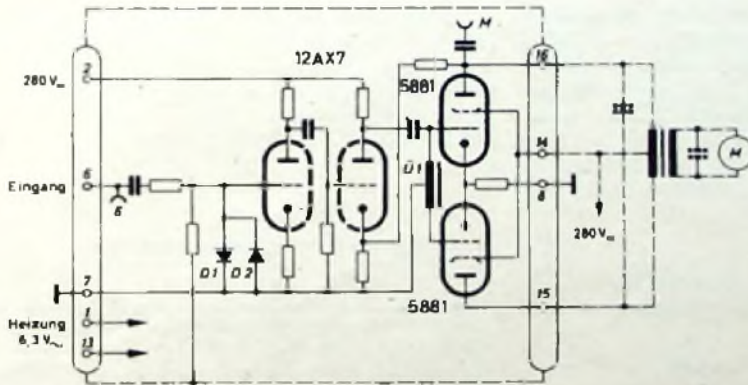


Bild 62 (rechts oben). Frequenz- und Phasengang des Servoverstärkers „SA 12“

Die Schaltung des Verstärkers „SA 12“ zeigt Bild 61. Beide Systeme der Doppeltriode 12AX7 sind in Kaskade geschaltet. Der Transformator U 1 dient zur Phasenumkehr für die Gegentakt-Endstufe, die mit zwei Pentoden (Anodenverlustleistung je Röhre 23 W) bestückt ist. Die Dioden D 1 und D 2 begrenzen zusammen mit einem Widerstand die Eingangsspannung auf 400 mV. Dadurch läßt sich die recovery-time bedeutend herabsetzen, d.h. die Übersteuerbarkeit des Verstärkers verbessern. Ein Kondensator kompensiert die Eigenkapazität der Dioden.

Zwischen der Anode einer Endröhre und der Katode des zweiten Triodensystems liegt eine Gegenkopplung. Damit der Verstärker auch bei sehr tiefen Frequenzen noch stabil ist, darf die Gegenkopplung keine Phasendrehung aufweisen. Es wurde daher auf einen Kondensator zur Abriegelung der Gleichspannung verzichtet. Um hohe Stabilität zu erreichen, wurde noch eine weitere Gegenkopplung (die im Bild 61 jedoch nicht eingezeichnet ist) zwischen U 1 und der Katode

der ersten Triode angeordnet. Im Bild 62 sind der Phasen- und Frequenzgang des „SA 12“ dargestellt. Die technischen Daten enthält Tab. XII.

#### 4.3 Vorverstärker „IP 9077“

Auch bei diesem Verstärker (Bild 63) sind Eingang und Ausgang zu Prüfbuchsen geführt. Die drei von außen verstellbaren Potentiometer ermöglichen das Einstellen der optimalen Anpassung. Der einstufige

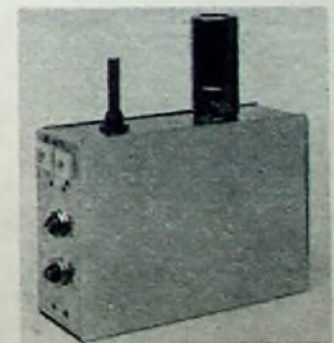


Bild 63. Vorverstärker „IP 9077“

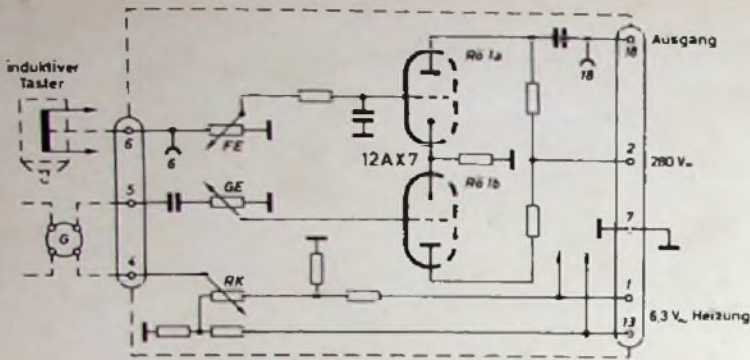


Bild 64. Prinzipschaltung des Vorverstärkers „IP 9077“

Verstärker (Bild 64) paßt den Pegel des Steuersignals an den Leistungsverstärker „SA 12“ an, wenn er nicht ausreicht, den „SA 12“ auszusteuern. Das ist zum Beispiel der Fall, wenn als Signalgeber der induktive Taster verwendet wird. Sowohl das Eingangssignal als auch die Tacho-Spannung werden in einem Trioden-system verstärkt.

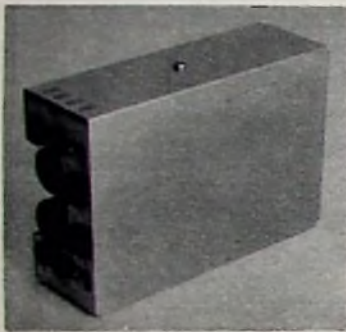


Bild 65. RKO-Verstärker „A 12“

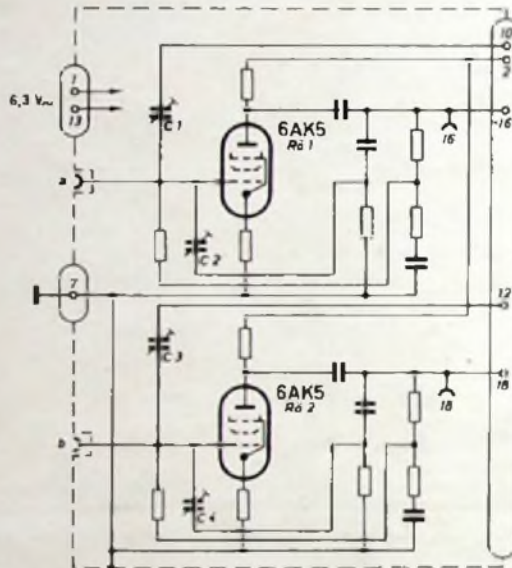


Bild 66. Vereinfachte Schaltung des RKO-Verstärkers „A 12“

Die Addition beziehungsweise Subtraktion der beiden Spannungen erfolgt in  $R0\ 1a$ , während  $R0\ 1b$  als Katodenverstärker für die Tacho-Spannung arbeitet. Um die richtige Phasenlage zu erreichen, sind in beiden Gitterzuführungsleitungen  $RC$ -Glieder angeordnet. Mit dem Potentiometer  $FE$  wird das Eingangssignal und mit  $GE$  die tachometrische Gegenkopplung eingestellt. Mit  $RK$  läßt sich die Restspannung der Tacho-Spannung kompensieren. In Tab. XII sind die wichtigsten technischen Daten dieser Verstärkereinheit zusammengestellt.

#### 4.4 RKO-Verstärker „A 12“

Die Bauweise des RKO-Verstärkers „A 12“ (Bild 65) ist der normalisierten Typenreihe angepaßt. Ein Unterschied besteht jedoch in

Tab. XIII. Technische Daten des RKO-Verstärkers „A 12“

Betriebsfrequenz	400 Hz
Verstärkung (ohne Gegenkopplung)	etwa 150
Übertragungsmaß (mit RKO)	1
Ausgangsimpedanz (ohne Gegenkopplung)	etwa 70 kOhm
Ausgangsimpedanz (mit Gegenkopplung)	etwa 1,8 kOhm
Phasenregelbereich	$-j\ 29^{\circ}/\omega \dots +j\ 29^{\circ}$
maximale Ausgangsleistung bei 150 kOhm Last	24 mW
Klirrfaktor	1%
Anodenspannung	280 V
zulässige Welligkeit	< 250 mV
Einfluß einer Anodenspannungsänderung von $\pm 10\%$	< 1%
Anodenstrom für beide Kanäle	4,7 mA
Heizung (gegen Masse asymmetriert)	6,3 V, 0,35 A
Einfluß einer Heizspannungsänderung von $\pm 20\%$	< $1^{\circ}/\omega$
zulässige Umgebungstemperatur	$-20 \dots +70^{\circ} C$
Gewicht (einschließlich Röhren)	etwa 600 g
Abmessungen (einschließlich Röhren)	45 x 136 x 97 mm

der Anordnung der Röhren. Außerdem sind die Eingänge nicht über den normalen Stecker, sondern über separate abgeschirmte Buchsen geführt, die neben dem üblichen vielpoligen Stecker liegen. Bei den Gegensteckern sind unter einer Abschirmhaube die Gegenkopplungskondensatoren angeordnet. An zwei Trimmerkondensatoren läßt sich mit einem Schraubenzieher die Phasenlage korrigieren.

Der Verstärker „A 12“ (technische Daten s. Tab. XIII) enthält zwei voneinander unabhängige Kanäle mit sehr hoher Eingangsimpedanz. Da zum Beispiel bei Analog-Rechengeräten mit relativ kleinen Kapazitäten gearbeitet wird, mußte man größte Aufmerksamkeit auf die Unterdrückung des Übersprechens legen. Das ist auch der Grund, warum für die beiden Kanäle getrennte Röhren verwendet werden. Durch eine sehr sorgfältige, abgeschirmte Verdrahtung und die Teilung der beiden Verstärkerhälften durch eine Metallzwischenwand ließ sich das Übersprechen auf etwa  $0,1^{\circ}/\omega$  reduzieren. Die vereinfachte Schaltung (Bild 66) zeigt, daß jeder Kanal einen einstufigen, spannungsgegengekoppelten Verstärker enthält. Das Übertragungsmaß läßt sich mit den Trimmerkondensatoren  $C\ 1$  und  $C\ 3$  regeln, während man die Phase mit  $C\ 2$  und  $C\ 4$  einstellt. Mit diesen Trimmerkondensatoren ergibt sich eine Phasenregelung in weiten

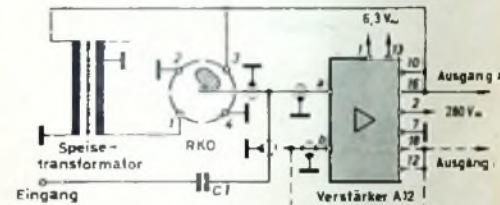
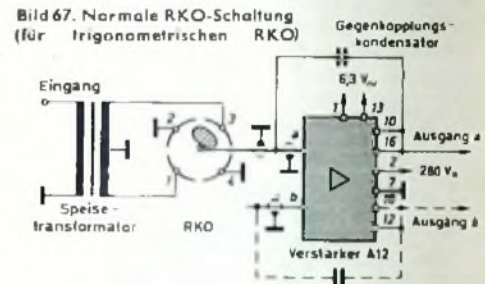


Bild 67. Normale RKO-Schaltung (für trigonometrischen RKO)

Bild 68. Inverse RKO-Schaltung

Grenzen, ohne den Anodenkreis merklich zu belasten. Die Gesamtverstärkung wird durch die Gegenkopplungskapazität bestimmt und kann unter Berücksichtigung der Ausgangsimpedanz und der Konstanz des Übertragungsmaßes frei gewählt werden. Mit dem „A 12“ lassen sich sowohl die normale (Bild 67) als auch die inverse RKO-Schaltung (Bild 68) realisieren. (Wird fortgesetzt)

## Buchbesprechungen

Taschenbuch für die elektronische Messtechnik; elektronische Messung nichtelektrischer Größen. Herausgegeben von der Elektro Spezial GmbH, Hamburg 1960, Franzius-Verlag. 13 x 21,6 cm. 312 S. m. 237 B. u. 41 Tab. Preis in Plastik-Einband 12,80 DM.

Das Taschenbuch gibt dem Praktiker einen guten Überblick über die physikalischen Zusammenhänge, die beteiligten Zustandsgrößen und ihre Einheiten. Hinweise für die Auswahl der erforderlichen Geber und Meßgeräte sind in erster Linie auf Erfahrungen mit Philips-Geräten abgestellt, deren Funktion jedoch nur kurz behandelt wird, um den allgemeingültigen messtechnischen Fragen um so mehr Raum zu geben. Der Hauptteil des Buches behandelt die Messung nichtelektrischer Größen (Messung der Dehnung und abgeleiteter Größen; Weg-Geschwindigkeits- und Beschleunigungsmessungen; Drehzahlmessungen; Lichttechnische Messungen; Durchfluß- und Mengenmessungen; Temperaturmessungen; Feuchtigkeitmessungen; Messung der elektrischen Leitfähigkeit; pH- und rH-Wert-Messungen). Es folgen Abschnitte über Sonderverfahren der industriellen Messtechnik (Schwingungserregung; Stroboskopie; Oberflächenbeschaffenheit; Raubigkeitsmessungen), denen sich die Beschreibung von Meßgeräten und Registriergeräten anschließt (Selbstabtastende Kompenatoren; Direktreiber; Elektronenstrahloszilloskopen; Verstärkerschalter; Registrierkamera, Schirmbildfotografie).

Die wichtigsten Grundlagen und Geräte der Regelungstechnik werden darauf kurz gestreift (Zweipunktregler; Proportionalregler; PID-Regler; Elektropneumatischer Regler; Zeitplangeber) und eine Auswahl von Meß- und Registrieranlagen für die Verfahrenstechnik näher erläutert (Meß- und Registrieranlagen zur Überwachung von mechanischen Größen an Turbinen; Temperaturmessungen an Schmelzöfen; Walzkraft- und Temperaturmessungen für Walzenstrahlen; Drehschrad-Längenmessung; Leistungsmeßanlage; Meßanlagen mit Druckdosen, Wägenlagen; Cargocaire Anlagen auf Frachtschiffen). Den Abschluß des Textteils bildet die Fehlerberücksichtigung in der Praxis, der ein Register- und Tabellenteil folgt. -4

Typenleistung nach Tab. X festgelegt, so folgt (für Netzfrequenz 50 Hz)

$$Q_k \cdot Q_t = 1,6 N_{\text{Typ}} \quad (35)$$

Für Mantelkerne mit EI-Schnitt ist der effektive Kernquerschnitt

$$Q_{k \text{ eff}} = 7 \sqrt{\frac{N_{\text{Bek}}}{f}} \quad (36)$$

( $f$  = Frequenz in Hz,  $N_{\text{Bek}}$  = Sekundärleistung des Transformators in VA), während für UI-Schnitte

$$Q_{k \text{ eff}} = 5 \sqrt{\frac{N_{\text{Bek}}}{2f}} \quad (37)$$

gilt. Bei den üblicherweise in Betracht kommenden Leistungen werden Kerne verwendet, die aus genormten Schnitten bestehen. Wenn man aus Gl. (36) oder Gl. (37) den Kernquerschnitt berechnet und danach den Kern gewählt hat, ist auch der Fensterquerschnitt  $Q_t$  bekannt. Durch Einsetzen in Gl. (35) ist dann zu kontrollieren, ob das Produkt  $Q_k \cdot Q_t$  der Typenleistung entspricht (nur bei Netzfrequenz).

Die Primärwindungszahl  $n_1$  des Transformators ist

$$n_1 = \frac{2500 \cdot U_1}{Q_{k \text{ eff}} \cdot f} \quad (38)$$

und die Sekundärwindungszahl

$$n_2 = \frac{2800 \cdot U_2}{Q_{k \text{ eff}} \cdot f} \quad (39)$$

Diese Beziehungen gelten für eine Kerninduktion von 10000 Gauß. Der Drahtdurchmesser läßt sich aus

$$d = 0,7 \sqrt{I} \quad (\text{in mm, ohne Isolation}) \quad (40)$$

berechnen, wobei  $I$  der die betreffende Wicklung durchfließende Strom in A ist.

Beispiel: Die Primärspannung am Transformator eines Doppelweggleichrichters für 5000 Hz Betriebsfrequenz (Transistor-Spannungswandler) sei  $U_1 = 120$  V, der Primärstrom  $I_1 = 0,7$  A, die Sekundärspannung für einen Zweig  $U_2 = 297$  V und der Strom in der Sekundärwicklung  $I_2 = 0,11$  A.

Die Typenleistung für einen Doppelweggleichrichter ist nach Tab. X

$$N_{\text{Typ}} = 1,7 \cdot 297 \cdot 0,11 = 55,5 \text{ VA}$$

Aus Gl. (36) ergibt sich für einen EI-Mantelkern

$$Q_{k \text{ eff}} = 7 \sqrt{\frac{2 \cdot 297 \cdot 0,11}{5000}} \approx 0,8 \text{ cm}^2$$

Wählt man den Schnitt EI 30 mit einer Stiegbreite von 10 mm, so ist für quadratischen

Kernquerschnitt  $Q_k = 1 \text{ cm}^2$  und bei einem Füllfaktor von 90%  $Q_{k \text{ eff}} = 0,9 \text{ cm}^2$ . Dieser Schnitt hat den Fensterquerschnitt  $Q_t = 0,5 \cdot 1,5 = 0,75 \text{ cm}^2$ . Mit Gl. (38) erhält man die Primärwindungszahl

$$n_1 = \frac{2500 \cdot 120}{0,9 \cdot 5000} = 67 \text{ Wdg.}$$

und mit Gl. (39) die Sekundärwindungszahl

$$n_2 = \frac{2800 \cdot 2 \cdot 297}{0,9 \cdot 5000} = 370 \text{ Wdg.}$$

mit einer Anzapfung in der Mitte (bei 185 Wdg.).

Für die Primärdrahtstärke ergibt sich

$$d_1 = 0,7 \sqrt{0,7} = 0,6 \text{ mm}$$

und für die Sekundärdrahtstärke

$$d_2 = 0,7 \sqrt{0,11} = 0,23 \text{ mm}$$

(gewählt wird 0,25 mm CuL). Zur Kontrolle, ob die beiden Wicklungen im Fensterquerschnitt unterzubringen sind, ist anzusetzen

$$Q_t = \frac{n_1 \cdot d_1^2 + n_2 \cdot d_2^2}{65} = \frac{67 \cdot 0,36 + 370 \cdot 0,0625}{65} = 0,73 \text{ cm}^2$$

Da der Fensterquerschnitt des EI-30-Schnittes etwa  $0,75 \text{ cm}^2$  ist, lassen sich beide Wicklungen unterbringen.

#### 4.7 Berechnung der Siebketten

Von der Kapazität des Ladekondensators  $C_L$  in den Schaltungen Bild 58 bis 64 hängt weitgehend die einwandfreie Funktion des Gleichrichters ab. Wenn der Phasenwiderstand  $R_{\text{pl}}$  (Tab. VIII) bekannt ist, bestimmt man damit und mit der Hilfsgröße A (Gl. (32a)) die Kapazität des Ladekondensators

$$C_L = \frac{2 \cdot 10^4 \cdot A}{R_{\text{pl}}} \quad [\mu\text{F}] \quad (41)$$

Mit derselben Formel kann man auch jeden der beiden Ladekondensatoren  $C_{L1}$  und  $C_{L2}$  in der Spannungverdopplerschaltung (Bild 69) berechnen. Schließt man den Gleichrichter mit einem größeren Kondensator, als Gl. (41) verlangt, ab, so vermindert sich annähernd proportional die Brummspannung; bei Verkleinerung von  $C_L$  vergrößert sie sich etwa proportional. Es ist aber zu beachten, daß man den Ladekondensator höchstens um die Hälfte des Rechenwertes nach Gl. (41) verkleinern darf, wenn der Gleichrichter funktionsfähig bleiben soll. Bei der Dimensionierung nach Gl. (41) ist die Brummspannung an  $C_L$  rund 10% der Gleichspannung. (Wird fortgesetzt)

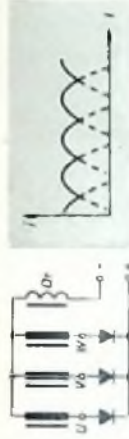


Bild 65 (links), Dreiphasengleichrichter; Bild 66 (rechts), Gleichstromkurve des Dreiphasengleichrichters

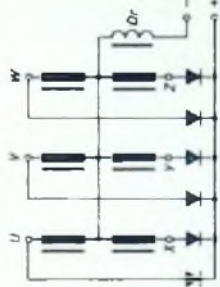


Bild 67, Sechshephasengleichrichter

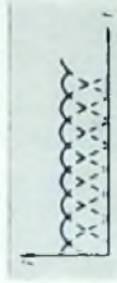


Bild 68, Gleichstromkurve des Sechshephasengleichrichters

gleichrichters nur noch sehr geringe Welligkeit aufweist. Es ergibt sich also eine um so bessere Glättung, je mehr Phasen zur Gleichrichtung benutzt werden. Wegen der stoßweisen Belastung in den einzelnen Phasen wird der Transformator in Dreieck/Stern oder Stern/Zickzack geschaltet.

#### 4.5 Spannungsvervielfacher-schaltungen

Die einfachste Vervielfacherschaltung ist die Verdopplerschaltung (Bild 69). Man wendet diese Schaltungen immer dann an, wenn die vorhandene Wechselspannung zur Herstellung der erforderlichen Gleichspannung nicht ausreicht. Die Spannungsverdopplerschaltung läßt sich als Serienschaltung zweier Einweggleichrichter darstellen, von denen jeder an seinem Ladekondensator die Spannung  $U_0/2$  erzeugt.

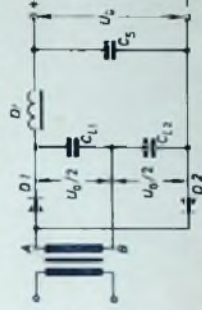


Bild 69, Spannungsverdopplerschaltung

Wenn Punkt A der Sekundärwicklung positiv gegenüber dem Punkt B ist, lädt sich der Kondensator  $C_{1,1}$  auf, ist der Punkt B positiv, so wird  $C_{1,2}$  aufgeladen.  $C_{1,1}$  und  $C_{1,2}$  sind nun so miteinander verbunden, daß sich ihre Ladespinnungen addieren und am Siebkondensator  $C_2$  die doppelte Gleichspannung eines Einweggleichrichters auftritt. Da bei der Verdopplerschaltung beide Halbperioden der Wechselspannung ausgenutzt werden, hat die Bruchspannung die doppelte Frequenz der Eingangsspannung.

Wenn die Gleichspannung, die man bei der Verdopplung erhält, nicht ausreicht und auch eine Vergrößerung des Transformator-Übersetzungsverhältnisses nicht möglich ist, benutzt man Spannungsvervielfachungsschaltungen (Bild 70). Spannungsvervielfacher dienen hauptsächlich zur Erzeugung der Anodenspannung für Kathodenstrahlröhren in Oszillografen.

Die im Bild 70 dargestellte Schaltung enthält vier Dioden und vier Ladekondensatoren. Ist der Punkt A der Sekundärwicklung positiv gegenüber Punkt B, so wird der Kondensator  $C_1$  über die Diode D 1 auf die Spannung  $U_0/4$  aufgeladen. In der nächsten Halbperiode lädt sich C 2 wegen der Serienschaltung der Spannungen der Sekundärwicklung ( $U_0$ ) und des Kondensators C 1 ( $U_0/4$ ) über D 2 auf die Spannung  $U_0/2$  auf. Die dritte Halbperiode lädt den Kondensator C 3 über D 3 auf die Span-

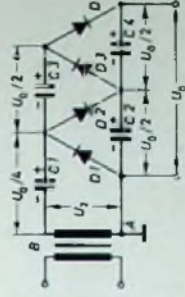


Bild 70, Spannungsvervielfachung

nung  $U_0/2$  auf, die die algebraische Summe der Transformator-Sekundärspannung  $U_0$  sowie der Spannungen an C 2 ( $U_0/2$ ) und C 1 ( $U_0/4$ ) ist. In diesem Fall ist die Spannung am Kondensator C 1 den Spannungen der Sekundärwicklung und des Kondensators C 2 entgegen-

gesetzt. In der vierten Halbperiode der Wechselfspannung wird C 4 über die Diode D 4 auf die Spannung  $U_0/2$  aufgeladen. Hierbei ist die Spannung an C 2 der Summe der Spannungen an C 1 und C 3 sowie der Spannung  $U_0$  entgegen- gerichtet. Die Ausgangsspannung stellt die Summe der Spannungen an C 2 und C 4 dar. Durch Zusatz oder Weglassen einer oder mehrerer Vervielfacherstufen (eine Stufe be-



	Einweg	Doppelweg	Brücke	Spannungs- verdopplung
Primärstrom des Transformators $I_1$	$1,2 \cdot I_0 \sqrt{1,5^2 - I_0^2}$	$1,7 \cdot I_0 \cdot I_2$	$1,2 \cdot I_0 \cdot I_1$	$1,2 \cdot I_0 \cdot I_1$
Sekundärstrom des Transformators $I_2$	$I_0 \cdot D$	$\frac{I_0 \cdot D}{2}$	$0,7 \cdot I_0 \cdot D$	$1,4 \cdot I_0 \cdot D$
Hilfsgröße $m$	1	2	2	1
Phasenwiderstand $R_{ph}$	$R_1 + R_{Rc}$	$R_1 + R_{Rc}$	$2 R_1 + R_{Rc}$	$R_1 + R_{Rc}$
Hilfsgröße $k$	0,09	0,18	0,15	0,04
Spitzenstrom in einem Zweig $I_{max}$	$7 I_0$	$3,5 I_0$	$3,5 I_0$	$7 I_0$
Sperrenstrom eines Zweiges $I_{sper}$	$2 U_0$	$3 U_0$	$1,5 U_0$	$1,5 U_0$
Gleichstrom eines Zweiges $I_{Gz}$	$I_0$	$0,5 I_0$	$0,5 I_0$	$I_0$
Anzahl der Zweige der Schaltung	1	2	4	2

steht jeweils aus einer Diode und einem Kondensator, kann man den Vervielfachungsfaktor ändern.

#### 4.6 Berechnung von Gleichrichterschaltungen

Für die wichtigsten Schaltungen gibt Tab. VIII die zur Berechnung von Gleichrichterschaltungen notwendigen Formeln an. Darin bedeutet  $I_0$  den gleichgerichteten Strom,  $R_{Rc}$  den Widerstand der Transformator-Sekundärwicklung, der aus der Beziehung

$$R_{Rc} = \frac{k \cdot U_0}{4 \sqrt{U_0 \cdot I_0}} \quad (31)$$

zu berechnen ist, und  $U_0$  die Gleichspannung. Die Hilfsgröße  $D$  wird bei der Beschreibung der Transformatorberechnung definiert.

#### 4.6.1 Auswahl des Gleichrichters

Bei der Auswahl des Gleichrichters sind folgende Gesichtspunkte zu beachten: Der höchstzulässige Strom des Gleichrichters darf nicht kleiner als der geforderte Gleichstrom  $I_0$  sein, und die höchstzulässige Sperrspannung muß über der höchsten Spannung  $U_{sper}$  liegen, die nach Tab. VIII in der gewählten Gleichrichterschaltung auftreten kann.

Beispiel: Eine Spannungsverdopplerschaltung nach Bild 69 soll mit Selen-Gleichrichtern bestückt werden. Die Ausgangsspannung soll  $U_0 = 1000$  V, der gleichgerichtete Strom  $I_0 = 8$  mA sein.

Nach Tab. VIII ist bei einer Spannungsverdopplerschaltung der gleichgerichtete Strom in einem Gleichrichterzweig  $I_0 = 8$  mA und die Sperrspannung  $U_{sper} = 1,5 \cdot U_0 = 1,5 \cdot 1000 = 1500$  V. Da eine übliche Selenhalbleite 25 V Sperrspannung hat, müssen 1500 : 25 = 60 Schelben von etwa 10 mm Durchmesser verwendet werden (s. a. Tab. IX).

Für die Berechnung von Gleichrichtern muß der gesamte Phasenwiderstand bekannt sein. Dieser setzt sich aus dem Innenwiderstand des eigentlichen Gleichrichters (Diode, Selen-Gleichrichter usw.) und aus dem Widerstandsanteil des Transformators zusammen. Als Phase des Gleichrichters wird dabei der Kreis bezeichnet, in dem der Gleichrichtungsvorgang erfolgt. Ein Einweggleichrichter hat also

Tab. IX. Daten einiger Selen-Gleichrichterschelben

Schelbendurchmesser	5	10	18	20	30
Höchstzulässiger Gleichstrom max	2	10	25	35	125
Innenwiderstand einer Schelbe $R_i$	450	80	35	25	6

nur eine Phase, in der die Sekundärwicklung des Transformators und der Gleichrichter in Reihe liegen. Dagegen hat der Zweiweggleichrichter zwei Phasen; jede Phase enthält einen Gleichrichter und eine Hälfte der Transformator-Sekundärwicklung. Die Brückenschaltung ist ebenfalls zweiphasig. In einer Phase liegen die Dioden  $D_1$  und  $D_3$  (Bild 64), in der anderen die Dioden  $D_2$  und  $D_4$ . Auch die Verdopplerschaltung hat zwei Phasen mit je einem Gleichrichter. Für die Berechnung von Spannungsvervielfachern mit größeren Vervielfachungsfaktoren als 2 gelten besondere Rechenregeln.

Wichtig ist die Kenntnis des Innenwiderstandes  $R_i$ , das benutzten Gleichrichters, den man im allgemeinen den Datenblättern der Hersteller entnehmen kann. Zulässiger Strom und Widerstand einiger Selen-Gleichrichterschelben sind in Tab. IX zusammengestellt.

Der zweite Kreiswiderstand, der bekannt sein muß, ist der Wicklungswiderstand  $R_{Rc}$  des Transformators, der sich aus dem in der Phase

wirkomen Widerstand der Sekundärwicklung und dem transformierten Widerstand der Primärwicklung zusammensetzt. Da die Größe von  $R_{\Sigma}$  anfangs nicht bekannt ist, bestimmt man sie näherungsweise aus Gl. (31).

#### 4.6.2 Transformatorberechnung

Die erforderliche Sekundärspannung des Gleichrichtertransformators bestimmt man mit der Gleichung

$$U_2 = (0,75 + 1,2 A) U_0 \quad (32)$$

Darin bedeutet

$$A = \frac{\pi \cdot I_g \cdot R_{\Sigma h}}{m \cdot U_0} \quad (32a)$$

eine Hilfsgröße. Es ist zu beachten, daß in den Gleichungen (32) und (32a) für  $U_0$  der Wert  $U_0/2$  einzusetzen ist, wenn es sich um eine Verdopplerschaltung handelt. Die Hilfsgröße  $m$ , die von der Schaltungsart abhängt, ist in Tab. VIII angegeben.

Zur näherungsweise Bestimmung der Ströme in der Primär- und Sekundärwicklung des Transformators muß eine weitere Hilfsgröße  $D$  berechnet werden, die bereits in Tab. VIII vorkommt. Für diese gilt

$$D = 2 + \frac{3,65}{100 A} \quad (33)$$

Sind  $D$  und der gesamte Gleichstrom  $I_0$  bekannt, so kann man nach Tab. VIII den Sekundärstrom  $I_2$  des Transformators berechnen. Zur Bestimmung des Primärstromes  $I_1$  muß zunächst das Übersetzungsverhältnis  $u$  des Transformators aus der erforderlichen Sekundärspannung  $U_2$  und der zur Verfügung stehenden Primärspannung  $U_1$  ermittelt werden

$$u = \frac{U_2}{U_1} \quad (34)$$

Die Formeln zur Bestimmung des Primärstromes in Tab. VIII berücksichtigen bereits den Leerlaufstrom des Transformators.

Beispiel: Für das im Abschnitt 4.6.1 gewählte Beispiel (Selengleichrichter in Spannungsverdopplerschaltung,  $U_0 = 1000$  V,  $I_0 = 8$  mA) sollen Sekundärspannung  $U_2$ , Sekundärstrom  $I_2$  und Primärstrom  $I_1$  berechnet werden.

Nach Tab. IX hat eine Selenscheibe von 10 mm Durchmesser den Widerstand  $R_1 = 80$  Ohm. Der Widerstand der Gleichrichterzähle mit 60 Schieben ist also  $R_2 = 60 \cdot 80 = 4800$  Ohm. Für den Wicklungswiderstand des Transformators erhält man aus Gl. (31) mit  $k = 0,04$  (nach Tab. VIII)

$$R_{\Sigma} = \frac{0,04 \cdot 1000}{\sqrt{1000} \cdot 8 \cdot 10^{-3}} \approx 3000 \text{ Ohm}$$

Der Phasenwiderstand ergibt sich dann zu

$$R_{\Sigma h} = 4800 + 3000 = 7800 \text{ Ohm}$$

Nun kann man mit Gl. (32a) die Hilfsgröße  $A$  berechnen

$$A = \frac{\pi \cdot 8 \cdot 10^{-3} \cdot 7800}{1 \cdot 0,5 \cdot 1000} \approx 0,4$$

Damit erhält man aus Gl. (32) die Sekundärspannung  $U_2$  des Transformators

$$U_2 = (0,75 + 1,2 \cdot 0,4) \cdot \frac{1000}{2} = 615 \text{ V}$$

Nach Gl. (33) ist die Hilfsgröße  $D$

$$D = 2 + \frac{3,65}{100 \cdot 0,4} = 2,91$$

Tab. VIII liefert damit für die Verdopplerschaltung

$$I_2 = 1,4 \cdot 8 \cdot 10^{-3} \cdot 2,91 = 23,4 \cdot 10^{-3} = 23,4 \text{ mA}$$

Aus der Primärspannung  $U_1 = 220$  V und der notwendigen Sekundärspannung  $U_2 = 615$  V ergibt sich nach Gl. (34) das Übersetzungsverhältnis zu

$$u = \frac{615}{220} = 2,8$$

Nach Tab. VIII ist dann der Primärstrom

$$I_1 = 1,2 \cdot 2,8 \cdot 23,4 \cdot 10^{-3} = 78,5 \cdot 10^{-3} = 78,5 \text{ mA}$$

Damit sind alle Spannungen und Ströme zur Berechnung des Transformators bekannt.

Der Kernquerschnitt des Gleichrichter-Transformators hängt in erster Linie von der Nennleistung ab. Da aber die Sekundärwicklung außer von dem Wechselstrom noch von dem Gleichstrom durchflossen wird, rechnet man zweckmäßigerweise mit der Typenleistung  $N_{\Sigma}$  des Transformators, die gleich dem arithmetischen Mittel der VA-Werte (Scheinleistungen) der Primärwicklung und der übrigen Wicklungen ist. Für die wichtigsten Gleichrichtererschaltungen enthält Tab. X die Typenleistungen  $N_{\Sigma}$  (in VA).  $U_2$  und  $I_2$  sind der Berechnung für die Spannungen und Ströme des Transformators zu entnehmen.

Die Abmessungen des Transformatorkerns werden aus dem Eisenquerschnitt  $Q_E$  und dem Fensterquerschnitt  $Q_f$  bestimmt. Hat man die

Tab. X. Typenleistungen für die wichtigsten Gleichrichtererschaltungen

Gleichrichtererschaltung	$N_{\Sigma}$
Einweggleichrichter	$0,95 U_2 \cdot I_2$
Doppelweggleichrichter	$1,7 U_2 \cdot I_2$
Brückenschaltung	$U_2 \cdot I_2$
Spannungsverdopplung	$U_2 \cdot I_2$

Aus dem vielseitigen GRUNDIG Meßgeräte-Programm:



## UHF-Wobbelvorsatz VS 2

Der VS 2 erweitert die Anwendungsmöglichkeiten bereits vorhandener Fernsehwobler für Abgleicharbeiten im UHF-Bereich und löst somit die Probleme, die durch das 2. Programm in Band IV bei der Betreuung von UHF-Empfängern entstehen. Fordern Sie bitte die unverbindliche Zusendung des GRUNDIG Meßgeräte-Prospektes

**GRUNDIG**

# Magnetische VHF- und UHF-Nachstimmautomatik

DK 621 397 62

Über den vor kurzem erschienenen „UHF-Tuner 15“ von Grundig mit magnetischer Scharfabstimmung wurde kürzlich berichtet (Nr. 19 1960, S. 684-685). Die UHF-Abstimmautomatik gewinnt mit der Einführung des zweiten Programms erheblich an Bedeutung, da es dann besonders wichtig ist, beim Umschalten von einem Programm auf das andere das Bild sofort in bester Qualität auf dem Bildschirm zu haben.

Die UHF-Nachstimmenschaltung arbeitet nach dem schon vom Grundig-VHF-Tuner bekannten Prinzip der Permeabilitätsänderung eines Ferrits durch eine von der Abstimmung des Bild-ZF-Trägers abhängige Vormagnetisierung. Um über den bei UHF notwendigen großen Frequenzbereich 510...830 MHz konstanten Frequenzhub für die Nachstimmung zu erreichen, sind auf dem Ferritstäbchen zwei Induktivitäten angebracht, von denen die eine dem 1/4-Oszillatorkreis parallelgeschaltet ist,

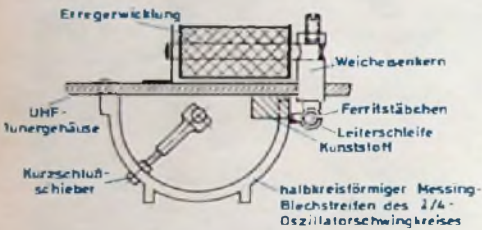


Bild 1. Anordnung der Nachstimmereinheit im „UHF-Tuner 15“ von Grundig

während die andere mit ihm in Reihe liegt. Bild 1 zeigt schematisch die Anordnung der Vormagnetisierungseinheit.

Schaltungsmäßig liegen die Vormagnetisierungsspulen des VHF- und des UHF-Tuners hintereinander, so daß bei der Umschaltung VHF/UHF an dieser Stelle keine zusätzliche Umschaltung erforderlich ist. Beide Spulen werden ständig vom Ruhestrom der Steuerstufe durchflossen. Sie sind durch die RC-Kombination R 68, C 62 (Bild 2) überbrückt, die als Dämpfungsglied für möglicherweise entstehende

Spannungsspitzen wirkt und gleichzeitig eine Modulation der Oszillatoren durch Reste der Bildträgermodulation verhindert.

Während die Hand-Feinabstimmung bei UHF rein mechanisch erfolgt, wird sie bei VHF elektronisch vorgenommen, und zwar durch den der Erregerpule des VHF-Tuners parallelgeschalteten Regelwiderstand R 63, mit dem sich der Erregerstrom zwischen etwa 3 und 9 mA einstellen läßt; R 62 engt den Regelbereich ein

Den von der Abstimmung des Bild-ZF-Trägers abhängigen Vormagnetisierungsstrom erzeugt der „Automatik-Baustein“ (Bilder 2 und 3). Das im Anodenkreis der EF 80 liegende zweikreisige Diskriminatorfilter erzeugt die notwendige Steuerungspannung aus der dem letzten ZF-Bandfilter entnommen und in der EF 80 verstärkten ZF-Spannung. In Reflexschaltung wird diese Regelspannung über das Siehglied C 57, R 56 und den Gitterwiderstand R 57 nochmals dem Steuergitter der EF 80 zugeführt, wobei die Spannungsänderung in eine Stromänderung umgewandelt wird, die in Form des gesteuerten Anoden- und Schirmgitterstromes dann die Erregerwicklungen der Nachstimmelemente beider Tuner durchfließt.

Für die elektronische Hand-Feinabstimmung bei VHF erhält das Steuergitter über die Kontakte 61/71 eine positive Vorspannung, die den Anodenstrom der EF 80 auf etwa 9 mA erhöht. Eine in dieser Schalterstellung möglicherweise vorhandene Diskriminatorspannung bricht an R 67 zusammen, da dieser Widerstand niederohmig gegen den Quellwiderstand des Diskriminators ist. Da der UHF-Tuner mit mechanischer Hand-Feinabstimmung arbeitet, ist bei UHF dieser Stromanstieg nicht notwendig. Die Kontakte 6e/7e schließen deshalb bei UHF die positive Vorspannung kurz.

Der mittlere durch die Nachstimmenschaltung fließende Ruhestrom läßt sich mittels des regelbaren Katodenwiderstandes

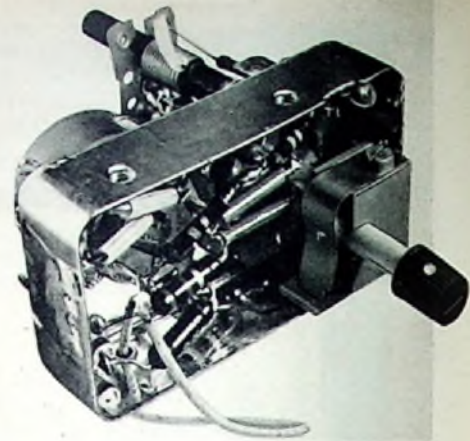


Bild 3. „Automatik-Baustein“ der magnetischen Nachstimmautomatik. Oben das geöffnete Diskriminatorfilter; vorn rechts der von der Rückseite des Empfängers zugängliche Einstellknopf für die Abstimmfrequenz

R 65 einstellen. Um bei Netzspannungsschwankungen, die eine Änderung des Anodenstromes der EF 80 zur Folge haben würden, keine Änderung der Abstimmung eintreten zu lassen, ist der Ruhestrom stabilisiert. Zu diesem Zweck läßt man durch den Katoden-Teilwiderstand R 52 einen zusätzlichen Strom fließen, der über den spannungsabhängigen Widerstand R 58 (Varistor) und R 51 der Anodenspannung entnommen wird. Bei Nennspannung des Netzes ist dieser Strom etwa 0,8 mA. Steigt nun infolge Anstiegs der Netzspannung auf beispielsweise 240 V die Anodenspannung an, dann verringert sich der Widerstand des Varistors derart, daß durch R 52 ein zusätzlicher Strom von etwa 5 mA fließt. Dieser Zusatzstrom hat an R 52 einen erhöhten Spannungsabfall zur Folge, so daß die negative Gittervorspannung der EF 80 ansteigt und damit dem Anstieg des Anoden- und Schirmgitterstromes entgegenwirkt. Die fertigungsbedingten Widerstandstoleranzen des Varistors R 58 werden in der Montage durch entsprechende Auswahl des Varistorwertes R 51 ausgeglichen. -th

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Novemberheft 1960 unter anderem folgende Beiträge:

- Das HMD-System — Ein Verfahren zur Übertragung stereophoner Rundfunksendungen
- Reflexbilder auf gebogenen und ebenen Fernsehvorstrahlenscheiben
- Objektive Methode zur Bestimmung der Klangqualität eines Musikinstruments
- Erzeugung von Hochspannungsimpulsen
- Eine Untersuchung über die Führungskräfte in der amerikanischen Elektronik-Industrie
- Elektronik auf der Werkzeugmaschinen-Ausstellung Hannover 1960
- FTG-Jahrestagung 1960
- Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften

Format DIN A4 · monatlich ein Heft  
Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM  
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

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

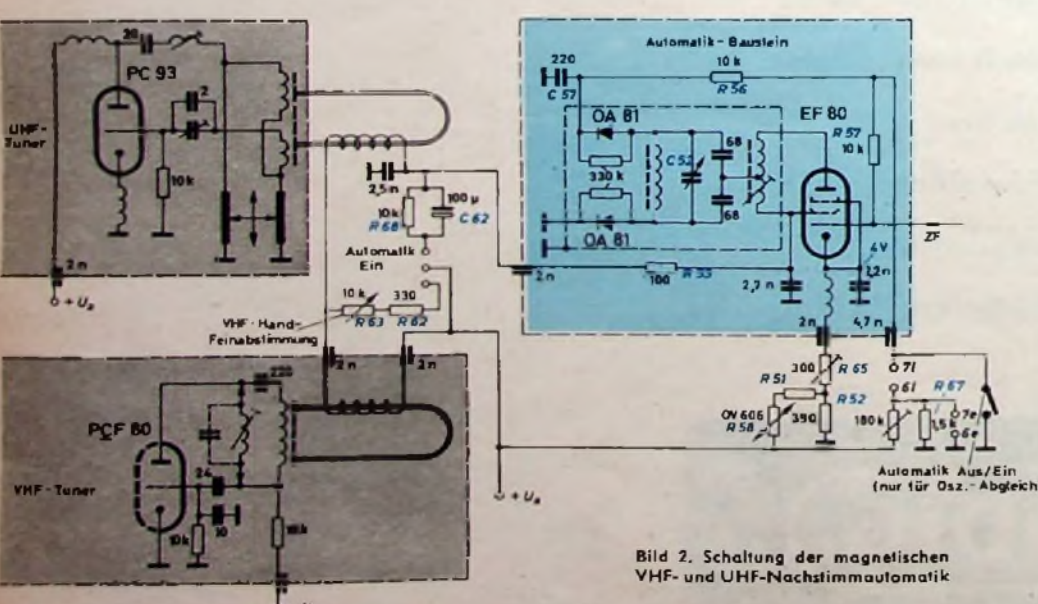


Bild 2. Schaltung der magnetischen VHF- und UHF-Nachstimmautomatik

**Dual -  
ein Name**

**von gutem Klang**



Der gute Klang! - Ihm verdanken  
Dual-Phonogeräte ihren weltweiten Ruf.

Er reicht vom höchsten Diskant bis  
zum tiefsten Baß, ist originalgetreu noch im  
hauchzarten Pianissimo, bewältigt mühelos  
das ganze musikalische Repertoire.

Und sein Geheimnis? Eine komfortable,  
zuverlässig funktionierende Tonanlage, nach  
strengen Normen erprobte Bauelemente  
und schließlich die präzise Sorgfalt, mit der  
Dual-Phonogeräte seit eh und je  
hergestellt werden.

Hand in Hand mit so viel technischem  
Fortschritt geht eine vernünftige Kalkulation.  
Wer ernsthaft prüft, was Dual-Phonogeräte  
leisten, wird feststellen:  
sie sind ihren Preis wirklich wert.

Dual-Plattenspieler, -Plattenwechsler,  
-Phonokoffer und -Stereoanlagen, das ist ein  
Geräteprogramm, mit dem Sie auch Ihre  
anspruchsvollsten Kunden zufriedenstellen  
können. - Bitte, fordern Sie Informationen  
von Dual Gebrüder Steidinger,  
St. Georgen/Schwarzwald.

**Zum guten Ton gehört Dual**



# Direktanzeigender Frequenzmesser für 10 Hz bis 100 kHz

Der beschriebene Frequenzmesser ist vollständig transistorisiert. Die Anzeige ist bei Eingangsspannungen zwischen 0,15 und 5 V weitgehend unabhängig von der Amplitude und Kurvenform der Eingangsspannung. Es können Frequenzen von etwa 10 Hz bis 100 kHz gemessen werden. Der Eingangswiderstand des Gerätes ist etwa 70 kOhm. Die Anzeige-Genauigkeit hängt bis 30 kHz von der Genauigkeit des benutzten Drehspul-Meßinstrumentes ab. Im Bereich bis 100 kHz tritt ein geringer zusätzlicher Fehler auf. Es wird ein Drehspulinstrument Klasse 1,0 benutzt.

DK 621.317.74

## Meßprinzip und Fehlerbetrachtung

Die Meßspannung wird zunächst in eine Rechteckspannung verwandelt. Dieses Signal wird gemäß Bild 1 durch das RC-Glied aus Koppelkondensator und Diodenbelastungswiderstand differenziert. Die Diode D 1 läßt den Stromstoß bei der

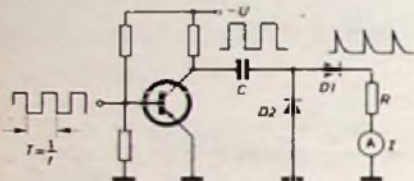


Bild 1. Prinzipschaltbild eines direktanzeigenden Frequenzmessers

Differentiation nur in einer Richtung durch, während D 2 für die Umladung des Kondensators an der anderen Flanke der Rechteckspannung sorgt. In dem Drehspulinstrument I wird der mittlere Strom der Impulse integrierend gemessen. Dieser mittlere Strom  $i_m$  ist proportional der Häufigkeit, das heißt der Anzahl der Impulse je Sekunde und damit der Frequenz der Rechteckspannung. Der Mittelwert  $i_m$  des Stromes durch den Belastungswiderstand R ist

$$i_m = f \cdot C \cdot U (1 - p) / (1 + p) \quad (1)$$

Hierin ist f die Impulsfrequenz, C die Größe des Koppelkondensators und U die Amplitude der Rechteckschwingung. Der Faktor p ist gegeben durch die Exponentialfunktion

$$p = e^{-2fRC} \quad (2)$$

Der Strom  $i_m$  würde exakt linear mit der Frequenz ansteigen, wenn  $p = 0$  wäre. Das ist zwar theoretisch nicht möglich, jedoch kann man zeigen, daß bei geeigneter

Dimensionierung des Differenziergliedes C, R der Fehler so klein wird, daß er selbst bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit unberücksichtigt bleiben kann. Den relativen Fehler  $n$  kann man wie folgt berechnen:

$$n = i_m / i_0 = -2p / (1 + p) \approx -2p \quad (3)$$

beziehungsweise

$$|n| = 2 \cdot e^{-2fRC} \quad (4)$$

An Hand eines Beispiels soll der auftretende Fehler berechnet werden. Dabei ist zu beachten, daß f die Impulsfrequenz darstellt. Wenn also beide Flanken des Rechtecks zur Messung herangezogen werden, was zur Erhöhung des Stromes zweckmäßig ist, dann muß statt f in obigen Formeln 2f eingesetzt werden. In dem Meßbereich 0...10 kHz des ausgeführten Gerätes ist der Koppelkondensator C = 1 nF und der durch das Instrument mit Parallelwiderstand gebildete gesamte Belastungswiderstand R = 1 kOhm. Bei der höchsten Frequenz in diesem Bereich (10 kHz) ist also zu setzen  $2f = 20$  kHz. Nach Gl. (4) ist der relative Fehler dann  $n = 2 \cdot e^{-25} = 1,3 \cdot 10^{-11}$  (etwa das 1,3fache des milliardstel Teils eines Prozent). Man sieht, daß der Meßfehler wesentlich kleiner ist als die Anzeige- und Ablesegenauigkeit selbst eines Präzisions-Meßinstrumentes. Es ist sogar möglich, mit diesem Verfahren auf recht einfache Weise die Anzeigenauigkeit eines Drehspul-Meßinstrumentes festzustellen, ohne daß dazu kostspielige Vergleichsinstrumente benötigt werden.

Für die Genauigkeit ist die Größe des Exponenten der e-Funktion in Gl. (4) maßgebend. Würde man in obigem Beispiel den Kondensator C oder den Widerstand R nur um das Fünffache erhöhen, dann wäre  $n = 2 \cdot e^{-5} = 2 \cdot 0,0067$  oder etwa 1,3%. Schon eine geringfügige Verkleinerung von C oder R würde den Fehler wieder in

die Größenordnung eines Promille sinken lassen. Da der Fehler also sehr plötzlich ansteigt, ist es zweckmäßig, C und R so zu dimensionieren, daß man noch eine gute Sicherheit in der Genauigkeit hat.

Wie aus Gl. (1) ersichtlich, geht in die Genauigkeit auch die Konstanz der Amplitude der Rechteckspannung ein. In der Anordnung nach Bild 1 muß also die Speisespannung des Transistors sehr konstantgehalten werden. Mit Hilfe von Zenerdioden oder elektronisch stabilisierten Spannungsquellen ist eine Konstanz von der Größenordnung eines Promille auch über einen größeren Temperaturbereich unschwer zu erreichen. Wenn man den Transistor im Schaltbetrieb arbeiten läßt, dann steht praktisch die ganze Batteriespannung zur Verfügung. Die Restspannung des Transistors zwischen Kollektor und Emitter ist im leitenden Zustand nur einige zehntel Volt. Diese Spannung ist nur wenig temperaturabhängig, so daß auch hier keine Einbuße an Genauigkeit zu erwarten ist.

Solange das RC-Glied etwa so bemessen ist wie in dem angegebenen Beispiel, ist auch das Tastverhältnis der Rechteckspannung nicht kritisch. Die Fehlerbetrachtung besagt ja, daß die e-Funktion des Impulses bei der Differentiation möglichst auf nahezu Null abgeklungen sein muß, bevor der nächste Impuls kommt. Das ist aber bei der vorgenommenen Bemessung immer der Fall. Bei den hohen Frequenzen können eventuell schon Streukapazitäten einen beträchtlichen Einfluß auf das Meßergebnis haben. Beispielsweise ist der Kondensator des beschriebenen Gerätes im 100-kHz-Bereich nur noch 70 pF groß. Hinzu kommen noch etwa 30 pF an Streukapazitäten. Auch ist es wichtig, daß die Flanken der Rechteckspannung bis zur höchsten Meßfrequenz scharf sind, d.h., sie müssen kleine Anstiegs- und Abfallzeit haben. Andernfalls nimmt der differenzierte Impuls nach hohen Frequenzen hin ab, was dann die Genauigkeit beeinträchtigt. Es ist daher zweckmäßig, als Endstufentransistor einen HF- oder HF-Schalttransistor zu benutzen.

## Ausgeführte Schaltung

Bild 2 zeigt die vollständige Schaltung des Frequenzmessers. Die erste Stufe (OC 612) dient als Impedanzwandler. Zusammen mit dem Widerstand hat das Gerät einen Eingangswiderstand von etwa 70 kOhm. Auf die Emitterfolgerstufe folgt eine Verstärkerstufe (OC 612). Werden dem Eingang relativ hohe Spannungen angeboten, dann findet in jeder Stufe bereits eine teilweise Begrenzung statt. In der dritten Stufe (OC 612) wird das Signal so begrenzt, daß am Kollektor eine Rechteckspannung zur Verfügung steht. Diese wird in der Endstufe (AFZ 10) noch einmal „geschärft“.

Die niedrigste zu messende Frequenz wird durch die Koppelkondensatoren bestimmt. Wegen der mehrmaligen Begrenzung kann man aber auch noch die Frequenzen bis 10 Hz gut messen; darunter wird ohnehin die Ablesegenauigkeit zu gering. Die Speisespannung ist -22,5 V. Von der Gesamtamplitude der Rechteckspannung

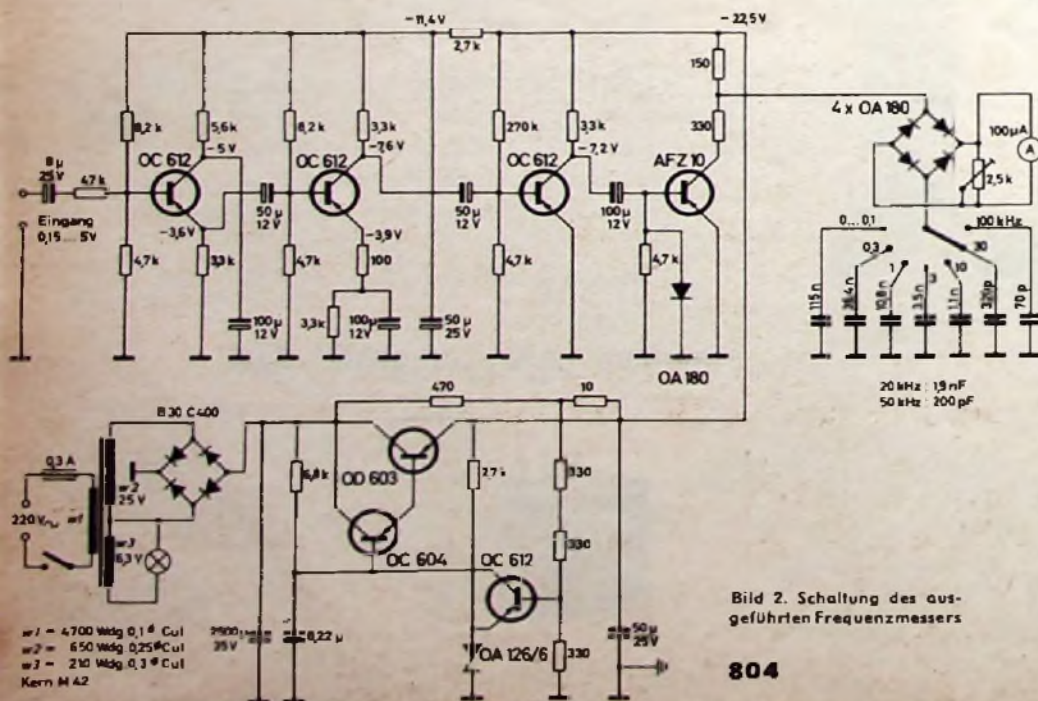




Bild 2. Schaltung des ausgeführten Frequenzmessers



**Die Leistung entscheidet**

Nicht der Erfolg des Augenblicks,  
sondern systematische Arbeit prägten den Begriff  
der -Zuverlässigkeit und Qualität.  
Bei uns, wie in 128 Ländern der Erde  
schätzt man daher  als Zeichen echter Leistung.



**Perpetuum-Ebner**

**Plattenspieler - Plattenwechsler**



Sie verlangen Betriebssicherheit - wir bieten sie Ihnen mit

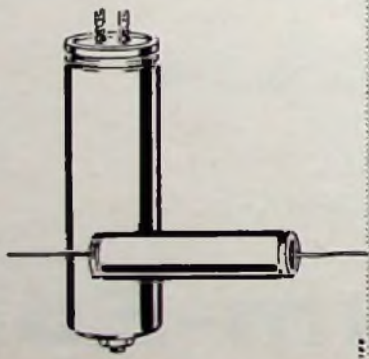
## BOSCH MP-KONDENSATOREN

für Nachrichtentechnik · Fernsehtechnik · Elektronik · Regel- und Steuertechnik · Meßgerätebau.

BOSCH MP-Kondensatoren heilen bei Durchschlägen selbst und sind unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen. Sie sind kurzschlußsicher und praktisch induktionsfrei. Wir liefern BOSCH MP-Kondensatoren für Gleichspannung als Klasse 1 für besonders hohe klimatische Anforderungen und als Klasse 2 für normale klimatische Verhältnisse.

Ausführung	Nenn-/Spitzensp. V	Kapazität $\mu F$
MP-Wickel in Al.-Rundbecher mit Gewindebolzen zum Befestigen und Erden	160/240 250/375 350/525 500/750	1 ... 32 0.5 ... 40 0.5 ... 32 0.1 ... 20
Lotosen auf dem Gehäusedeckel	750/1125	0.5 ... 8
Stabform, MP-Wickel in Metallrohr	160/240 250/375	1 ... 4 0.5 ... 2
Anschlußdrähte an den Stirnseiten	350/525 500/750	0.25 ... 2 0.1 ... 1

Verlangen Sie bitte unsere technische Druckschrift über BOSCH MP-Kondensatoren für Gleichspannung.



ROBERT BOSCH GMBH STUTTART

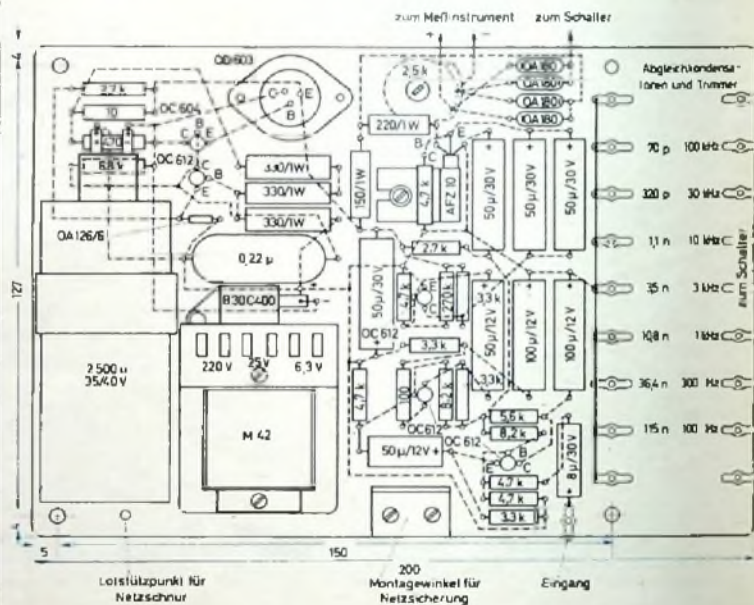
wird jedoch nur etwa ein Drittel benötigt (Aufteilung des Kollektorwiderstandes). Durch die hohe Speisespannung wird eine eventuell noch vorhandene Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestspannung des Endstufentransistors stark herabgesetzt.

Die differenzierten Impulse werden in einer Art Brückengleichrichterschaltung gewonnen. In der Brückenschaltung werden beide Flanken der Rechteckspannung differenziert, und die Impulse fließen in gleicher Richtung durch den Belastungswiderstand (Drehspulinstrument mit Parallelwiderstand). Abweichend von der Anordnung nach Bild 1 liegt der Kondensator nicht am Kollektor, sondern gegen Masse; das hat schaltungstechnische Vorteile, da dann alle Kondensatoren einseitig an Masse liegen. Daß der Instrumentenkreis dabei „hoch“ liegt, ist für die Wirkungsweise des Gerätes ohne Belang. Die Stromversorgung erfolgt aus dem Netz, obwohl auch Batteriebetrieb möglich ist. Die Betriebsspannung wird elektronisch stabilisiert. Der Innenwiderstand der elektronischen Stabilisationsanordnung ist auf etwa Null abgeglichen. Die Temperaturkoeffizienten der Zener-



◀ Bild 3. Ansicht des Frequenzmessers

Bild 4 (unten). Anordnung der Einzelteile auf der Montageplatte



diode und der Emitter-Basisspannung des ersten Verstärkungs-transistors (OA 126/6 und OC 612) sind so aufeinander abgestimmt, daß sie sich weitgehend kompensieren. Bei konstanter Netzspannung ist die Änderung der Spannung im Bereich 20 ... 50° C kleiner als 0,1 %.

Bild 3 zeigt eine Ansicht des ausgeführten Gerätes. Das Gehäuse hat die Größe 250×180×140 mm. Die Frontplatte wird zum größten Teil durch das Meßinstrument ausgefüllt. An der linken Seite befinden sich von unten nach oben: die Eingangsbuchsen, der Netzschalter, der Bereichumschalter und die Anzeigelampe. Die Bereiche wurden so gewählt, daß sie im Verhältnis 1 : 3,3 (zwei Skaleneinteilungen mit den Endwerten 100 und 30) stehen. Man braucht dann nicht im unteren Drittel der Skala abzulesen.

Sämtliche Teile wurden auf einer Hartpapierplatte montiert, die über Abstandsbolzen an den Befestigungsschrauben des Instrumentes befestigt ist. Die Verdrahtung ist unkritisch bis auf die Bereichskondensatoren. Bild 4 zeigt die Anordnung der Einzelteile auf der Montageplatte.

Bei der Eichung des Gerätes ergab sich, daß bei der 100°-Einteilung die Hauptfehler des Instrumentes bei 80 ... 90° und zwischen 20 und 40° lagen. Sie kamen hier auf den zulässigen Maximalwert von 1 %.

Eine gewisse Kompensation dieser Fehler konnte dadurch erreicht werden, daß der Nullpunkt bei der Messung etwas außerhalb des Nullpunktes der Skaleneinteilung gelegt wurde. Wie die im Bild 5 dargestellten Fehlerkurven zeigen, ist



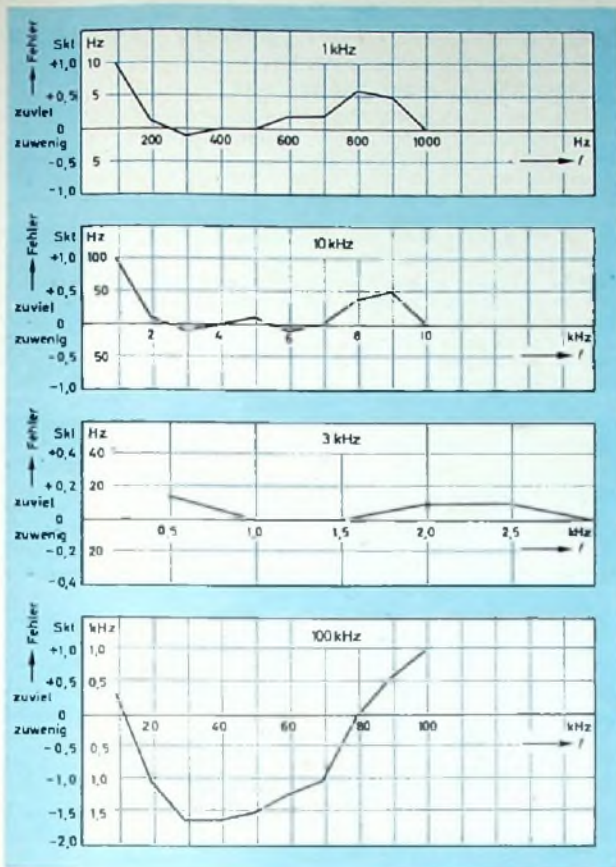


Bild 5 Fehlerkurven

die Art der Fehler in allen Bereichen gleich, ein guter Beweis dafür, daß es sich hier tatsächlich nur um einen Fehler des Meßinstrumentes selbst handelt. Durch die Verlagerung des Nullpunktes bleibt der Fehler in den oberen zwei Dritteln der Skala noch unter 1% v. E. Bei kleinen Ausschlägen sollte man ohnehin nicht messen, da der absolute Fehler dann zu groß wird. Im 100-kHz-Bereich ergibt sich - wie schon erwähnt - ein etwas größerer Fehler, der jedoch nicht auf das Instrument, sondern auf den Einfluß von Streukapazitäten und auf die Kurvenform der Rechteckspannung zurückzuführen ist.

### Aus dem Ausland

#### Gesteuerter Gleichrichter für 50 A

Unter der Bezeichnung „Trinsistor“ stellt die Westinghouse Electric Corporation (Semiconductor Department, Youngwood, Penn., USA) eine Gleichrichter-Anordnung mit Steuerelektrode und mit einem Durchlaßstrom von 50 A her. Der Trinsistor ist mit einer neuartigen Keramik-Kapsel versehen, die erhöhten Schutz bei höheren Spannungen gewährt und ein besseres Wärmeverhalten ermöglicht. Die Schaltzeit des Trinsistors wird mit 0,6  $\mu$ s angegeben. Der Wirkungsgrad liegt bei über 95%.

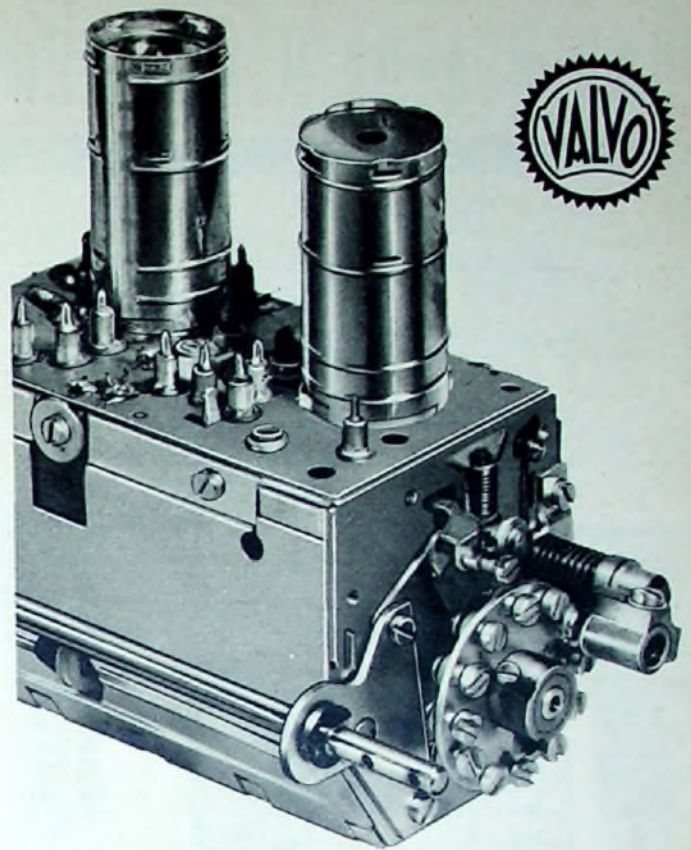
Der Trinsistor wird unter anderem an Stelle von Thyratrons eingesetzt und hat gegenüber den letzteren erhebliche Vorteile. Die Sperrspannung des Trinsistors liegt je nach Typ zwischen 60 und 360 V. Als weitere Anwendungsgebiete nennt die Herstellerfirma unter anderem Konverter, Motorsteuerung, Spannungsregelung, Ersatz von Magnetverstärker, Modulationsvorrichtungen hoher Leistungswerte, Inverter.

#### Outputmeter für Stereo-Geräte

In England hat die Amos of Exeter Ltd. (Weircliffe Court, Exwick, Exeter) ein Outputmeter für Stereo-Geräte herausgebracht. Das Outputmeter hat für jeden der beiden zu messenden und zu vergleichenden Stereo-Kanäle ein getrenntes Anzeigeelement. Das Gerät hat vier Bereiche (10 mW, 100 mW, 1 W und 10 W). Die Skalen der beiden Instrumente sind auch mit einer dB-Einstellung versehen. Der Eingangstransformator ist für Impedanzen von 3, 5, 7,5, 15 und 60 Ohm umschaltbar. Sowohl der Bereich- als auch der Impedanz-Umschalter für beide Kanäle sind mechanisch miteinander gekoppelt.

#### Neue Hand-Fernsehkamera

Die CBS hat für Live-Übertragungen eine Hand-Fernsehkamera entwickelt, die ohne Kabel arbeitet. Sie ist mit 65 Transistoren und einem Dreifach-Revolverobjektiv bestückt und wiegt insgesamt nur 10 kg.



# VALVO

## VHF | UHF

# KANALWÄHLER

mit Kanalstreifen in gedruckter Schaltungstechnik



VALVO AT 7635/80

VHF-Kanalwähler (Standard-Ausführung)

VALVO AT 7634/80

VHF-Kanalwähler mit automatischer Frequenzregelung

VALVO AT 7637/80

VHF-Kanalwähler mit gespeicherter

Frequenzfeineinstellung

VALVO AT 6321/01

UHF-Kanalwähler

VALVO GMBH HAMBURG 1

# KONDENSATOR-MIKROPHONE

FÜR HOHE ANSPRÜCHE



## KLEINMIKROPHONE

mit definierten Richtcharakteristiken, Typ KM 53a und KM 54a.

## STANDARDMIKROPHONE

umschaltbar für zwei Richtcharakteristiken, Typ U 47 / U 48

## RUNDFUNK-STUDIOMIKROPHONE

in robuster Ausführung, Typ M 49b mit fernsteuerbarer Richtcharakteristik, Typ M 50b Kugelcharakteristik.

## STEREOMIKROPHON

mit zwei unabhängigen Doppelmembransystemen und verschiedenen Richtcharakteristiken, Typ SM 2.

## MESSMIKROPHONE

mit hoher Konstanz der elektroakustischen Daten, Typ MM 3 oder MM 5.

## MIKROPHONZUBEHÖR

und Stromversorgungsgeräte kleiner Abmessungen unter Verwendung von Stabilitätzellen.

FORDERN SIE BITTE UNSERE NEUESTEN SAMMELPROSPEKTE AN



## GEORG NEUMANN

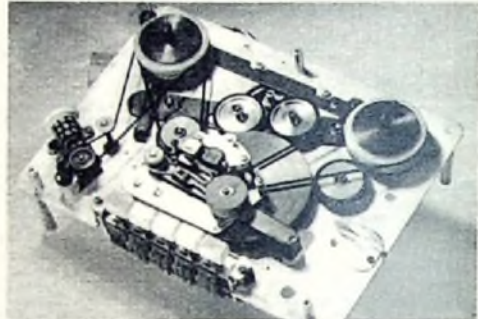
Laboratorium für Elektroakustik G.m.b.H.  
Berlin SW 61 · Segitzdamm 2 · Tel. 61 48 92

## Aus unserem technischen Skizzenbuch

### Tonbandgerätechassis der Thaleswerke

Die Fabrikation eines Tonbandgerätechassis wurde von der Thaleswerk GmbH aufgenommen. Das Chassis dieses Einmotoren-Laufwerkes besteht nur aus dem mechanischen Teil einschließlich eines kombinierten Aufnahme/Wiedergabekopfes und eines Löschkopfes sowie des bewährten AEG-Tonmotors „E Mot. Nr. S“ (Einphasenmotor mit 0,6- $\mu$ F-Anlaufkondensator). Das Doppelspurgerät nach internationaler Norm ist normal für die beiden umschaltbaren Geschwindigkeiten 4,75 cm/s und 9,5 cm/s ausgelegt.

Der Antrieb erfolgt von der Tonmotorwelle mit verschiedenen Durchmesser für die beiden Geschwindigkeiten über Reibradkupplungen auf die Schwungscheibe der Tonrolle. Der Aufwickelteller wird bei Aufnahme/Wiedergabe über einen Spezial-Gummiriemen von der Tonrollenachse aus angetrieben. Bei schnellem Vor- und Rücklauf treibt die Schwungmasse Reibräder, die direkt beziehungsweise über ein Gummisell auf den Aufwickel- und Abwickelteller wirken. Ein Bandlängenzählwerk wird ständig über einen Gummiriemen vom linken Bandspulenteller angetrieben.



Tonbandgerätechassis der Thaleswerk GmbH; ohne Abdeckplatte

Die Gleichlauf Eigenschaften des Laufwerkes werden als sehr gut bezeichnet. Im ausgeschalteten Zustand sind die Reibräder stets von der Motorwelle und der Schwungmasse abgehoben, so daß keine Druckstellen auf den Gummirädern entstehen, die ein eventuelles Rumpeln hervorrufen könnten.

Die Funktionen des Laufwerkes sind drucklastengesteuert (5 Drucklasten), und zwar durchweg auf mechanischem Wege Aufnahme/Wiedergabe sowie Vor- und Rücklauf lassen sich erst nach Drücken der Stoptaste auslösen. Beim Drücken der Stoptaste werden stets Bremsen an die Bandspulenteller so angelegt, daß der Bandlauf sofort abgestoppt wird. Das Stoppen erfolgt jedoch derart weich, daß ein Dehnen oder Reißen des Tonbandes vermieden wird.

Das Band wird flatter- und schlingrefrei an dem Lösch- und dem Kombikopf vorbeigeführt. Die rechte Bandführungsrolle ist als Band-Endabschaltkontakt ausgeführt. Es können im Gerät Spulen bis zu 18 cm  $\phi$  verwendet werden.

Der eingebaute Kombi-Kopf mit Abschirmung ist eine Ausführung der Firma Bogen (Induktivität 30 mH, Luftspalt 5  $\mu$ m, HF-Strom und -Spannung bei 100 kHz etwa 2,3 mA/15 V, NF-Strom für 160 mH etwa 0,15 mA, Wiedergabepegel bei 9,5 cm/s etwa 0,2 mV bei 166 Hz und 160 mH beziehungsweise 2 mV bei 2 kHz Vollaussteuerung, Gleichstromwiderstand 7,5 Ohm). Der Bogen-Löschkopf hat Ferritkern (2 mH, HF-Strom und -Spannung bei 100 kHz etwa 50 mA/50 V, Gleichstromwiderstand 4 Ohm).

Der mechanisch stabile Aufbau des Chassis ist bei aller Präzision so einfach und robust, daß sich neben den guten Gleichlauf Eigenschaften eine sehr einwandfreie Betriebszuverlässigkeit ergab. Das Laufwerk wird sowohl an Amateure als auch an die Industrie geliefert.

### Selbstklebendes Magnetband und Magnetankaschierband

Ein neues selbstklebendes Magnettonband der Agfa ermöglicht in einfacher Weise, magnetisierbare Schichten auf nichtmagnetische Unterlagen (Papier, Kunststoffe, Textilien, Metalle usw.) aufzubringen. Das Band in den Ausführungen „FR 6“ auf Acetylcellulose- und „PE 41“ auf Polyester-Unterlage kann wie ein normales Büroklebeband verwendet werden. Die Banddicke der Ausführung „FR 6“ ist etwa 70  $\mu$ m (40  $\mu$ m dicke Acetylcellulose-Trägerfolie, 15  $\mu$ m dicke magnetisierbare Schicht, 15  $\mu$ m dicke Klebeschicht). Die Klebeschicht ist mit einer leicht abziehbaren Trennfolie abgedeckt. Bei der Ausführung „PE 41“ liegt die Gesamtdicke bei etwa 35  $\mu$ m (15  $\mu$ m dicke Polyester-Folie, 10  $\mu$ m dicke Magnetschicht, 10  $\mu$ m dicke Klebstoffschicht). Die Bänder werden normal in 25-m-Rollen in 6 mm Breite geliefert.

Direkt (ohne Trägerfolie) läßt sich die magnetisierbare Schicht mit Hilfe eines neuen Magnetankaschierbandes der Agfa auf der Unterlage aufbringen (extrem dünn aufgebrauchte Schicht: 15  $\mu$ m). Dieses Band (25  $\mu$ m dicke Polyester-Trägerfolie, 12  $\mu$ m dicke magnetisierbare Schicht, darüber 3...5  $\mu$ m dicke, bei Raumtemperatur völlig trockene Heißsiegel-Klebstoffschicht) wird mit der Schichtseite auf die Unterlage gelegt und unter leichtem Druck von der Rückseite her kurzzeitig auf etwa 120° C erwärmt (heizbare Druckrolle, Bügelisen usw.). Von der dann fest mit der Unterlage verbundenen magnetisierbaren Schicht läßt sich die Trägerfolie leicht abziehen.

## Kristalldioden für die Abstimmung von Empfängern

Bei geeigneter Dotterung des Halbleitermaterials können Kristalldioden, insbesondere Silizium-Flächendioden, als veränderbare Kondensatoren verwendet werden, wenn an ihnen eine Gleichspannung in Sperrrichtung liegt. Ihre wirksam werdende Kapazität ist dann eine Funktion der Sperrspannung, und zwar nimmt sie mit größer werdender Sperrspannung ab. Diese Eigenschaft der Kristalldiode nutzt man beispielsweise bereits bei der automatischen Scharfabstimmung von UKW-Empfängern aus, wobei die Diode einen Teil des Oszillator-Schwingkreises bildet und vom Diskriminator eine Regelspannung erhält, die ihre Kapazität so beeinflusst, daß die Resonanzfrequenz des Schwingkreises in dem gewünschten Sinne verschoben wird.

Untersuchungen in der Halbleiterabteilung der amerikanischen Firma Hughes Products haben nun gezeigt, daß die Siliziumdiode auf diesem Gebiete noch viel weitergehende Möglichkeiten in sich birgt und unter günstigen Umständen durchaus in der Lage ist, die Abstimmkapazität, also den Drehkondensator, eines Rundfunkempfängers vollständig zu ersetzen. Dadurch bietet sich eine neue Art der elektrischen Fernabstimmung an; außerdem ergibt sich auf diese Weise eine außerordentlich einfache Methode für eine durchlaufende Abstimmung mit automatischer Sendersuche.

Die Abhängigkeit der Kapazität  $C$  der Flächendiode von der an ihr liegenden Sperrspannung  $U$  läßt sich durch die Formel

$$C = \frac{K}{(U_0 + U)^n}$$

ausdrücken.  $K$  ist eine Proportionalitätskonstante, die von der Art und den Eigenschaften der jeweiligen Diode individuell abhängt,  $U_0$  das Kontaktpotential mit einem Wert von rund 0,5 V; der Exponent  $n$  ist 0,46. Bild 1 zeigt die Abhängigkeit der Kapazität von der Sperrspannung, wie sie an einigen Siliziumdioden, die als Abstimmkondensatoren geeignet sind, festgestellt wurde. Tatsächlich ist der Variationsbereich der Kapazität noch größer als aus Bild 1 hervorgeht, weil man die Sperrspannung noch niedriger als 0,1 V machen und sogar eine Spannung in Durchlaßrichtung bis maximal 0,4 V anlegen kann. Diese Spannung in Durchlaßrichtung hebt nämlich das in Sperrrichtung wirksame Kontaktpotential teilweise auf und muß daher stets niedriger als dieses sein.

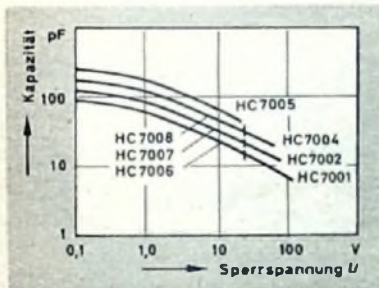


Bild 1 (links) Abhängigkeit der Kapazität einiger Siliziumdioden von der angelegten Sperrspannung

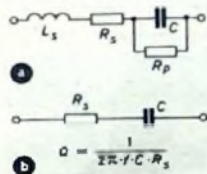


Bild 2. Vollständige (a) und vereinfachte (b) Ersatzschaltung der als Kondensator arbeitenden Siliziumdiode

Zwar könnte bei den Untersuchungen ein recht ansehnlicher Variationsbereich der Kapazität von etwa 35 : 1 erreicht werden, doch läßt sich dieser Bereich in der Praxis nicht ganz ausnutzen. Die Diode ist keine ideale Kapazität, sondern hat das im Bild 2 a dargestellte Ersatzschaltbild. Allerdings ist dort im allgemeinen die Selbstinduktion  $L_s$  vernachlässigbar klein, während der Parallelwiderstand  $R_p$  mehrere tausend MOhm groß ist und deshalb ebenfalls keine Rolle spielt. Das Ersatzschaltbild vereinfacht sich dann, wie es im Bild 2 b dargestellt ist, wo der Reihenwiderstand  $R_s$  einen wesentlichen Einfluß auf die Kreisgüte ausübt, wenn die Diode als Kapazität eines Schwingkreises verwendet wird.

Im Bild 2 b ist auch angegeben, wie sich die Güte  $Q$  der Diode berechnet, wenn sie als Element in einem Schwingkreis arbeitet. Danach hängt  $Q$  nicht nur von der Frequenz  $f$  und der jeweiligen Kapazität  $C$  der Diode, sondern auch von deren Reihenwiderstand  $R_s$  ab.  $R_s$  ist aber ungefähr der Widerstand der leitfähigen Schichten des Halbleitermaterials der Diode. Da diese leitfähigen Schichten mit größer werdender Sperrspannung, das heißt mit abnehmender Kapazität, immer dünner werden, wächst  $R_s$  auch mit der Sperrspannung. Bei gleichbleibender Frequenz steigt deshalb  $Q$  mit der Sperrspannung  $U$  an; andererseits sinkt die Güte mit größer werdender Frequenz  $f$  ab, wie die Formel im Bild 2 b aussagt. Durch diese Abhängigkeiten der Größe  $Q$  ist man hinsichtlich des nutzbaren Kapazitätsbereiches der Diode Einschränkungen unterworfen, weil  $Q$  nicht unter einen gewissen Wert absinken darf, wenn Verstärkung und Selektivität des Empfängers nicht zu stark beeinträchtigt werden sollen.

Der nutzbare Kapazitätsbereich ist aber trotzdem noch groß genug, um Dioden mit den Kennlinien nach Bild 1 als alleiniges Abstimmelement für den Mittelwellenbereich zu verwenden. Sie ersetzen dann die sonst üblichen Drehkondensatoren und gestatten durch Veränderung der an ihnen liegenden Sperrspannung eine Abstimmung



## Das hat bis jetzt gefehlt...

ein praktisches Archivheft für Tonbandaufnahmen: 8 Seiten für ausführliche Eintragungen, eine kurze Gebrauchsanleitung und ein Musterbeispiel. Gleichzeitig wirkt jedes Heft auch für Sie (Raum für Firmenstempel). Außerdem: Wer archiviert, kauft mehr Bänder.

## Magnetophonband

Band der unbegrenzten Möglichkeiten



- oberflächenvergütet = spiegelglatte Magnetschicht
- magnetisch stabil = kein Aufnahmeschwund
- kopierfest = echofrei
- voldynamisch = naturgetreuer Klang

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertreterungen und der sonstigen Berechtigten z. B. GEMA, Böhrnenverlage, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw. gestattet.

BADISCHE ANILIN- & SODA-FABRIK AG · LUDWIGSHAFEN AM RHEIN

Gleich ausschneiden und an die BASF schicken!

### Bestellschein

Bitte schicken Sie kostenlos 10 - 20 - 30 Archivhefte  
DAS RICHTIGE BAND SOFORT ZUR HAND an

Anschrift .....

Unterschrift .....

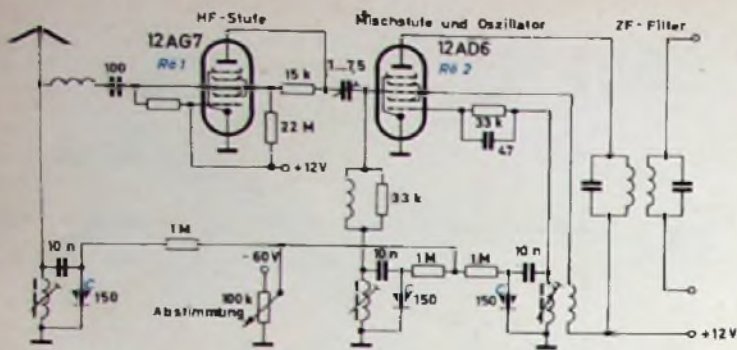


Bild 3. Hochfrequenz- und Überlagerungsteil eines Empfängers mit abstimmbaren Siliziumdioden an Stelle von Drehkondensatoren

mung über einen Bereich von 595 ... 1610 kHz. Im Bild 3 ist der HF- und Mischteil eines derartigen, mit Abstimmindioden ausgerüsteten Rundfunkempfängers wiedergegeben. Insgesamt sind drei Abstimmindioden als Kapazitäten von Resonanzkreisen vorhanden, und zwar in der HF-Vorstufe, am Eingang der Mischstufe und im Oszillatorteil. Ihnen wird gemeinsam von einem einzigen 100-k $\Omega$ -Potentiometer eine zwischen 3 V und 60 V einstellbare Sperrspannung zugeführt. Zur Abstimmung wird also nur dieses Potentiometer betätigt. Da somit die Abstimmung aller drei Kreise gemeinsam erfolgt, muß ein einwandfreier Gleichlauf durch sorgfältigen Abgleich der drei Schwingkreise mittels justierbarer Spulenkern angestrebt werden.

Die Resonanzkreise selbst dürfen selbstverständlich durch das Abstimpmpotentiometer und die Spannungsquelle für die Sperrspannung nicht belastet werden. Zu diesem Zweck ist vor jede Diode ein 1-M $\Omega$ -Widerstand geschaltet, der unbelastet ist und nur von dem Sperrstrom der Diode durchflossen wird, der aber kaum höher als 1  $\mu$ A ist. Im übrigen muß die im Resonanzkreis auftretende Signalamplitude stets klein gegen die Sperrspannung sein, damit die Signalspannung nicht von sich aus die Kapazität der Dioden in unerwünschter Weise beeinflusst. Da der Exponent  $n$  in der die Abhängigkeit der Kapazität von der Sperrspannung beschreibenden Formel für alle Siliziumdioden den gleichen konstanten Wert hat, ist der Gleichlauf der drei Resonanzkreise gesichert, wenn diese für einen Punkt abgeglichen wurden.

Die abstimmbaren Dioden zeigen keinerlei Hysterese-Effekte, so daß ein bestimmter Sender immer an demselben Punkt der Abstimmenskala erscheint. Eine Druckknopf-abstimmung läßt sich leicht durchführen,

wenn man statt des Potentiometers einen aus Festwiderständen bestehenden Spannungsteiler mit mehreren festen Abgriffen nimmt, die durch die Druckknöpfe wahlweise an die Dioden gelegt werden. Vor allem aber erlaubt die Abstimmdiode eine sehr einfache Art des automatischen Suchlaufes über den gesamten Abstimmbereich, der selbsttätig anhält, wenn ein Sender bestimmter Stärke gefunden worden ist. Diese Möglichkeit macht die Abstimmdiode für den Autoempfänger besonders interessant.

Bei der Sendersuche führt man der Diode nicht eine feste, einstellbare Sperrspannung zu, sondern eine zeitvariable Spannung, die innerhalb einiger Sekunden von null Volt bis auf einen Höchstwert ansteigt. Hierzu kann ein gleichstrommäßig parallel zur Diode liegender großer Kondensator dienen, den man über einen Widerstand aus einer Gleichspannungsquelle auflädt (Bild 4a). Sobald der Schalter S geöffnet wird, beginnt C sich langsam über den Widerstand R aufzuladen, bis an ihm die Spannung der Gleichspannungsquelle U liegt. Die Spannung von C ist auch die Spannung an der Diode, jedoch beeinflußt der Kondensator C die Resonanzfrequenz des Kreises praktisch nicht, da seine Kapazität groß gegen die der Diode ist. Durch Schließen von S wird der Anfangszustand wiederhergestellt, und es kann ein neuer Suchlauf beginnen.

Es muß jetzt nur noch dafür gesorgt werden, daß die Aufladung des Kondensators C unterbrochen wird, sobald ein Sender gefunden wurde. Dazu muß in die Verbindung des Ladewiderstandes R mit

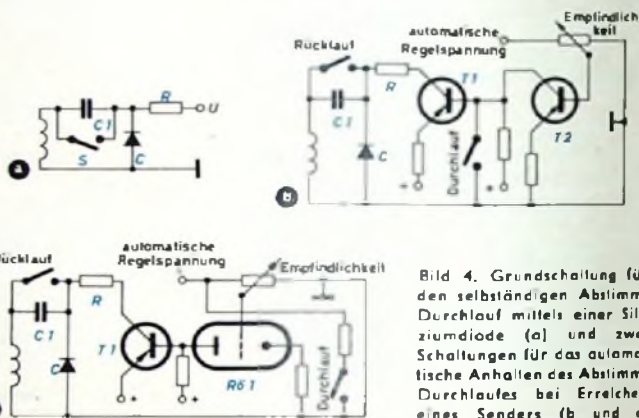


Bild 4. Grundschaltung für den selbständigen Abstimm-Durchlauf mittels einer Siliziumdiode (a) und zwei Schaltungen für das automatische Anhalten des Abstimm-Durchlaufes bei Erreichen eines Senders (b und c)

# Telematt VM-40

50/40 Watt Hi-Fi Misch-Verstärker

4fach Mixer 8 Eingänge davon 2 x Mikro  
2 x Phono (magn.) 2 x Phono (Kristall)

Frequenzgang bei 40 Watt:  
 $\pm 0,6$  db 20 Hz - 20 kHz

Verzerrung bei 40 Watt:  
40 Hz 0,65 %  
1 kHz 0,25 %  
5 kHz 0,60 %

Strikte Einhaltung der Leistungsdaten garantiert. Fordern Sie Prospekte!



NEUE TECHNIK NEUE FORM  
STUDIO-KLANGQUALITÄT  
BETRIEBSSICHERHEIT  
GERÄUSCHFILTER  
PRÄSENZ-EFFEKT

DM 698,-

KLEIN + HUMMEL

Telematt · Teletest · Radiotest

STUTT GART · POSTFACH 402

der Gleichspannungsquelle ein Tor gelegt werden, das die Verbindung sofort unterbricht, wenn ein Sender mit einer bestimmten Mindestfeldstärke festgestellt wird. Zwei hierfür geeignete Schaltungen zeigen die Bilder 4b und 4c. In beiden Fällen ist das Tor ein Transistor T1, der an der Basis von einer Spannung gesteuert wird, die von der im Empfänger erzeugten Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung abgeleitet ist. Wenn die Steuerspannung an der Basis von T1 einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor gesperrt, und die Ladung von C1 aus der Gleichspannungsquelle über die Emitter-Kollektor-Strecke von T1 und den Lade-widerstand R hört auf.

Jedesmal, wenn die Regelspannung des Empfängers ansteigt, wenn also ein Sender einfällt, bleibt daher die Abstimmung stehen. Durch kurzzeitiges Schließen des als Druckknopf ausgebildeten Schalters „Durchlauf“ wird die Sperrschaltung an T1 aufgehoben, und C1 lädt sich weiter auf, bis der nächste Sender erreicht ist. Durch Drücken der Taste „Rücklauf“ wird C1 entladen, so daß der Abstimm-lauf von neuem beginnen kann. Der Rücklauf könnte auch automatisch vor sich gehen, wenn man den Kurzschlußschalter durch eine Glühlampe ersetzt, die dann zündet, wenn C1 seine Höchstspannung erreicht hat.

Die Steuerspannung für den Tortransistor T1 wird von der automatischen Regelspannung des Empfängers über ein Potentiometer abgegriffen und entweder in einem Transistor T2 oder in einer Röhre R01 verstärkt, bevor sie die Basis von T1 erreicht. Mit dem Potentiometer läßt sich die Empfindlichkeit, also die Mindeststärke des Senders, bei der der Abstimm-lauf unterbrochen wird, einstellen. Die Steuerung des Tortransistors T1 kann so eingerichtet werden, daß er im gesperrten Zustand noch einen ganz geringen Ladestrom an den Kondensator C1 abgibt, der gerade dessen unvermeidbaren Leckstrom ausgleicht und die Abstimmung an dem gestoppten Punkt genau festhält.

Dr. F.

(Hammerlag, J. G.: Signal-seeking auto radio uses semiconductor tuning Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 30, S. 60)

**Katodenstrahl-Oszillografen - ihre Breitbandverstärker und Zeit-ablenkgeräte.** Von G. Wolf. München 1960, Franzis-Verlag, 15,5x21 cm 280 S., m. 227 B. u. 3 Tab. Preis in Ganzl. 23,80 DM

Die technische Entwicklung neuzeitlicher Oszillografen wird kurz gestreift. Die für viele Zwecke erforderliche große Bandbreite und Verzerrungsfreiheit moderner Oszillografen erfordern bei der Dimensionierung der Oszillografenverstärker und der Zeitablenkgeräte mannigfaltige Maßnahmen. Mit Hilfe einer einheitlichen Ersatzbild-methode für die Verstärkerrohre erläutert der Verfasser Verstärker-grundschaltungen und geht sehr ausführlich auf viele Einzelprobleme des Breitbandverstärkers ein (Stromgegenkopplung über Elektroden-

widerstände; Gegenkopplung über äußere Schaltungswege; Verhalten RC-gekoppelter Verstärker bei tiefen Frequenzen; Verhalten widerstandsgekoppelter Verstärker bei hohen Frequenzen; Endstufe im Breitband-Oszillografen; Verzögerungleitungen; Kettenverstärker; Gleichspannungsverstärker; Konstanz von Gleichspannungsverstärkern; Spannungsmessung mit dem Oszillografen; Differenz-Verstärker; Elektronische Verstärker-Umschalter; Breitband-Verstärker nach Industrie-Schaltungen)

Im Abschnitt „Zeitablenkung“ sind die verschiedensten Varianten der Multivibratoren behandelt und praktische Schaltungsanordnungen zur Erzeugung einer Zeitablenkspannung angegeben; Sonderschaltungen folgen (Helligkeitssteuerung; Verzögerte Zeitablenkung; Zeitmarkengeneratoren). Den Abschluß des Buches bildet die Strom-versorgung (Stromversorgung mit elektronischen Regelgeräten, Hochspannungserzeugung).

Das Buch gibt eine gute Übersicht über die Probleme und bringt wertvolle Dimensionierungshinweise.

1.

**Der praktische Funkamateurl. Schriftenreihe, herausgegeben vom Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin. 11x18 cm Preis brosch. je Heft 1,90 DM**

**Nr. 4. Tonband-Aufnahmep Praxis.** Von H. Jakubasch 88 S., m. 21 B.

Praktische Hinweise stehen bereits bei der „Gerätekunde“ (Tonbandgerätee, Verstärkerfragen, Mikrofone, Zubehör) im Vordergrund. Im Abschnitt „Etwas Akustik“ werden Aufnahmen in geschlossenen Räumen, Aufnahmen im Freien und Trickaufnahmen behandelt. Die anschließenden „Praktischen Winke“ machen kurz mit dem Bandschnitt und der Tonmontage, Bandaufnahme von Telefongesprächen, Vertonung von Schmalfilmen usw. vertraut, ferner mit der Aufbewahrung von Tonbändern.

**Nr. 8. Praktisches Radiobasteln I; Handwerkliche Grundlagen.** Von K.-H. Schubert. 76 S., m. 48 B.

Diese erste von drei Broschüren zeigt, wie man einen Arbeitsplatz zweckmäßig einrichtet, und führt die vom Bastler benötigten Werkzeuge und Werkstoffe vor. Die Arbeit selbst (Messen und Anreihen; Trennen von Werkstoffen; Biegen und Richten; Spangebende Bearbeitungen; Verbinden; Veredeln) wird an Hand von Beispielen erläutert.

**Nr. 13. Miniaturröhren und Ihre Schaltungstechnik.** Von K.-H. Schubert. 84 S., m. 51 B.

Für die gebräuchlichsten Röhren der 80er Reihe sind jeweils Betriebs- und Grenzwerte genannt. Zahlreiche dimensionierte Beispiele zeigen die Anwendung der Röhren.

-e



## VORTEILHAFT STROMVERSORGUNGSGERÄTE

für Werkstatt, Labor und Unterricht



**Universal-Netzgerät PS-3**

Zur Entnahme von Heiz- und Anodenspannung für Versuchsaufbauten und Reparaturgeräte.  
Anodenspannung: Stufenlos von 0...500 V regelbar und elektronisch stabilisiert.  
Spannung oder Strom vom Instrument angezeigt.  
Stromentnahme: 450 V/10 mA... 300 V/70 mA... 200 V/130 mA.  
Spannungskonstanz:  $\pm 1\%$ ,  
Brummspannung max. 30 mVeff,  
Heizspannung 6,3 V/4 A.

Alle Geräte für Netzanschluß mit Schukostecker

### Labor-Netzbatterie BE-5

Batterie-Spannungsquelle als Ersatz für Autobatterien bei der Reparatur oder Konstruktion von Geräten für Fahrzeugbetrieb. Regelbare, gut gesiebelte Ausgangsspannung wahlweise 0...8 V/10 A Dauerlast, 15 A Spitze oder 0...16 V/5 A Dauerlast, 7,5 A Spitze.  
Restbrumm 0,3%, Spannung und Strom werden angezeigt.  
Eingebautes Überlastrelais verhindert Kurzschluß-Schäden.



Nähere Einzelheiten finden Sie in unserer Meßgeräte Liste DF-7, die wir Ihnen auf Wunsch gern kostenlos zusenden.



**Labor-Netzgerät PS-4**

Ähnlich Modell PS-3, aber mit größerer Ausgangsleistung und mehr Bedienungskomfort. Anodenspannung stufenlos von 0...400 V regelbar und elektronisch stabilisiert.  
Spannung und Strom von den Instrumenten angezeigt.  
Stromentnahme: 0...400 V/100 mA,  
Spannungskonstanz:  $\pm 1\%$ ,  
Brummspannung max 10 mVeff,  
Ausgangsimpedanz:  $< 10 \Omega$ , 0...1 MHz,  
Heizspannung 6,3 V/4 A,  
Gittervorspannung 0...100 V/1 mA.

DEUTSCHE FABRIKNIEDERLASSUNG:

**DAYSTROM**  
G · M · B · H  
Frankfurt/Main  
Niddostr. 49, Tel. 3385 15, 3385 25



## Nefru der Aegypter

Nefru, der Kapitän, war weise,  
er brauchte längst nicht mehr zu schrei'n.  
Er sprach die Kommandos leise  
in ein MD 4 hinein.  
Seine Stimme ward verdoppelt  
und dazu nicht rückgekoppelt.

### **MD 4, das rückkopplungsarme Sennheiser-Mikrofon**

Dieses wohl wirkungsvollste Kompensations-Mikrofon  
können auch Sie Ihren Kunden überall dort empfehlen,  
wo es gilt, Übertragungen in Räumen, in Fahrzeugen und  
im Freien unter akustisch hoffnungslosen Bedingungen  
durchzuführen.

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an!

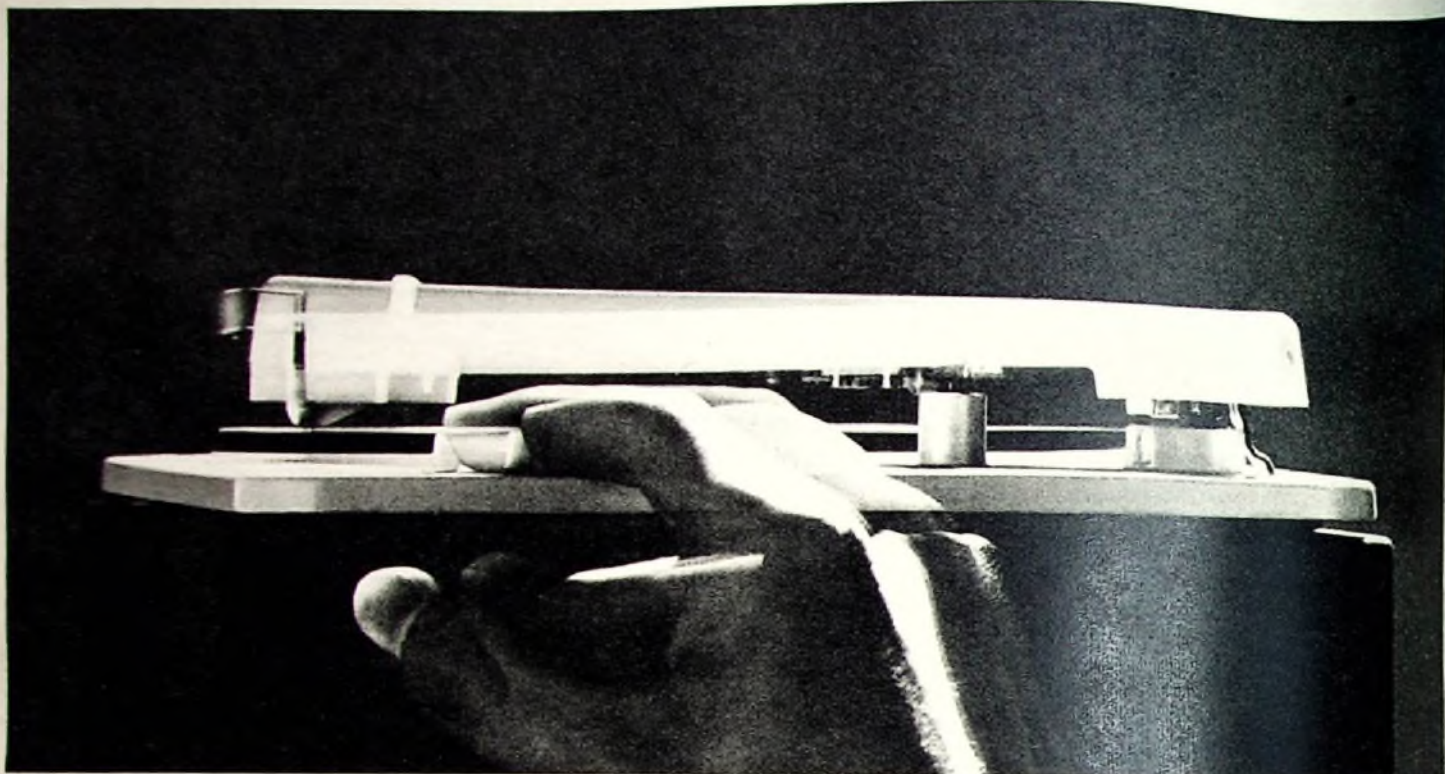
**SENNHEISER**  
*electronic*

BISSENDORF/HANN.





# BRAUN



## Ein neuer Plattenspieler

Spielend leicht zu handhaben, Platten und Reibrad schonend ist der neue Stereo-Plattenspieler PC 4 von Braun. Der Tonarm muß nur über die Einlaufrille geschwenkt werden, dann genügt ein Zug am Schalter, der Motor beginnt zu laufen und der Tonarm senkt sich sanft in die Einlaufrille. Ist die Schallplatte zu Ende, so schaltet sich der Plattenspieler automa-

tisch aus, der Tonarm hebt sich ab und das Reibrad wird entlastet.

Der Braun PC 4 ist in die Stereo-Geräte SK 6, Atelier 11 und PKG 51 eingebaut. Er kostet als Stereo-Plattenspieler PCS 4 auf Kunststoffsockel DM 99.- als Stereo-Phonokoffer PCK 4 DM 148.-

## Ein neues Chassis

Das neue Chassis RC 82 ist eine Spezialausführung des bekannten RC 81 von Braun. Es bietet neben zahlreichen Verbesserungen eine automatische Scharfabstimmung für UKW-Sender. Die Abstimmautomatik ist abschaltbar. Die beiden Verstärkerkanäle dieses Chassis können getrennt geschaltet und als

zwei unabhängige Mono-Verstärker verwendet werden. So ist es möglich, Schallplatten zu spielen und über einen Zusatzlautsprecher das Rundfunkprogramm ins Nebenzimmer zu übertragen. Dadurch können gleichzeitig verschiedene Hörwünsche erfüllt werden.

## und neue Geräte

Der beliebte Phonosuper SK 5 jetzt als leistungsfähiges und besonders preiswertes Stereo-Gerät: Phonosuper SK 6 Stereo mit dem neuen Plattenspieler PC 4 DM 448.-

Der Musikschrank R 22 mit breiter Stereo-Basis, Chassis RC 82, 5 Lautsprechern, Plattenwechsler, Tonbandfach und geräumigem Schallplattenfach DM 1170.-

Außerdem sind die folgenden Geräte mit dem neuen Chassis RC 82 lieferbar:

TS 31	DM 498.-
Atelier 11 (mit PC 4)	DM 598.-
PKG 51 (mit PC 4)	DM 750.-
RS 11 W (mit Plattenwechsler)	DM 1050.-
Die bekannte Lautsprecherbox L 1 enthält jetzt als L 11 drei Lautsprecher	DM 149.-