

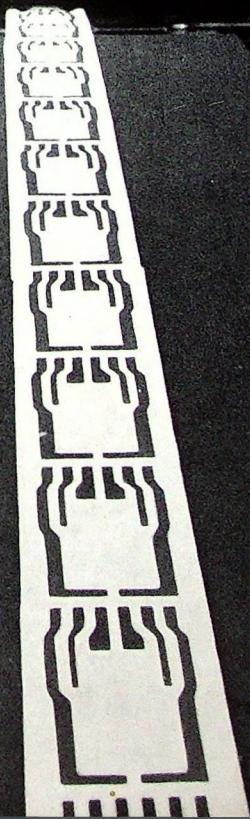
A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

E.-Thälmann-Str. 56

10020

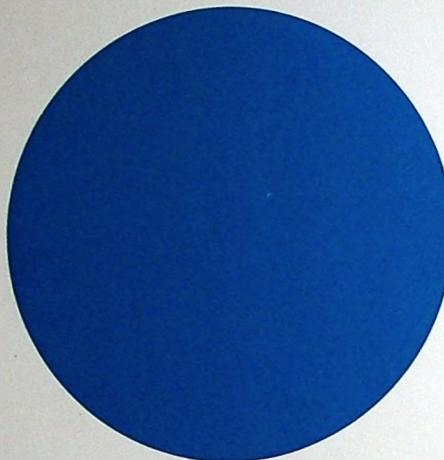


8

1968

2. APRILHEFT

Wissen Sie, was eine Ausnahme ist? Ein Kunde, der ein Autoradio verlangt und nicht Blaupunkt meint.



6

Ganz gleich, was für Kunden Sie haben, ob anspruchsvoll oder sparsam, ob großzügig oder kleinlich, mit Blaupunkt Autoradios machen Sie aus allen zufriedene Kunden.

Schließlich bieten Sie ihnen mit Blaupunkt 35jährige technische Erfahrung. Schließlich machen pas-

sende Einbaublenden (über 2000), ein reichhaltiges Zubehörprogramm und für ganz Anspruchsvolle ein exklusives Sonderzubehörprogramm den Einbau zur Maßarbeit. Bei jedem Wagentyp. Oder kennen Sie ein Auto, in das ein Blaupunkt Autoradio nicht hineinpaßt? Wir nicht.

Zu jedem Blaupunkt Autoradio die Bosch Autoantenne!

Und noch etwas: Sie sollten nicht vergessen, Ihre Kunden auf das unvergleichbar dichte Blaupunkt Autoradio-Service-Netz hinzuweisen, auf die über 2000 Service-Stationen in aller Welt. Blaupunkt Autoradios können auch für Sie zu einem großen Geschäft werden. Sie brauchen keine Ausnahme zu machen.



**Autoradios von
BLAUPUNKT**

Mitglied der Bosch-Gruppe

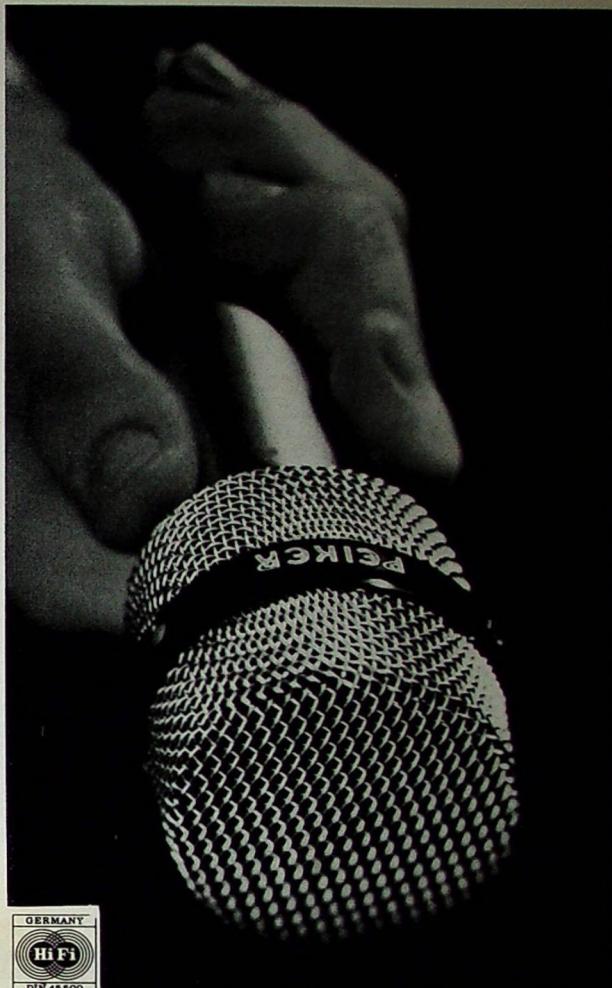
gelesen · gehört · gesehen	260
FT meldet	262
Fünfzig Jahre Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie	265
Sender und Programme	
Fernmeldeotypen	266
Hi-Fi-Technik	
Eindrücke vom X. Internationalen Festival für Hi-Fi und Stereophonie	267
Neue Röhren	268
Persönliches	268
Farbfernsehen	
PAL-Farbdecoder in Breitbandtechnik	269
Automatische Farbton-Umschaltung im Farbfernsehempfänger bei Empfang von Schwarz-Weiß-Sendungen oder von Farbsendungen	272
Amerikanische Schaltzeichen	273
Meßtechnik	
Impulsschallpegelmesser „8052 A“	277
Stromversorgung	
Thyristor-Netzgeräte	279
Für den KW-Amateur	
DSB-Sender im Kleinformat	284
BFO und Produktdetektor · Zwei Transistor-Mini-Bausteine für Koffersuper	285
FT-Bastel-Ecke	
Stereo-Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer	286
Für den jungen Techniker	
Die Technik moderner Service-Oszilloskopen	287

Unser Titelbild: Metallisierung von Substraten aus „Degussit“-Oxidkeramik in den Anwendungstechnischen Laboratorien der Degussa, Frankfurt a.M. Die Metallisierung dieser in der Elektronik verwendeten Plättchen besteht aus einer Molybdän-Mangan-Schicht und ist lötbar

Aufnahme: Degussa

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 258, 261, 263, 264, 283 und 290–292 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141–167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jöncke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempfen/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartels; Anzeigenülg.: Miriam Weidemann; Chegraphiker: B. W. Beierwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. PSch Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof



Dynamic HiFi Mikrofon TM 40

**Dieses Mikrofon
müssen Sie nicht haben.**

Aber wenn Sie es besitzen, können Sie hervorragende Tonaufnahmen machen. Geraadliniger Frequenzverlauf über den gesamten Übertragungsbereich (35 bis 16.000 Hz \pm 2 dB*). Ausgeprägte nierenförmige Richtcharakteristik.

Bitte besuchen Sie uns
Hannover-Messe

Halle 11 B Stand 31

* Prüfzertifikat liegt jedem Mikrofon bei.

PEIKER acoustic

6380 Bad Homburg-Obereschbach
Postfach 235 Tel. 06172/22086

Piezoelektrischer Hochspannungserzeuger

Nach im Detail noch unvollständigen Informationen soll es der japanischen Firma Matsushita gelungen sein, einen piezoelektrischen Spannungs erzeuger zu entwickeln, der in der Lage sein soll, die Hochspannungsversorgung eines Fernsehempfängers zu übernehmen. In diesem „piezoelektrischen Transformator“ soll nach diesen Informationen der Piezokristall durch aus dem 220-V-Lichtnetz abgeleitete Impulse angestoßen werden. Er schwungt dann mechanisch in seiner Resonanzfrequenz aus, und dabei entstehen in bekannter Weise piezoelektrische Spannungen, die hier aber eine bisher noch nicht erreichte Höhe haben. Als besondere Vorteile der neuen Baueinheit werden die Geräuschlosigkeit, das geringe Volumen (etwa 20 %) und das niedrige Gewicht (etwa 25 %) gegenüber einem vergleichbaren Hochspannungstransformator genannt. Weitere Anwendungsbereiche erwarten man in Oszillosgraphen und für Geiger-Müller-Zählrohre.

MW-Sender Landau/Isar stellt Betrieb ein

Der Mittelwellensender Landau/Isar auf der Frequenz 1602 kHz stellt am 15. April 1968 mit Sendeschluß seinen Betrieb ein. Die alte Mittelwellenstation ist entbehrlieh geworden, seit das 1. Hörfunkprogramm über einen neu eingerichteten UKW-Sender auf dem Brotjackriegel in wesentlich besserer Qualität als auf Mittelwelle empfangen werden kann. Der UKW-Sender Brotjackriegel I arbeitet im Kanal 17 (92,1 MHz) mit einer Strahlungsleistung von 100 kW.

Magnetische Bildaufzeichnungsanlagen in professioneller Ausführung

Im Rahmen ihres Sony-Vertriebsprogramms liefert die Elac Videoaufzeichnungsanlagen, die für den professionellen Bedarf bestimmt sind. Die Geräte gestatten die Aufnahme und Wiedergabe von Fernsehsignalen in CCIR- und Industrienorm. Zur Bildaufnahme stehen Industriefernsehkameras zur Verfügung. Die Wiedergabe erfolgt über Monitoren, die in verschiedenen Größen erhältlich sind.

Automatisierung bei der Tankwagenabfertigung

In zwei großen Erdöl-Raffinerien werden künftig die Belege für die Transportabfertigung der Tankwagen mit Hilfe

von Datenverarbeitungsanlagen des Siemens-Systems „300“ automatisch erstellt. Über den Füllvorgang hinaus gibt es damit für die Transporter keine Wartezeit mehr, denn die erforderlichen Rechnungen sowie das Ausschreiben der Abfertigungspapiere erledigen der Rechner und die angeschlossenen Blattschreiber innerhalb von wenigen Minuten. Bei einem dieser Projekte lassen sich beispielsweise bis zu 50 Straßentankwagen, acht Kesselwagen und ein Tankleichter ständig abfertigen.

Hochpräzise Spezialkamera für die Halbleiterfertigung bei ITT

Eine der genauesten Kameras der Welt wurde kürzlich im amerikanischen Hauptwerk von ITT Semiconductors, West Palm Beach, in Betrieb genommen. Die über 9 Tonnen schwere Kamera liefert mit jedem ihrer etwa 12 cm \times 12 cm großen Fotos Hunderte von 1,016 mm² großen und extrem scharfen Bildern. Jede der winzigen, in einem stufenweisen Wiederholverfahren gebildeten Masken wird für eine bestimmte Herstellungsstufe bei integrierten Schaltungen und Transistoren verwendet. Die Kamera ist in der Lage, bis zu neun verschiedene Masken gleichzeitig herzustellen, wobei jede Einzelaufnahme einer Herstellungsstufe entspricht.

„Club Flamingo“, ein Reiseempfänger im neuen Design

Nordmende brachte jetzt den neuen Kofferempfänger „Club Flamingo“ heraus, der vom konventionellen Design erheblich abweicht. Der seitlich angeordnete Griff ist ein Bestandteil des Gehäuses und er-

Ferritanenne für M und K; Teleskopantenne für U und K; Anschlüsse für TA/TB, Außenlautsprecher oder Kopfhörer, Netzgerät.

Die Parallelausführung „Club Flamingo de Luxe“ hat die Wellenbereiche UK2ML und noch einen Anschluß für Autoleitung. Beide Geräte sind in vier Ausführungen lieferbar (schwarzes, rotes oder grünes Kunststoffgehäuse mit Metall-effekt-Skala und in Weiß mit orangefarbener Skala).

Im-Ohr-Hörgerät mit integrierter Schaltung

Ein neues Im-Ohr-Hörgerät mit integrierter Schaltung hat Philips in sein Vertriebsprogramm aufgenommen. Das Gerät, das einen maximalen Lautstärkepegel von 111 dB bei 1000 Hz liefert und eine akustische Verstärkung von 35 dB bei 1000 Hz hat, ist besonders für die Fälle geeignet, bei denen eine leichte bis mittlere Schwerhörigkeit vorliegt. Das Ohrstück ist abnehmbar, so daß sich entweder Standard-Ohrstücke oder individuell angefertigte Ohrstücke anschrauben lassen. Zur Stromversorgung dient eine Batterie „RM 13 GH“ oder ein Akku „10 DK“.

BF 200 – ein neuer HF-Eingangstransistor

Der neue NPN-Silizium-Transistor BF 200 der Valvo GmbH ermöglicht es (im Gegensatz zu bisher üblichen Eingangstransistoren), eine FM-Eingangsschaltung so aufzubauen, daß trotz guter Signalverarbeitung eine noch hohe Stufenverstärkung bei geringem Rauschen erreicht wird. Folgende charakteristische Maßwerte einer Tunerschaltung mit dem Transistor BF 200 in der Vorstufe und je einem Transistor BF 195 in der Misch- und Oszillatorenstufe machen das deutlich: $f = 98 \text{ MHz}$, Rauschzahl $F = 4,5 \text{ dB}$, Verstärkung $V_p = 35 \text{ dB}$, Spiegelfrequenzunterdrückung 64 dB , Unterdrückung der Nebenempfangsstufen $> 85 \text{ dB}$.

Kennzeichnendes Merkmal dieser Eingangsschaltung ist ein abgestimmter Antennenkreis, an den der Vorstuentransistor BF 200 mit exakter Rausch-anpassung nach Betrag und Phase angekoppelt ist.

HF-Transistoren BF 196 und BF 197 im Kunststoffgehäuse

Valvo liefert die bewährten Transistorarten BF 167 und BF 173 jetzt auch im Kunststoffgehäuse SOT 25. Die neuen Ausführungen mit den Typenbezeichnungen BF 196 bzw. BF 197 lassen sich in ZF-Stufen

von Fernsehempfängern sowie in HF- und ZF-Stufen von Rundfunkempfängern verwenden. BF 196 und BF 197 werden auch von Telefunken, jedoch in einer anderen Plastikgehäuseausführung, geliefert. Außerdem stehen sie dort unter den Typenbezeichnungen BF 198 und BF 199 auch mit Drahtanschlüssen zur Verfügung.

Thyristoren für die Haushaltselektronik

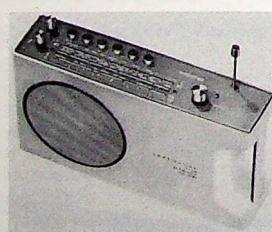
Zur Lösung von Steuerungs- und Regelungsaufgaben in Haushaltsgeräten brachte Valvo die Thyristortypen BT 101 und BT 102 für 300 V bzw. 300 und 500 V heraus (BT 101/500 R, BT 102/300 R und BT 102/500 R). Wegen des geringen Zündstrombedarfs ergibt sich für den BT 101/500 R in einfachen Diacschaltungen eine günstige RC-Dimensionierung. Die BT-102-Typenreihe (oberer Zündstrom 50 mA) sollte dann gewählt werden, wenn die Erzeugung ausreichender Zündleistungen keine Schwierigkeiten bereitet. Die neuen 500-V-Thyristortypen haben eine Spannungsicherheit, die in den meisten Fällen ausreicht, um einen störungsfreien Betrieb am 220-V-Netz ohne Verwendung von Schutzschaltungsgliedern zu gewährleisten.

Digitale Integrierte Schaltkreisfamilie MRTL

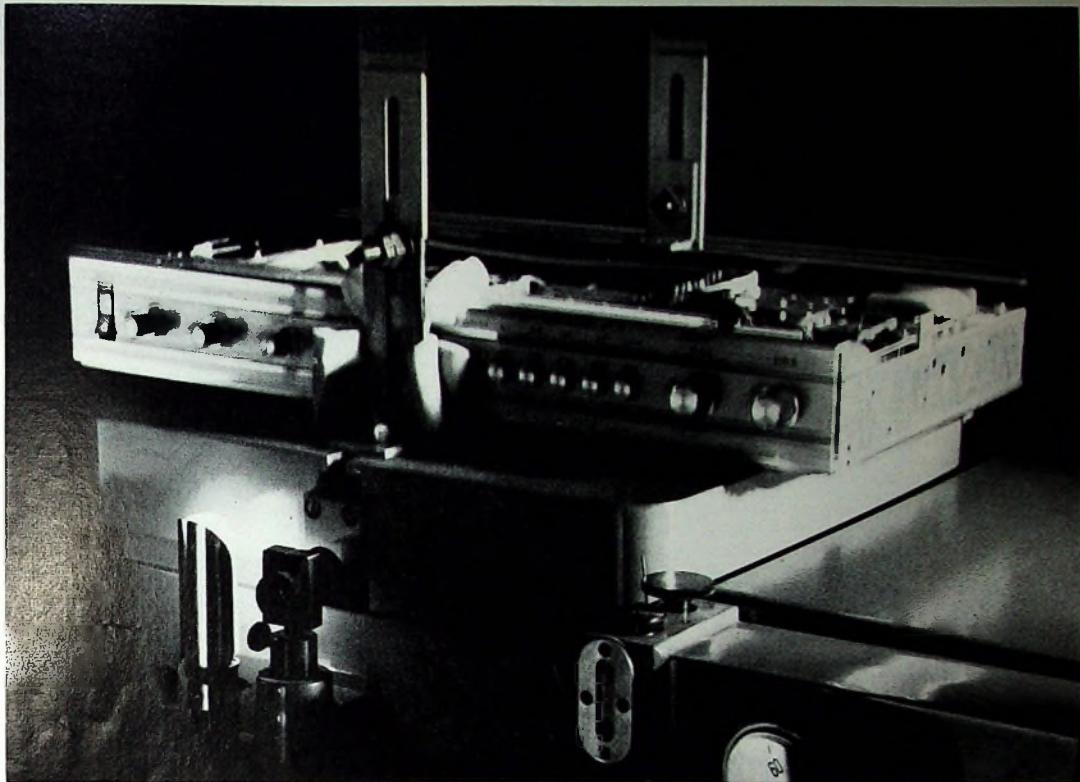
In einer neuen „Technical Data“ – Sammelmappe fäßte Motorola vielfältige Angaben über Schaltkreise der MC900- und MC800-Serien zusammen. Die Mappe enthält Blätter mit allgemeinen Angaben, Gehäuseabmessungen und Überichten der im Metallgehäuse oder als flat-packages erhältlichen Schaltkreise sowie Einzelblätter mit genauen technischen Daten der zur Verfügung stehenden Typen (Gatter, Pufferstufen, Flip-Flop, Halb-Schieberegister, Zähler-Adapter, Inverter, Expander).

HF-KW-Amateur-Katalog 1968

Kurzwellen-Amateure sind mit ihrer Station selten restlos zufrieden. Immer wieder werden Änderungen vorgenommen, und immer wieder wird etwas Neues hinzugestellt. Viele Geräte sind heute preisgünstig auf dem Markt in industrieläufigen Ausführungen zu haben. Für beide Fälle gibt der neue Katalog 1968 von Hannes Bauer, Bamberg, (DIN A 5, 429 S. Schutzgebühr 5 DM + 1,30 DM Versandspesen) zahlreiche Angaben über Empfänger, Sender, Transceiver, Antennen, Meßgeräte, Einzelbauteile und Werkzeuge.



möglich ein sehr sicheres Tragen des Gerätes. An beiden Seitenflächen des Gehäuses befinden sich runde, metallgitterverzierte Lautsprecheröffnungen, durch die der Schall des 9 cm \times 15 cm großen Lautsprechers auch bei liegendem Gerät gut abstrahlen kann. Technische Daten: UK2M (K = 49-m-Band); 9 Trans + 4 Halbleiterdioden + 2 Stabilisatoren;



Originalaufnahme aus dem Schaub-Lorenz-Testlabor

stereo 4000 – geschüttelt und für reif befunden

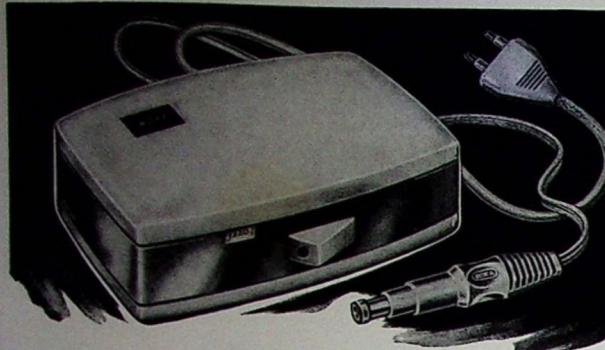
Was wir mit dem stereo 4000 machen, wird ihm im normalen Alltag keiner zumuten.

Eine Bewährungsprobe – eine von vielen – ist der Schütteltest: Wir befestigen das Gerät auf einem Spezial-Schütteltisch. Er simuliert extrem starke Rüttel- und Schüttelkräfte durch sinusförmige Bewegungen. Wir lassen dabei auf den stereo 4000 3–5fache Erdbeschleunigung einwirken. Und erwarten danach, daß er einwandfrei funktioniert und spielt. Er spielt!

Für die Praxis ist das der Beweis: Auch außergewöhnliche mechanische Fremdeinflüsse können dem stereo 4000 nicht schaden.

Wir wissen, daß Ihre Kunden wieder kritischer geworden sind: Man achtet heute mehr denn je auf Qualität. Und damit Sie ihre Forderungen mit gutem Gewissen erfüllen können, bauen wir unsere Geräte nicht nur so gut wie nötig, sondern so gut wie möglich.

Schaub-Lorenz-Qualität – ein neuer Maßstab.



ROKA

TRANSISTOR- NETZTEIL

Die billige Dauerstromquelle für Kofferradios und andere Gleichstromverbraucher zwischen 7,5 V und 9 V Eingangsspannung. Max. Ausgangstrom 0,3 A. Primär und sekundärabgesichert. Brummfreier Empfang. Umschalter für Netzbetrieb 220 V / 110 V. Elegantes zweifarbiges Kunststoffgehäuse



8 Adapter erlauben den Anschluß des ROKA-Transistor-Netzteils an fast jedes Kofferradio, Cassettenbandgerät

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

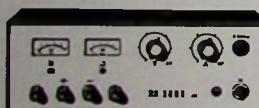
GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

HANNOVER-MESSE: Halle 11, Stand 11

RM
electronic

Transistor-Netzgeräte

Modell „RN 3005“



Regelbar und transistorstabilisiert mit einstellbarer elektronischer Sicherung. Regelbereich 0-30 V. Strombereich bis 500 mA. Bausatz DM 199,-; Baupappe DM 4,-. Betriebsfertig DM 280,-.

Modell „RN 15“ - Stufenlos regelbar. Lieferbar in 2 Ausführungen. Auf die Bedürfnisse der Reparaturtechnik abgestimmt. Ausreichend auch zur Stromversorgung größerer Transistorgeräte. Zur gleichz. Kontrolle von Ausgangsspannung u. Stromstärke 2 eingebaute präzise Meßinstrumente.

Ausgangsspann. 0-15 V bzw. 0-26 V. Ausgangstrom 0-1 A bzw. 0-0,5 A.

Instrumente: 1 Spannungsmesser-Drehspul-25-V-Vollausschlag (bzw. 50 V). 1 Strommesser-Drehspul-1-A-Vollausschlag. Stromversorg. 220 V Wechselstrom. Maße: B 175 X H 60 X T 120 mm. Kompl. Bausatz DM 129,-; Baupappe DM 3,-. Betriebsfertiges Gerät mit Garantie DM 159,-.

Görler-Transistor-UKW-Tuner 312-0045 (HF-Eingangsteil) im Stahlblechgehäuse. Gedruckte Schaltung. 2 Trans., Betriebsspann. 9-10 V. Autom. Scharfstellungsanschluß (AFC). Empfangsber. ca. 87,5-104 MHz. Zwischenfrequ. 10,7 MHz. Z ~ 30 kOhm. Mit Feinantrieb nur DM 14,50. Desgl. Tuner ohne AFC-Anschluß DM 7,90.

RIM-Electronic-Jahrbuch '68 - 2. Auflage - 464 Seiten - Schutzgebühr DM 3,90. Nachr. Inland DM 5,70. Vorkasse Ausland DM 5,60 (Postcheckkonto München Nr. 137 53).

RADIO-RIM

8000 München 15, Abt. F 2, Bayerstr. 25
Tel. 08 11 / 55 72 21 - Telex 05-28 166 rarim-d

F meldet... **F** meldet... **F** meldet... **F**

Umsatzsteigerung um 12,7 % bei Braun

Mit einer Umsatzsteigerung um 12,7 % von 245 auf 276 Mill. DM hat die Braun-Gruppe ihre Marktposition in dem am 30. September 1967 abgelaufenen Geschäftsjahr weiter ausgebaut. Der Umsatz der Braun AG stieg um 6,3 % von 197 auf 210 Mill. D-Mark. Trotz der Umsatzsteigerung der Braun AG liegt ihr Jahresgewinn mit rund 7,7 Mill. D-Mark etwas unter dem des Vorjahrs (8 Mill. DM). Im Verhältnis zur gesamten Elektroindustrie werden die Ergebnisse der Braun AG jedoch als befriedigend bezeichnet. Auch für das Geschäftsjahr 1967/68 wird mit zufriedenstellenden Ergebnissen gerechnet.

Philips-Umsatz um 8 % gestiegen
Im Geschäftsjahr 1967 stieg der Umsatz der N. V. Philips' Glöeilampenfabriken einschließlich des United States Philips Trust um 8 % auf 8.695 Mrd. hfl. Das Betriebsergebnis beträgt 901 Mill. hfl., der Reingewinn 355 Mill. hfl. .

Olympia Feinmechanik und Elektronik GmbH

Die SEL Feinmechanik GmbH, Stuttgart, bisher eine Tochtergesellschaft der Standard Elektric Lorenz AG (SEL), ist in das Eigentum der Olympia Werke AG, Wilhelmshaven, übergegangen. Die neue Olympia-Tochter wird künftig Olympia Feinmechanik und Elektronik GmbH heißen und ihren Firmensitz von Stuttgart nach Kaufbeuren verlegen, wo sich auch ihre Produktionsstätten befinden.

Farbfernsehen auf der Hannover-Messe

Auf der Hannover-Messe 1968 wird neben zwei Schwarz-Weiß-Programmen ein ganztägiges Farbprogramm, jedoch nur in der Halle 11 und in einem besonderen Farbfernseh-Vorführraum in der Halle 11 B, zu sehen sein. Außerdem soll an fünf Abenden dem interessierten Publikum zwischen 20.15 und 22 Uhr im Erdgeschloß der Halle 11 und in Halle 11 B kostenlos Farbfernsehen gezeigt werden. Der NDR wird hierfür ein Sonderprogramm zur Verfügung stellen.

Stereo-Pavillon auf der Hannover-Messe

In den letzten vier Jahren hat sich der Stereo-Pavillon während der Hannover-Messe jeweils eines regen Interesses erfreut. Die Rundfunkgeräte-Industrie hat sich daher entschlossen, den Besuchern auch zur bevorstehenden Hannover-Messe (27. April bis 5. Mai) die Möglichkeit zu bieten, sich im Stereo-Pavillon auf dem Platz der Elektrotechnik über Rundfunk-Stereophonie zu informieren und Musikbeispiele anzu hören.

3. Internationale Fachtagung Mikroelektronik

Während der electronica 68 in München (7.-13. November 1968) findet die 3. Internationale Fachtagung Mikroelektronik statt, für die folgende Themengruppen vorgesehen sind:

1. Neue Entwicklungen für die Herstellung integrierter Halbleiterschaltungen einschließlich der Verwendung neuer amorphen Werkstoffe;

2. Packungstechnik (kritische Auseinandersetzung über die Verfahren zur elektrischen Verbindung und zum mechanischen Zusammenbau elektronischer Funktionsseinheiten für die Mitten- und Großintegration);

3. miniaturisierte konventionelle elektronische und elektromechanische Bauelemente und ihre Kombination in Systemen mit integrierten mikroelektronischen Schaltkreisen.

Für diese Themen sind international bekannte Wissenschaftler als Vortragende gewonnen worden. Die in Deutsch, Englisch oder Französisch gehaltenen Vorträge werden simultan übersetzt.

HIFI 68

Wegen der starken Nachfrage aus dem In- und Ausland wird die Ausstellung HIFI 68 (30. 8. bis 3. 9. 1968) nicht, wie ursprünglich geplant, in der Halle A, sondern in der über 8000 m² großen vollklimatisierten Halle D des Düsseldorfer Messegeländes stattfinden. Den Vorsitz des Ausstellungs-Beirates hat der Nachfolger im Amt des Vorsitzenden des Deutschen High-Fidelity Instituts, Dipl.-Phys. Karl Breh, übernommen. Stellvertreter sind Ing. Dieter Ludenia und Horst-Ludwig Stein, Prokurator und Leiter der Zentralen Werbung von SEL.

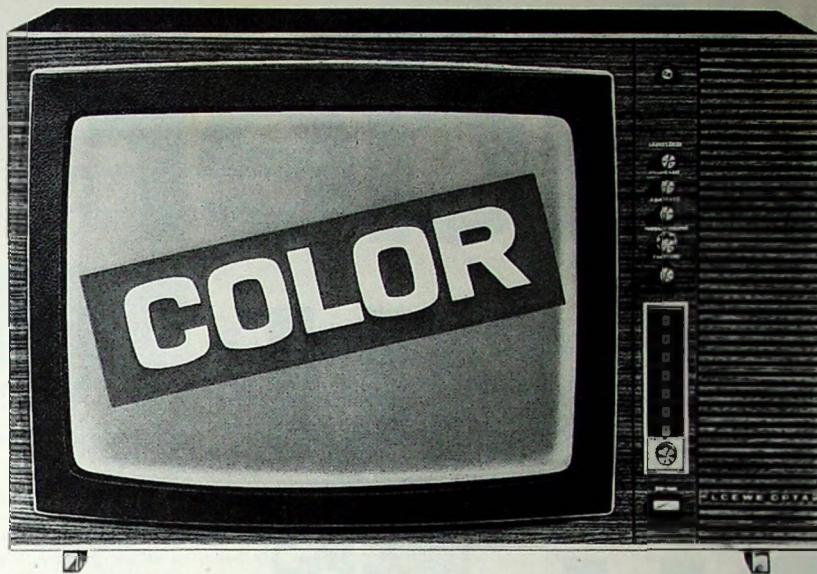
Farbfernsehen in Schweden nach dem PAL-System

Der schwedische Erziehungsminister, Olof Palme, hat nach einer Sondersitzung des Kabinetts mitgeteilt, daß das schwedische Fernsehen ab 1. April 1970 mit Farbfernsehsendungen nach dem PAL-System beginnen werde.

Aufträge aus Osteuropa für SEL
Aufträge im Gesamtwert von über 44 Mill. DM hat SEL aus der UdSSR, Rumänen und Bulgarien erhalten. In Rumänen wird eine komplette Fabrik zur Herstellung von Schwarz-Weiß-Bildröhren errichtet. Ein Vertrag über die Lieferung von fernsprechtechnischen Baugruppen wurde mit Bulgarien abgeschlossen, das gleichzeitig (zunächst für fünf Jahre) eine Nachbau-Lizenz erhält. Aus der UdSSR kam ein Auftrag auf Lieferung von Fernschreibgeräten.

Amateurfunk-Europatreffen Wolfsburg 1968

Seit Kriegsende veranstalten die deutschen Funkamateure etwa alle zwei Jahre „Deutschland-Treffen“. Die Wolfsburger Mitglieder des Deutschen Amateur-Radio-Clubs, die schon 1966 ein Deutschland-Treffen organisierten, wollen auch 1968 wieder ihre reichen Erfahrungen verwerben, und sie nennen die vom 31. Mai bis 3. Juni 1968 geplante Veranstaltung ganz bewußt „Europatreffen“. Ein großer Teil der Gäste kommt nämlich erfahrungsgemäß aus den Nachbarländern, also aus Europa.



LOEWE F 911 COLOR

neu

**Für alle,
die das »kleinere Preisbild«
dem 63-cm-Bild vorziehen,
bieten wir jetzt
LOEWE-COLOR-Geräte
mit dem großen 56-cm-Bild**

Ihre Namen: LOEWE F 911 COLOR, LOEWE F 912 COLOR, LOEWE F 913 COLOR. Ihre Chassis: Maßgeschneidert für die kleineren Gehäuse. Das Besondere der Technik: Integrierter Tuner mit Diodenabstimmung sowie elektronischer Bandumschaltung und 7 beleuchteten Stationstasten • Automatische Farbton-

umschaltung (für Schwarz/Weiß bläulich weiß, für COLOR leicht chamois) • Exakte Schwarzwertealtung unabhängig von der Signal- und Strahlstromstärke • Getrennte Hochspannungserzeugung • Ton-ZF-Verstärker in IS-Technik (Integrierte Schaltung) • Abmessungen: 71 x 47,5 x 52 cm.

**Präzision
in Farbe mit**

LOEWE OPTA

Sonder schau Bau elemente

»Das Bauelement in der Elektronik« heißt unsere Sonderschau 1968, die auf 850 m² die ganze Vielfalt moderner Bauelemente und ihrer Anwendung vorstellt. Viele Beispiele bringen Neues und vertiefen Bekanntes: Bauelemente für die Nachrichtentechnik, die Datenverarbeitung, die Meßtechnik, für Forschung, medizinische Technik, Industrielektronik und zur Anwendung in Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hausgeräten. In Aktion, im Modell, in Filmen und Dias erleben Sie, wie Bauelemente von Mikrobauteilen bis zu übergroßen Röhren heute und morgen unser Leben in der interessanten Welt der Elektronik beeinflussen.

Hannover-Messe
Halle 13

Die Deutsche Lufthansa hat auf dem Siemensstand ein Messebüro eingerichtet. Dort können Sie Flüge für In- und Ausland, wie in jedem Lufthansa-Stadtbüro, buchen.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

**FUNK-
TECHNIK**



Fünfzig Jahre Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie

Am 5. März 1968 konnte der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie auf sein fünfzigjähriges Bestehen zurückblicken. Wechselvoll wie die Zeiten war auch die Geschichte dieses Industrieverbandes. Schon kurz nach seiner Gründung mußte er mitwirken, die deutsche Elektroindustrie auf eine friedensmäßige Produktion umzustellen und die Verhandlungen mit der Reparationsbehörde führen. Später kamen dann neue Aufgaben hinzu wie die Mitarbeit auf dem Normen- und Vorschriftenwesen, die Beteiligung an internationalen Gremien, die Bemühungen um den Wiedereintritt Deutschlands in die IEC und die Wiedergewinnung der Handelsfreiheit im Export. Der wirtschaftliche Abstieg nach der Weltwirtschaftskrise um 1930 und die Reglementierung der Wirtschaft nach 1933 brachten zahlreiche neue Probleme. Nach 1945 wurde in oft harten Verhandlungen erreicht, daß sich die wieder zugelassenen Regionalverbände ab 1. Januar 1949 zum Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e.V. zusammenschließen konnten. Seine wesentlichen Aufgaben liegen heute auf dem Gebiet der Wirtschafts- und Außenhandelspolitik, des Rechts-, Finanz- und Steuerwesens, der Volks- und Betriebswirtschaft sowie der Absatzförderung. Die zur Bewältigung dieser Aufgaben notwendigen Arbeiten werden von Präsidium, Vorstand und Geschäftsführung sowie 31 Fachverbänden, 12 Ausschüssen und 10 Landesstellen durchgeführt.

Für 1968 erwartet der ZVEI eine Normalisierung der Auftragsentwicklung und Beschäftigung. Man darf davon ausgehen, daß sich Produktion und Umsatz etwa im Rahmen der Vorausschätzungen des Bundeswirtschaftsministeriums und des Sachverständigengutachtens bewegen werden. Der Umsatz der deutschen Elektroindustrie lag 1967 mit 31,7 Mrd. DM um zwei Prozent unter dem Ergebnis des Vorjahrs; die Produktion blieb mit 28,6 Mrd. DM um fünf Prozent unter dem Vorjahreswert. Der Rückgang betraf nicht alle Gruppen der Elektroindustrie gleichmäßig. So machte sich beispielsweise die Rezession bei der Draht- und Funknachrichtentechnik sowie bei der Meß- und Regelungstechnik praktisch kaum bemerkbar. Der Außenhandel hat sich im Jahre 1967 mit etwa 8,6 Mrd. DM (+ 9,5% gegenüber 1966) weiter positiv entwickelt. Die Einfuhren hingegen haben mit rund 3 Mrd. DM nur geringfügig zugenommen (+ 2,6%).

Die Zahl der Beschäftigten ging um etwa 65000 (7,5%) gegenüber 1966 zurück. Die Lohn- und Gehaltssumme hat sich jedoch weniger als die Produktion verringert und ist 1967 auf 31,5 Prozent des Produktionswertes angestiegen gegenüber 31 Prozent im Jahre 1966 und 25 Prozent im Jahre 1960. Insgesamt gesehen ist 1967 das seit langem schlechteste Jahr für die Elektroindustrie gewesen. Das Ergebnis ist mit zwei Prozent Umsatzrückgang jedoch nicht so negativ ausgefallen, wie man es noch um die Jahresmitte befürchtet hatte.

In seiner Ansprache zur Eröffnung des Festaktes am 9. März 1968 in der Berliner Kongreßhalle wies Dr. Peter von Siemens als seinerzeitiger Vorsitzender des ZVEI unter anderem auf die rasche Expansion der gesamten Elektroindustrie seit Beginn des 20. Jahrhunderts hin. Die Zahl der in

der Welt-Elektroindustrie Beschäftigten stieg von 300000 im Jahre 1900 um mehr als das 26fache auf 8 Millionen im Jahre 1966 und der preisbereinigte Welt-Umsatz von 8 Mrd. DM im Jahre 1913 um das 44fache auf 350 Mrd. DM im Jahre 1966. Die bundesdeutsche Elektroindustrie steht heute in der Produktion an dritter Stelle hinter den USA und der UdSSR mit nicht unerheblichem Abstand vor den Elektroindustrien von Großbritannien, Japan, Frankreich und Italien. Heute kommen 20 Prozent der Welt-Elektroausfuhr aus der Bundesrepublik, 12 Prozent der in der Elektroindustrie der Welt Beschäftigten arbeiten in der Bundesrepublik Deutschland, und auf sie entfallen 9 Prozent des Elektroumsatzes der Welt.

Gewandelt hat sich auch die Struktur der Elektroindustrie. Während vor dem Ersten Weltkrieg der Beschäftigtenanteil der großen Firmen AEG, BBC und Siemens bei 75 Prozent lag, ist dieser Anteil heute nur noch 35 Prozent. Diese Relation zeigt, daß sich im Verlauf der Jahrzehnte die kleinen und mittleren Firmen durch das Aufkommen der Gebrauchsgüterzeuge wesentlich erweitert haben und in nächsthöhere Größenordnungen hineingewachsen sind. Man kann also in der deutschen Elektroindustrie durchaus von einem gesunden, weil sehr breiten Wachstum sprechen.

Von den für die Elektroindustrie besonders wichtigen Grundsatzproblemen steht der Fortschritt der naturwissenschaftlichen Forschung und technischen Entwicklung mit an der Spitze. Die maßgebenden Elektrofirmen setzen in eigenen Instituten hohe Summen aus eigenen Mitteln für die Forschung und technische Entwicklung ein. Im Bereich der Meß- und Regelungstechnik sind es fünf Prozent und mehr und in der Nachrichtentechnik und Datenverarbeitung zum Teil über zehn Prozent. Der ZVEI hat in den letzten zehn Jahren 6 Mill. DM für Grundstoffsforchung und Berufsfortbildung ausgeworfen. Die Elektroindustrie begrüßt die Aktivität der Bundesregierung und insbesondere des Bundesforschungsministeriums zur Förderung der elektronischen Datenverarbeitung, der elektronischen Luft- und Raumfahrttechnik sowie der Kernenergiertechnik. Die Intensivierung aller Anstrengungen im Bereich des Bildungswesens hält man für besonders wichtig und hofft, daß sie bald zu konkreten Ergebnissen im Sinne der Neuordnung des Schul- und Hochschulwesens führen.

Der ZVEI bejaht die internationale Zusammenarbeit auf den vorgenannten Gebieten der Elektrotechnik. Voraussetzung dafür ist jedoch das Vorhandensein eines wesentlichen nationalen Beitrags, ohne den eine Mitarbeit auf dem Internationalen Feld nicht sinnvoll zu sein scheint. Durch Intensivierung und Förderung der modernen Sparten der elektronischen Industrie auf lange Sicht muß man die Basis zur Erhaltung von Export und Lebensstandard schaffen. Wörtlich erklärte P. von Siemens dazu: „Aufwendungen im Bereich von Forschung und Entwicklung für Wachstumsindustrien sind zwar eine teure Eintrittskarte für die neue Welt der Technik, aber sie sind die unabdingbare Voraussetzung, um den Leistungsstand der Bundesrepublik als führenden Landes auch für die Zukunft zu sichern.“

-th

Fernmeldetypentürme

Am 18. März 1968 nahm der 79. Grundnetzsender der Deutschen Bundespost für das zweite Fernsehprogramm den Betrieb auf. Er trägt den Namen „Hochsauerland“, steht auf dem Bergrücken der Hunau und hat eine effektive Strahlungsleistung von 250 kW.

Das zweite Fernsehprogramm kann jetzt von 85 % der Bevölkerung des Bundesgebiets und West-Berlins empfangen werden. Diese Zahl versteht sich einschließlich der 250 Füllsender, die die Bundespost betreibt.

Die Fernsehseanteenne für den Fernsehsender Hochsauerland ist auf einem Betonturm montiert, der in dieser Form zum ersten Male dem Betrieb übergeben wurde. Es ist ein typisierter Stahlbetonturm, der vom Fernmeldetechnischen Zentralamt der Bundespost in Darmstadt entwickelt wurde. Drei Versionen wurden entworfen. Sie beruhen auf demselben Grundprinzip und berücksichtigen bei verschiedenen Geländeformen die Anforderungen der Nachrichtentechnik. Für Fernsehsender wird in Zukunft der auch im Sauerland errichtete Typ „3“ vorgesehen – mit einer Gesamthöhe von 173 m der höchste Typenturm.

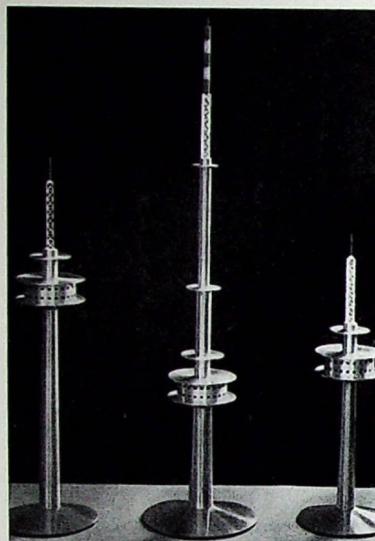
Die Fernmelde- und Fernsehtürme sind Knotenpunkte eines unsichtbaren Netzes, das sich über das ganze Land ausbreit. Immer enger werden die Maschen dieses Netzes. Die Bundespost verfügt heute im Richtfunk über 24 000 km Fernsehleitungen und 14,3 Millionen Sprechkreiskilometer für Fernsprechverbindungen. Auch Telexnachrichten und Daten für elektronische Rechenanlagen werden über Richtfunkwege übertragen.

Seit Anfang der fünfziger Jahre, als für die Wiedereinführung des Fernsehfunks die ersten Richtfunkstellen geplant und errichtet wurden, ist das Netz ständig erweitert worden.

Während es damals zunächst etwa ein Dutzend dieser fernmeldetechnischen Stützpunkte gab, hat sich ihre Anzahl bis heute auf 348 erhöht, und immer noch erforderlich der wachsende Verkehr den Bau weiterer Stationen.

Die Entwicklung der Technik und die Erschließung neuer Frequenzbereiche verlangen auch eine veränderte Gestaltung der Richtfunktürme. Diese dienen nicht allein als Antennenträger; man braucht auch Betriebsräume in ausreichender Größe, in denen die Sende- und Empfangsgeräte aufgestellt werden können. Die Räume müssen in der Nähe der Antennenplattformen liegen. Während für die Systeme der niedrigen Frequenzbereiche die Betriebsräume am Fuß der Türme angeordnet werden konnten, ist das bei den modernen Breitbandsystemen nicht mehr möglich, weil dafür nur sehr kurze Antennenleitungen zulässig sind.

Im Hinblick auf diese Anforderungen hat das Fernmeldetechnische Zentralamt der Bundespost den Fernmeldetypenturm entwickelt. Die Planung von Richtfunkstellen wurde dadurch wesentlich einfacher und rationeller. Wegen der unterschiedlichen



Modellaufnahmen der Fernmeldetypentürme der Deutschen Bundespost; von links nach rechts: Typ „2“, Typ „3“, Typ „1“

örtlichen Gegebenheiten wurden drei Varianten vorgesehen, die für nahezu alle Anwendungsfälle geeignet sind. Die Turmkanzel mit den Betriebsräumen ist jedoch bei allen Typen gleich.

Die beiden Antennenplattformen, die den Betriebsraum nach oben und unten begrenzen, dienen zur Aufstellung der Richtfunkantennen für höhere Frequenzbereiche. Diese Antennen können über Energieleiter auf kürzestem Weg mit den Richtfunkstellen verbunden werden. Die Hauptantennenplattformen bieten 480 m² nutzbare Fläche. Sie bestehen aus radialen Stahlbeton-Kragarmen und einer darauf aufgelegten Stahlkonstruktion mit Gitter-

rost. Für die Antennen der niedrigen Frequenzbereiche sind bei allen Typen Plattformen kleineren Durchmessers vorgesehen, die weiter oben am Turmschaft liegen.

Die Sendeantennen für Fernseh- oder Hörfunk sind an einem 24 Meter hohen Stahlgitterträger angebracht, der im oberen Teil des Betonchafts eingespannt wird.

Im Richtfunkbetriebsraum können bis zu 200 Normgestelle aufgebaut werden; für Montage- und Wartungsarbeiten ist ebenfalls ausreichend Platz vorhanden. Die Lüftungsmaschinen für Raum- und Gestellbelüftung beanspruchen einen eigenen Raum im kegelstumpfförmigen Teil der Kanzel, der unter den Betriebsräumen liegt. Während es bei älteren Richtfunkstellen oft recht mühsam und anstrengend ist, die Antennenplattformen und die hochgelegenen Betriebsräume zu erreichen, sind die neuen Typentürme ausnahmslos mit Aufzugsanlagen ausgerüstet.

Die drei Varianten des Fernmeldetypenturms entsprechen den unterschiedlichen Anwendungsmöglichkeiten und den topografischen Bedingungen:

Typ „1“ ist insgesamt 99 m hoch; die unterste Plattform liegt bei 50 m.

Typ „2“ ist für ungünstige topografische Lagen gedacht; die unterste Plattform liegt hier bei 75 m; Gesamthöhe 124 m.

Typ „3“ kommt speziell für Fernsehsender in Betracht; er ist 173 m hoch.

Fernmeldetürme werden nicht im Verborgenen errichtet. Da man für die Richtfunkverbindungen direkte Sicht zwischen den Relaisstellen benötigt, sind gerade die höchsten Erhebungen die geeigneten Punkte für solche Türme. Sie sind an vielen Stellen zu Wahrzeichen geworden, die das Landschaftsbild prägen. Die neuen Typentürme der Bundespost sind nicht nur das Ergebnis langjähriger technischer Erfahrung, sie befriedigen auch in ästhetischer Hinsicht. Mit den Landschaftsschutzbüroden gibt es selten Schwierigkeiten.

Ausländische Fernmeldeverwaltungen haben sich bereits für die Typentürme interessiert. Das Fernmeldetechnische Zentralamt hat unter anderem Informanten aus Frankreich und den USA empfangen.

Auf dem Wege der ständigen Anpassung an die fortschreitende technische Entwicklung sind diese Typentürme der Bundespost ein weiterer Schritt.

Den Ausstellungsstand der **FUNK-TECHNIK**
auf der

Hannover-Messe 1968 finden Sie in
HALLE 11 · STAND 31

Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können



VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH · 1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

Eindrücke vom X. Internationalen Festival für Hi-Fi und Stereophonie

Als vor zehn Jahren zum ersten Male das Festival für Hi-Fi und Stereophonie in Paris stattfand, war Hi-Fi noch etwas ganz Besonderes. Stereophonie wurde noch ganz klein geschrieben, und das Ganze konnte nur einen sehr kleinen Kreis Auserwählter ansprechen, wobei es sich im allgemeinen um Fachleute und fanatische Hi-Fi-Amateure handelte. Wenn es auch stark übertrieben wäre, heute behaupten zu wollen, daß die Branche bereits Geräte herstelle, die in alle Haushaltungen Eingang finden, so ist doch auf dem Hi-Fi-Sektor ein derart bedeutender Fortschritt erreicht worden, wie man ihn vor zehn Jahren noch für utopisch gehalten hätte.

Gewiß, als Folge der „Demokratisierung“ des Hi-Fi-Gedankens mußte man eine ganze Reihe von Kompromissen hinnehmen. Als Ergebnis hat sich aber eine Klasse von Geräten ergeben, die sich auf einen technischen Stand eingependelt hat, der zwar nicht zum absoluten Nonplusultra zu zählen ist, der aber eine derartige Qualitätssteigerung erreicht hat, daß wirkliche High Fidelity heute bereits zu einem durchaus verbreiteten Konsumgut geworden ist. Damit ist auch schon die Bedeutung einer derartigen Ausstellung umrisSEN, die es sich zur Aufgabe gestellt hat, außerhalb des herkömmlichen Rahmens einer Ausstellung, die mehr für Seh-Leute bestimmt ist, den Hörer anzusprechen und ihm Vergleichsmöglichkeiten zu geben, die den ihm geläufigen Hörgewohnheiten im Heim entsprechen. Daß dabei auch heute noch von vielen Ausstellern entscheidende Fehler gemacht werden und daß vielfach noch naturgetreue Wiedergabe mit großer Lautstärke verwechselt wird, sind Begleiterscheinungen, die leider noch nicht so schnell verschwinden dürften. Auffallend ist der starke Prozentsatz der weiblichen Besucher, der zudem in den letzten Jahren stetig gestiegen ist. Experten behaupten, die Damen kämen weniger, um technische Dinge zu sehen, sondern die Wahl der Herren dahin gehend zu beeinflussen, daß Hi-Fi praktisch unsichtbar bleibe, also nicht mehr ein Umräumen der Wohnung mit sich bringe. Das dürfte indirekt ein Beweis dafür sein, daß Hi-Fi-Anlagen heute genauso wie ein Fernseher oder ein Rundfunkgerät allgemein als Konsumgut betrachtet werden.

Die Stereophonie ist bereits so weit vorgedrungen, daß von den ausgestellten Geräten in diesem Jahr nur noch knapp 10% Mono-Ausführungen waren. Das Jahr 1968 wird als ein gewisser Markstein der Transistorisierung in Erinnerung bleiben, denn es ist nun soweit, daß fast ausschließlich Silizium-Halbleiter verwendet werden, und das nicht nur in Geräten der Spitzensklasse, sondern bereits in Geräten für den breiten Hi-Fi-Markt. Daneben ist bemerkenswert, daß in steigendem Maße auch Halbleiter wie Metall-Oxid-Typen (MOS), Feldeffektransistoren und sogar schon integrierte Schaltungen verwendet werden. Die dadurch erreichten höheren Qualitätsmerkmale gehen dabei aber nicht auf Kosten der Abmessungen, sondern ermöglichen ganz im Gegenteil eine Verringerung des Volumens, ein Ziel, das auch den Wün-

schen der Endverbraucher entspricht. Daß die Hersteller hier die Konsequenzen ziehen, geht daraus hervor, daß kombinierte Geräte mehr und mehr vorherrschen, wohingegen die Urform der Hi-Fi-Anlage – also getrennte Bausteine für Steuerverstärker, Hauptverstärker, Tuner – weiter zurücktreten. Es ist auch bemerkenswert, daß die rein technische Aufmachung vieler – vor allem angelsächsischer – Geräte einem mehr funktionsgerechten, einfachen und doch zeitlos repräsentativen Stil weicht, der mit der modernen Wohnkultur gleichzieht und so auch ein bestimmendes Verkaufsargument ist.

Es muß hier gesagt werden, daß man auf dem Festival immer noch eine ganze Anzahl von Geräten sieht, die eigentlich mit Hi-Fi nichts zu tun haben. Eine Trennung ist jedoch oftmals nur schwer durchzuführen, und sei es auch nur aus rein kommerziellen Gründen.

Der Kampf der Gewalten in Form von Ausgangsleistung geht weiter, und man ist vielfach weit über die 15 oder 20 W Sinusdauerleistung hinaus, die noch vor nicht allzu langer Zeit als ausreichend angesehen wurden. Heute sind 15 W die unterste Grenze, und man erwartet bereits für die nahe Zukunft Leistungen von 200 W.

Als kritischer Besucher der Ausstellung kann man zusammenfassend sagen, daß der technische Fortschritt, der dem Hörer und Benutzer von Hi-Fi-Geräten wirklich zugute kommt, weniger bei den Ausgangsleistungen liegt, sondern in der bemerkenswerten Verringerung des Störspannungspegs aller Geräte, in der Verringerung der Verzerrungen und in erhöhtem Bedienungskomfort, vor allem bei den Plattenspielern durch Antiskatingvorrichtungen und Einstellmöglichkeiten für die Auflagekraft. Es ist nicht zu leugnen, daß im Zuge dieser Verbesserungen die Schallplatte in Gefahr gerät, neben dem Lautsprecher das schwächste Glied einer Übertragungsanlage zu werden, und zwar sowohl in bezug auf Geräuschpegel als auch hinsichtlich der Verzerrungen.

Apropos Lautsprecher: Klein- und Kleinstboxen gibt es in ausreichernder Menge, und man kann fast eine gewisse geografische Abhängigkeit hinsichtlich der Boxengrößen feststellen. Die USA halten im allgemeinen an der Großbox fest – wahrscheinlich gibt es dort keine mit Europa vergleichbaren Wohnraumprobleme, oder aber man akzeptiert die Box als Funktionsmöbel. Europa dagegen spezialisiert sich auf die Kleinbox, wobei in zunehmendem Maße Qualitäten erreicht werden, die zum Meditieren anregen.

Im folgenden sei ein kurzer Überblick über einige neue Geräte gegeben, die auf dem Festival zu sehen waren. Es sei aber darauf hingewiesen, daß diese Aufstellung keineswegs Anspruch auf Vollständigkeit erhebt.

Ortofon zeigte mit dem Tonabnehmer-System „SL 15“ ein Qualitätssystem als Weiterentwicklung des bekannten „ST 15“. Da es sich um ein elektrodynamisches System handelt, ist die Ausgangsspannung sehr niedrig. Bislang wurde der deshalb

erforderliche Übertrager in die Systeme eingebaut, wodurch das Eigengewicht des Tonabnehmers recht hoch wurde. Nun ist dieser Übertrager getrennt lieferbar, und das Gewicht des Systems beträgt nur noch 7 g. Das System überträgt nach Herstellerangaben den Frequenzbereich 10 ... 40 000 Hz und hat 20 ... 30 dB Kanal trennung. Es ist mit einem elliptischen Diamanten bestückt und in 15°-Technik ausgeführt. Der neue Ortofon-Tonarm „RS 212“ wurde speziell für die neuen leichten Systeme ohne eingebauten Übertrager entwickelt. Er hat die gleichen Eigenschaften wie sein Vorgänger „RMG“, ist aber für Tonabnehmer-Systeme geringeren Gewichts bestimmt.

Die französische Firma ERA ist sehr früh auf dem Hi-Fi-Sektor und zeigte als Prototyp (in wenigen Wochen lieferbar) ein neues Abspielgerät, das mit dem Tonarm mit fiktiver Achse ausgestattet ist. Das Chassis ist vollelektronisch ausgerüstet. Alle Schaltfunktionen werden über Photozellen und entsprechende Schaltverstärker gesteuert. Die Phonogeräte dieser Firma haben nur die beiden Drehzahlen 33 und 45 U/min. Damit sind eigentlich alle Ansprüche erfüllt, und man muß sich wirklich fragen, warum die anderen Hersteller heute noch die Drehzahl 16 U/min beibehalten, für die es in Europa keinerlei Platten gibt. Die Drehzahl 78 U/min dürfte bei Hi-Fi-Platinen auch vollkommen überflüssig sein.

Bei Perpetuum-Ebner sah man die Geräte „PE 33“ und „PE 34“ sowie den neuen Plattenwechsler „PE 720“. Garrard hat ebenso wie Thorens ein umfassendes Programm von Plattenspielern für alle Anwendungen. Dual ist praktisch bei den meisten französischen Fabrikanten vertreten, von den deutschen ganz zu schweigen, denn die Hi-Fi-Plattenspieler „1019“ und „1015“ gehören zur Ausrüstung einer großen Anzahl von Hi-Fi-Anlagen; ein Beweis für die hohe Qualität bei vernünftigem Preis dieser Phonogeräte, die die echte Hi-Fi-Konzeption erst in die mittlere Preisklasse eingeführt haben und nun natürlich Nachahmer finden.

Am Ende einer Übertragungsanlage stehen die Lautsprecher, die weitaus das Gros der gezeigten Objekte ausmachen. Die Mehrzahl aller gezeigten Boxen ist bekannt, wenn auch ihre Hersteller von Jahr zu Jahr Verbesserungen vornehmen. Die Klanggüte einer ganzen Reihe von Kleinboxen ist hervorragend, wenn auch den meisten die Bässe noch etwas fehlen. Das ist ganz und gar nicht der Fall bei den Heco-Boxen vom Typ „220“. In Deutschland schon bekannt, ist Heco in Frankreich noch verhältnismäßig neu. Interessant sind hier auch die neuen Ausführungen in weißem Schleiflack.

Cabasse bringt eine besonders flache Box unter der Bezeichnung „Prame 226“ auf den Markt, die mit nur einem System ausgerüstet ist, eine bemerkenswert flache Frequenzkurve zwischen 40 und 18 000 Hz aufweist und eine verhältnismäßig starke Basswiedergabe hat. Die Tiefe dieser Box, die gut an die Wand gehängt werden kann, beträgt nur 15 cm.

Die französische Firma Audax, größte Herstellerin von Lautsprechern in diesem Land, vervollständigte ihre Boxenreihe um die „Audimax 5“, die für Leistungen von 45 W bestimmt ist und dabei doch nur mittlere Abmessungen hat.

Unter den Kleinboxen sei hier auch noch die „Ditton 15“ von Rola Celestion aus England genannt, die trotz ihrer Kleinheit ein sehr gutes und vor allem ausgewogenes Klangbild vermittelt. Mit zwei aktiven Lautsprechern und einer passiven Baßmembran, die vom benachbarten Lautsprechersystem angeregt wird, hat man hier die Baßabstrahlung eindeutig verbessern können. Bemerkenswert ausgeglichen sind auch die Schalldruckkurven der Boxen von Acoustic Research Inc. und hier vor allem bei der Dreieckbox „AR-3“.

Amerikaner und Japaner sind außerordentlich aktiv auf dem Hi-Fi-Sektor, und wenn die Amerikaner vor allem mit Verstärkern vertreten sind, so sind es die Japaner auf dem Gebiet der Tonbandgeräte. Mit der berühmten Cross-Field-Technik sind alle Akai-Geräte ausgerüstet. Bemerkenswert ist, daß fast alle japanischen Tonbandgeräte für vertikalen Betrieb gebaut sind, was wohl ebenso wie die ganze technische Aufmachung den amerikanischen Vorstellungen entspricht, aber auch in Europa viele Anhänger findet, vor allem wegen des dadurch verringerten Platzbedarfs. Am bemerkenswertesten ist das Modell „X 355“ mit 2 oder 4 Spuren, zwei Geschwindigkeiten (9,5 und 19 cm/s), wobei 38 cm/s vorgesehen sind, drei Motoren, 4 Magnetköpfen und eingebautem 2 × 25-W-Verstärker. Spulen bis 27 cm Ø können verwendet werden. Das Gerät erlaubt Abspielen im Rücklauf und automatische Wiederholung.

Mit dem Modell „H 67 B“ stellte die wenig bekannte französische Firma Henri Cotte oder Hencot-Electronique ein neues vertikal aufzustellendes Tonbandgerät mit drei Pabst-Motoren vor, das mit drei Bogen-Magnetköpfen bestückt ist. Es handelt sich um ein fast kommerzielles Gerät, das gerade in einem Augenblick angeboten

wird, wo eine relativ starke Nachfrage nach Geräten der Spitzenklasse besteht.

Wie bereits eingangs gesagt, sind kaum noch Mono-Verstärker zu sehen. Zwar findet man bei den Amerikanern noch eine ganze Anzahl von mit Röhren bestückten Verstärkern, aber alle Neuentwicklungen benutzen nur noch Silizium-Halbleiter. Es müßte hier eine fast endlose Aufstellung des Gezeigten folgen, wenn man allen gerecht werden wollte. Besonderes Augenmerk wurde von den meisten Herstellern auf die Funktionsicherheit gelegt. Dazu gehört eine elektronische Sicherung, die die Zerstörung der Endstufentransistoren im Falle eines Kurzschlusses am Lautsprecherausgang verhindert. Viele Schaltungen, darunter recht originelle, gibt es heute, und man kann sagen, daß damit eines der größten Hindernisse für transistorbestückte Verstärker aus dem Weg geräumt wurde.

Hi-Fi-Anlagen der mittleren Preisklasse zu bauen, ist vornehmlich ein Anliegen der großen Hersteller auf dem Gebiet der Unterhaltungselektronik. So nimmt es auch nicht wunder, daß Firmen wie Schneider, Pathé-Marconi und Ribet-Desjardins ein sehr reichhaltiges Angebot an Hi-Fi-Bausteinen zeigten, wobei auch die Tuner-Verstärker ihren gebührenden Platz einnehmen. Hier seien auch die vielen deutschen Firmen erwähnt, die in den letzten Jahren auf dem Hi-Fi-Gebiet und bei den Tonbandgeräten eine sehr starke Position einnehmen konnten. Ihre Produkte seien hier nicht erwähnt, da sie, falls noch nicht bekannt, auf der Hannover-Messe zu sehen sein werden.

Alles in allem war das „Festival“ ein getreues Spiegelbild der Bedeutung, die Hi-Fi und Stereophonie heute rein wirtschaftlich gewonnen haben. Das geht allein schon aus folgenden Zahlen hervor: 1959, als das Festival zum ersten Male stattfand, wurden in Frankreich ungefähr 5000 Wiedergabeinlagen verkauft; 1967 waren es bereits über 30 000. Bemerkenswert ist, daß davon die Hälfte ausländischen Ursprungs waren. W. Schaff

Persönliches

F. Herriger neuer ZVEI-Vorsitzender



Zum neuen Vorsitzenden des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie e. V. wählte die Mitgliederversammlung den bisherigen 1. stellvertretenden Vorsitzenden, Dr.-Ing. Felix Herriger, stellvertretender Vorsitzender des Vorstandes von AEG-Telefunken. Stellvertretender Vorsitzender des ZVEI wurde Dr. Friedrich Karl Lehmann, Mitglied des Vorstandes der Felsen & Guilleaume, Carlswerk AG, Köln-Mülheim.

F. Herriger wurde 1932 Mitarbeiter der Telefunken Gesellschaft für drahtlose Telegrafie mbH in Berlin. Im Jahre 1937 trat er bei der C. Lorenz AG, Berlin, ein und war von 1954 bis 1962 Leiter des gesamten Rundfunk- und Fernsehgerätegeschäfts der Standard Elektrik Lorenz AG. Ende 1962 ging Herriger wieder zu Telefunken zurück, übernahm dort als Vorstandsmitglied die Leitung des Geschäftsbereiches „Bautelemente“ und wurde Mitte 1964 zum stellvertretenden Vorstandsvorsitzender ernannt. Anfang 1965 wurde er Vorsitzender des Vorstandes der Telefunken AG. Bei der Eingliederung von Telefunken in die AEG wurde er am 1. Juli 1966 1. stellvertretender Vorstandsvorsitzender der Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken. Im April 1966 wurde Dr.-Ing. Herriger in den Vorstand des ZVEI und zu dessen stellvertretendem Vorstandsvorsitzender gewählt.

S. Taukert bei Felsen & Guilleaume Carlswerk AG

Im Rahmen der Neuordnung des Elektroteiles des F & G-Konzerns hat Dipl.-Ing. Siegfried Taukert als Vorstandsmitglied die Leitung des Vertriebs Kabel übernommen.

S. Taukert (46 Jahre) studierte an der TH Hannover und arbeitete anschließend zwei Jahre als wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für elektrische Anlagen und Stromrichter. 1953 ging er zur Calor Emaq EAG, wo er das Gebiet für stufenlose Antriebe — elektronische und magnetische Ausrüstungen für Leistungen bis zu 200 kW — aufbaute. 1963 übernahm S. Taukert bei SEL die Leitung des Erzeugnisgebietes Rundfunk- und Fernsehbauteile. Nun eröffnet sich ihm bei Felsen & Guilleaume ein interessanter neuer Wirkungskreis.

H.-K. Hildebrand 65 Jahre

Hans-Kurt Hildebrand, bis vor etwa einem Jahr Direktor der Philips-Filiale München und jetzt mit Sonderaufgaben betraut, vollendete am 9. März 1968 das 65. Lebensjahr.

H.-K. Hildebrand kam 1929 als Bezirksvertreter für den Raum Leipzig zu Philips. Über Chemnitz, Dresden und Essen führte ihn der Weg 1938 nach Wien, wo er als Filialdirektor tätig war. Dorthin kehrte Hildebrand auch nach dem Kriege zurück. Nach vorübergehender Tätigkeit im Filialbüro Düsseldorf übernahm er 1949 die Leitung der Münchener Philips-Vertretung. Dieser Aufgabe widmete er sich mit großem Erfolg bis Anfang 1967.

S. Zwingert 60 Jahre

Oberingenieur Sepp Zwingert, Leiter des Technischen Bereichs „Senderbetrieb“ des Bayerischen Rundfunks, wurde am 16. März 60 Jahre. Am Aufbau und an der laufenden Verbesserung des Mittelwellen-Großsenders München-Ismaning war Sepp Zwingert bereits seit 1934 im Rahmen seiner Industrietätigkeit bei der C. Lorenz AG, Berlin, beteiligt. 1948 kam er zum Bayerischen Rundfunk, als sich der bevorstehende Zusammenbruch der Mittelwellen-Versorgung im Zusammenhang mit der Einführung des Kopenhagener Wellenplanes abzeichnete. Damals hat das Sendernetz des Bayerischen Rundfunks aus zwei Mittelwellensendern bestanden. Heute betreut der Senderbetrieb für Hörfunk und Fernsehen 68 Sender- und 64 Umsenderanlagen in Bayern.

Nue Röhren

PCL 805

Als Weiterentwicklung der Vertikal-Ablenkrohre PCL 85 hat die Valvo GmbH die PCL 805 in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Schwerpunkt dieser Entwicklung war es, eine Röhre mit erhöhter Zuverlässigkeit, besonders hinsichtlich der Langzeitstabilität, zu schaffen. Durch eine Reihe konstruktiver Maßnahmen zur Herabsetzung der Elektrodentemperatur konnte die Anodenbelastbarkeit um 1 W heraufgesetzt und damit der Anwendungsbereich der neuen Röhre erweitert werden. Die übrigen elektrischen Daten des Typs PCL 85, die Abmessungen und die Sockelschaltung wurden beibehalten, so daß Austauschbarkeit gewährleistet ist.

Die in der PCL 805 durchgeführten Maßnahmen hatten zum Ziel, die mit der höheren Belastung entstehende Wärme besser als bei dem Vorläufertyp abzuleiten, abzustrahlen beziehungsweise zu verteilen. Das wird unter anderem durch ein Kühlblech hoher Wärmeleitfähigkeit, stärkere Schirmgitterstege, durch dickeres Anodenblech sowie durch kupferhaltige Ableitbänder und Tellerstifte an beiden Steuergittern erreicht. Außerdem wird ein Katodenmaterial verwendet, das eine hohe Warmfestigkeit hat und in Verbindung mit einer speziellen Katodenbedeckung eine Herabsetzung der Temperatur ermöglicht. Diese Änderungen erhöhen die mechanische Festigkeit des gesamten Röhrensystems erheblich.

Für zukünftige Entwicklungen steht damit neben der bekannten 8-W-Einzelpentode PCL 805 eine Verbundröhre gleicher Leistung zur Verfügung. Als Ergänzung des Röhrenprogramms bietet der Typ PCL 805 große Freiheit bei der Auslegung von Vertikal-Ablenkenschaltungen.

Neue Typenbezeichnungen für Valvo-Oszillografenröhren

Die bereits vor einigen Monaten angekündigten Oszillografenröhren der Valvo GmbH erhielten neue Typenbezeichnungen, die dem europäischen Typenschlüssel entsprechen:

Alte Bezeichnung	Neue Bezeichnung
D 7 - 19 GH	D 7 - 190 GH
D 10 - 16 GH	D 10 - 160 GH
D 10 - 17 GH	D 10 - 170 GH
D 13 - 45 GH/01	D 13 - 450 GH/01
D 13 - 48 GH	D 13 - 480 GH
D 13 - 50 GH/01	D 13 - 500 GH/01
D 14 - 12 GH	D 14 - 120 GH

Zu dieser Reihe von Oszillografenröhren ist der Typ D 14 - 121 GH hinzugekommen. Diese neue Röhre ist eine Variante des Typs D 14 - 120 GH, bei der die Anschlüsse der Ablenkplatten seitlich herausgeführt sind. Dadurch verringern sich die Plattenkapazitäten, und in kompakt aufgebauten Geräten ergibt sich eine günstigere Raumauflistung.

PAL-Farbdecoder in Breitbandtechnik

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 7, S. 242

3. Vollständige Schaltung

Das Farbsignal wird dem Farbdecoder über zwei Novalstecker zugeführt und entsteht in einem Teilchassis, das in diesem Beitrag nicht dargestellt ist. Dieses Chassis hat eine spezielle ZF-Stufe mit einem Detektor. Der Bildträger wird um etwa 10 dB gegenüber dem Farbträger angehoben, um geringere Verzerrungen bei stark gesättigten Farben und niedrigen Bildträgeramplituden zu erhalten. Nach dem Detektor folgt ein Bandfilterverstärker, der in normaler Weise nach der Form der ZF-Kurve korrigiert ist. Der Sättigungsregler ist ebenfalls auf diesem Teilchassis angebracht. Über Emitterfolger führt man die zwei Farbsignale dann den Steckverbindungen II und III zu, die in der in die Teilbilder 6a bis 6f aufgeteilten Gesamtschaltung dargestellt sind.

3.1. Laufzeitdemodulator und Farbartverstärker

Bild 6a zeigt diese Baugruppe. Die Verzögerungsleitung wird von T1 getrieben, wobei ein negativer Rücklaufimpuls über R1 und D1 durch Sperren des Transistors das Burstsignal austastet. So erhält man ein ge-

tung wird ohne Übertrager aus zwei engtolerierten Widerständen R4, R5 gebildet, denen je ein Emitterfolger für jeden der beiden nachfolgenden Farbverstärker nachgeschaltet ist. Die Emitterfolger (T2, T3) haben einen sehr hohen Eingangswiderstand und eine Eingangskapazität von nur etwa 4 pF, so daß die wirksame Belastung der Matrixschaltung von einer Größenordnung ist, bei der Fertigungsstreuungen und dadurch mögliche Unsymmetrien der Belastung keine sogenannten Jalousieeffekte bewirken können.

Die Emitterfolger sind mit den nachfolgenden Ausgangsverstärkern T4 und T5 gleichstromgekoppelt. Deshalb können alle vier Transistoren von einer gemeinsamen Basisvorspannung am Verbindungs punkt der Matrixwiderstände gesteuert werden. Über R6 wird hier auch die Spannung vom Colorkiller zum Sperrnen aller vier Transistoren zugeführt.

Die zwei Ausgangsverstärker haben in den Emitterkreisen eine Kabelverbindung zum Bodenteil über Stecker I. Auf diesem Chassis ist auch der Farbtonregler ange-

hältnisses erhält man die optimale Belastungsimpedanz für die Transistoren.

Wie schon erwähnt, ergibt die feste Kopplung bei diesen Transformatoren eine so breitbandige Übertragung, daß mögliche Verzerrungsprodukte der vorangehenden Stufen zu den Synchrongemodulatoren übertragen werden könnten. Deshalb ist ein Filter in jedem Kanal zwischen den Breitbandübertragern und den Synchrongemodulatoren eingefügt worden. Die Filter haben eine charakteristische Impedanz von 1 kOhm (das ergibt einen Quellwiderstand für die Synchrongemodulatoren von etwa 500 Ohm), eine Grenzfrequenz von 6,5 MHz und bewirken eine hohe Dämpfung der zweiten Harmonischen des Farbträgers. Die 1-MOhm-Parallelwiderstände dienen nur als „Spulenkörper“ für die kreuzgewickelten Spulen.

3.2. Synchrongemodulatoren

Im Bild 6b ist die Schaltung der Synchrongemodulatoren dargestellt. Sie arbeiten wie früher erwähnt mit recht hohen Signalpegeln, so daß man auch für den Farbträ-

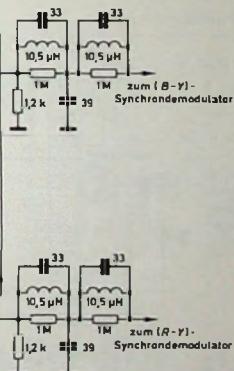
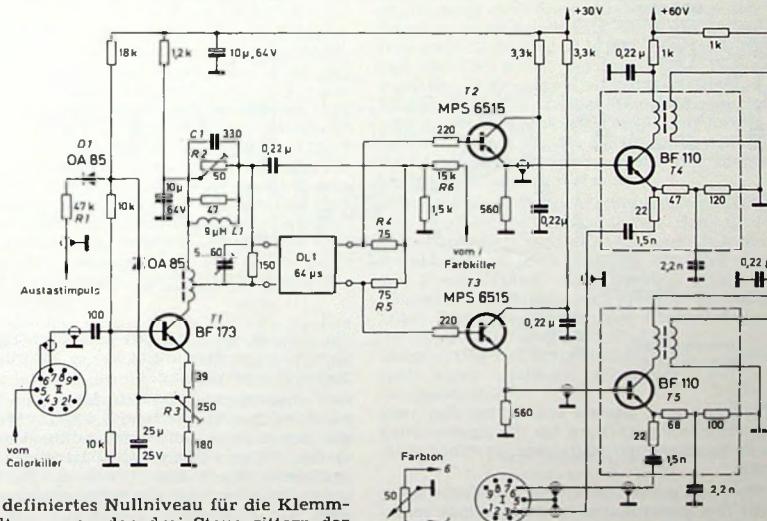


Bild 6a. Schaltung von Laufzeitdemodulator und Farbartverstärker

nau definiertes Nullniveau für die Klemmschaltungen an den drei Steuergittern der Bildröhre.

Im Kollektor des Transistors T1 liegt ein Breitbandübertrager, und das unverzögerte, vom Kollektorstrom abhängige Signal wird über das Potentiometer R2 abgenommen. Parallel zu diesem Potentiometer liegt die Spule L1, die dafür sorgt, daß der niedrige Frequenz Tastimpuls für die Burstaustastung nicht zu den nachfolgenden Verstärkerstufen weitergeführt wird. Um die Laufzeit für das unverzögerte Signal anzupassen ist ferner der Kondensator C1 eingefügt, so daß ein fest abgestimmter Kreis mit einer Güte < 1 gebildet wird.

Im Emitterkreis von T1 ist der Einstellregler R3 zur Einstellung der Verstärkung angeordnet, wodurch man den Grad der Übersättigung, den der Farbsättigungsregler ermöglichen soll, vorwählen kann. Die Matrixschaltung nach der Verzögerungslei-

bracht. Er hat eine einrastende Mittellage für Normaleinstellung, und man kann durch Änderung der Schleiferstellung die Veränderung im (R-Y)- und im (B-Y)-Kanal relativ zueinander variieren.

Im Emitterkreis sind ferner RC-Glieder angeordnet, die zwei Funktionen haben: Sie bewirken einerseits eine bestimmte feste Gegenkopplung der Ausgangsstufen, und andererseits sorgen sie für eine Phasenbalance, so daß Bedienung des Farbtonreglers nur Änderungen der Stufenverstärkung um etwa $\pm 30\%$ und keine gleichzeitigen Phasenfehler im Synchrongemodulator entstehen.

In den Kollektorkreisen von T4 und T5 liegen zwei Breitbandübertrager zur Speisung der Synchrongemodulatoren. Mit Hilfe eines geeigneten Übersetzungsver-

ger eine relativ hohe Amplitude benötigt. Mit Hilfe der Ortskurve des Demodulators kann man erreichen, daß man etwa das 1,6fache der maximalen Farbsignalamplitude braucht, um die Amplitudeneehler bei der Demodulation mit 45° Phasenfehler zwischen Farbsignal und Farbträger unter 10% zu halten. Das ist auch bei PAL-Signalen zu beachten, um ein Minimum von Sättigungsfehlern bei möglichen differenziellen Phasenfehlern im empfangenen Signal zu erhalten. Der Farbträger hat deshalb eine Amplitude von $28 V_{ss}$ an jeder Diode.

Der vom Quarzoszillator gelieferte Farbträger wird in T6 verstärkt, in dessen Kollektorkreis eine bifilar gewickelte Spule liegt. Am Kollektor wird auch das Signal für den (R-Y)-Demodulator ausgekoppelt, und zwar über C2, der zusammen mit R7 im Eingang des PAL-Umschalters die Phase um etwa 90° dreht. Der PAL-Umschalter selbst ist wie ein Ringmodulator aufgebaut, der zwischen zwei Breitbandübertragern betrieben wird. Der Ringmodulator wird mit dem Rechtecksignal von einem Flip-Flop (PAL-Synchro-

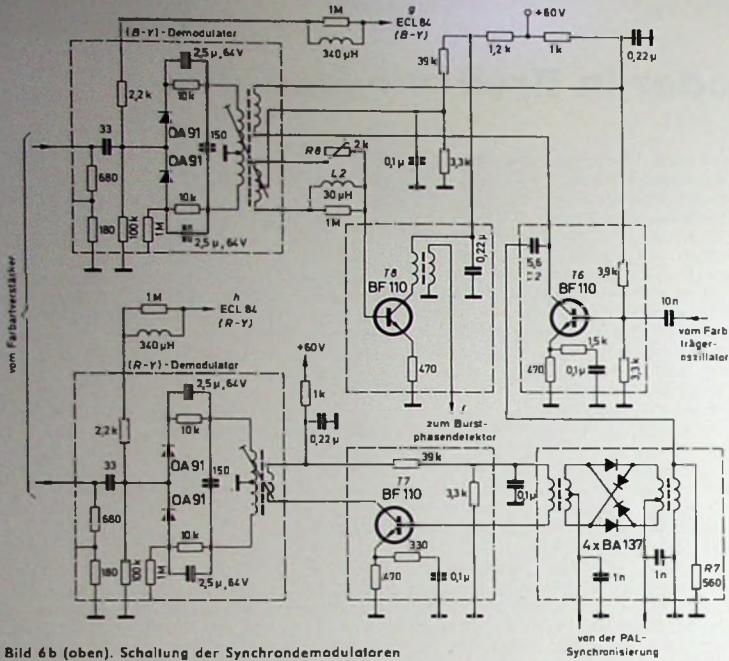


Bild 6b (oben). Schaltung der Synchron demodulatoren

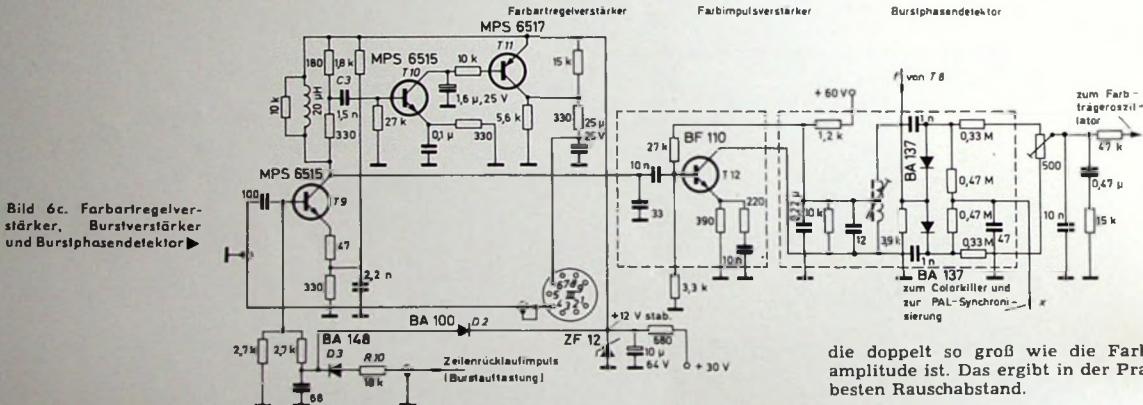


Bild 6c. Farbartregelverstärker, Burstverstärker und Burstphasendetektor ▶

nisierung) moduliert. Das ergibt sehr genaue 180° -Phasensprünge. Das Signal geht nun über T_7 zum $(R - Y)$ -Synchron-demodulator, an dessen Eingang etwa 28 V_pp liegen.

Um die Phasenjustierung des Decoders nicht durch den Abgleich des Kollektorkreises von T_6 zu beeinträchtigen, muß das Signal für den Burstphasendetektor an derselben Stelle wie der Farbräger für die Synchrondemodulatoren ausgekoppelt werden. T_6 kann aber nicht 28 V_{ss} liefern und zugleich direkt mit dem Burstphasendetektor belastet werden, der sogar 30 V_{ss} benötigt. Deshalb ist die Verstärkerstufe mit T_8 eingefügt. Das Signal für die Basis dieses Transistors wird einer besonderen Bifilarwicklung des Übertragers im $(B - Y)$ -Synchrondemodulator entnommen und gegenphasig über L_2 und den Einstellregler R_8 geführt, wodurch ein Phasenabgleich möglich ist, der praktisch keine Amplitudenänderung ergibt. Im Kollektorkreis liegt ein Breitbandübertrager, der ein Signal von 30 V_{ss} für den Burstphasendetektor liefert. Der Übertrager ersetzt einen abgestimmten Kreis unter denselben

Bedingungen, wie sie bereits bei den zweifarbigen Signalverstärkern für die Ansteuerung der Synchron demodulatoren erwähnt wurden.

Die recht große Amplitude des Farbträgers für den Burstdetektor ist mit Rücksicht auf die Phasensynchronisierung des Quarzoszillators erforderlich, wenn man maximal 5° statische Phasenfehler bei einer Frequenzabweichung für den Oszillator von 200 Hz zuläßt. Diese Forderung erscheint sehr hoch. Im „Beovision 3000“ ist aber auf großen Störabstand besondere Rücksicht genommen worden, weil der Empfänger auch in großen Teilen Europas, die noch einige Jahre in den Grenzgebieten der Farbsender liegen werden, guten Empfang ermöglichen soll. Große statische Phasenfehler ergeben nicht nur eine Farbentsättigung, sondern bewirken bei Rauschen in der Phasensynchronisierung „geräuschmodulierte Sättigungsänderungen“, die als sehr niederfrequentes Störsignal (etwa unter 200 Hz) in den Farbsignalen auftreten. Diese Überlegungen führten zur Wahl der hohen Spannungen für die Phasensynchronisierung.

3.3. Farbartregelverstärker, Farbimpulsverstärker, Phasenvergleich

Diese Baugruppe (Bild 6c) enthält neben den anderen Stufen den getasteten Burstartstärker mit dem Transistor T9. Der Transistor wird mit etwa 10 mA Emitterstrom betrieben und durch Rücklaufimpulse aufgetastet. Die Dioden D2 und D3 sowie der Serienwiderstand R10 sorgen dafür, daß dieser Impuls bei 0 V und bei +12 V geklemmt wird. In der Zeit außerhalb des Rücklaufimpulses ist der Transistor gesperrt. Im Kollektorkreis wird der verstärkte Burst für zwei Zwecke ausgekoppelt.

Über C 3 entnimmt man ein Signal zur Regelung der Eingangsstufen des Farbartverstärkers. Das Burstsignal wird von der Basis-Emitter-Diode des Transistors T 10 gleichgerichtet, wenn die Spannung $1,4 \text{ V}_{\text{ss}}$ erreicht. Der nachfolgende Transistor T 11 verstärkt die gleichgerichtete Spannung und arbeitet ohne Gegenkopplung. Deshalb ist die Verstärkung des Regelverstärkers sehr groß, und man erhält konstante Sättigung über den gesamten Feinabstimmbereich des Kanalwählers. Direkt am Kollektor von T 9 wird ein Burstsignal von etwa 5 V_{ss} ausgekoppelt, das T 12 auf etwa $100 \text{ V}_{\text{ss}}$ verstärkt. Damit wird der Burstphasendetektor gespeist, der dann mit einer Burstantplitude betrieben wird,

die doppelt so groß wie die Farbträgeramplitude ist. Das ergibt in der Praxis den besten Rauschabstand.

Der abgestimmte Kollektorkreis von T 12 hat eine Bandbreite von 0,6 MHz. Wegen der Anwendung von Breitbandübertragnern in den übrigen Baugruppen ist dieser abgestimmte Kreis der einzige im Farbdecoder, bei dem eine Amplitudenjustierung auch die Phasenlage beeinflußt. Um die günstigsten Rauscheigenschaften für die Phasensynchronisierung zu erhalten, ist dieser Schwingkreis aber von Vorteil. Die Fourieranalyse des Burstimulus-Frequenzspektrums zeigt, daß man etwa 80 % der Burstenergie bei rund 0,6 MHz Bandbreite übertragen kann. Wenn man die Bandbreite kleiner wählt, werden die Rauscheigenschaften zwar besser, die Burstenergie zur Phasensynchronisierung ist aber kleiner, weshalb der erwähnte Kompromiß geschlossen wurde.

3.4. Farbträgeroszillator

Bild 6d zeigt die Schaltung des Farbrägeroszillators. Als Reaktanzstufe sind die Kapazitätsdioden D_4 , D_5 so gekoppelt, daß sie gleichstrommäßig parallel, wechselstrommäßig jedoch gegeneinander geschaltet sind. So können die Dioden nicht als Gleichrichter für das Oszillatorsignal wir-

ken, und die Regelspannung wird deshalb nicht von einer gleichgerichteten Spannung beeinflusst. Das ist beim Abgleich von Vorteil, weil die Regelspannung bei korrekter Frequenz des Oszillators wirklich Null ist.

Der Abgleich kann mit der Serieninduktivität L_2 erfolgen. Im Ausgang des Oszillators mit T_{13} ist ein Tiefpaßfilter angeordnet, das mögliche Verzerrungsprodukte aus dem Oszillatorsignal aussiebt.

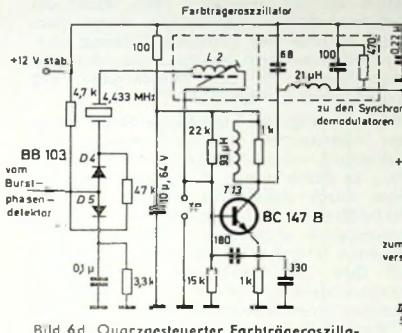


Bild 6e. Colorkiller

regler R 14 am Steuergitter von Rö 2 auf 95 V_{dc} gebracht.

Die drei Amplitudenwerte, die hier für die $(R - Y)$ -, $(B - Y)$ - und $(G - Y)$ -Signale angegeben wurden, sind die Maximalspannungen, die der Bildröhre zugeführt werden müssen, wenn diese die gleichen Lumiphorwirkungsgrade für alle drei Grundfarben hat. Dies ist aber nur bei wenigen Bildröhren gegeben. Man kann aus den Angaben der Bildröhrenhersteller berechnen, daß die erforderlichen Steuerspannungen um etwa 30 % variierbar sein müssen. Das liefert die Grundlage für die Dimensionierung der Ansteuerungspoten-

unabhängige Übertragung bis zu 1,2 MHz Streukapazitäten kompensieren muß. Hierzu dienen die Kondensatoren C_4 und C_5 in Reihe mit $R\ 20$ beziehungsweise $R\ 21$ sowie der Kondensator C_6 am Steuergitter von $R\ 2$.

2. Die Matrizierung ergibt ein negatives ($G - Y$)-Signal, dessen Phasenlage umgekehrt und das in R_2 verstärkt werden muß. Das Signal am Gitter dieser Röhre ist aber bereits mit einer Bandbreite von etwa 1 MHz verstärkt worden, so daß es nach einer weiteren Verstärkung mit Bandbegrenzung bei 1 MHz eine um rund 150 ns größere zeitliche Verzögerung als die

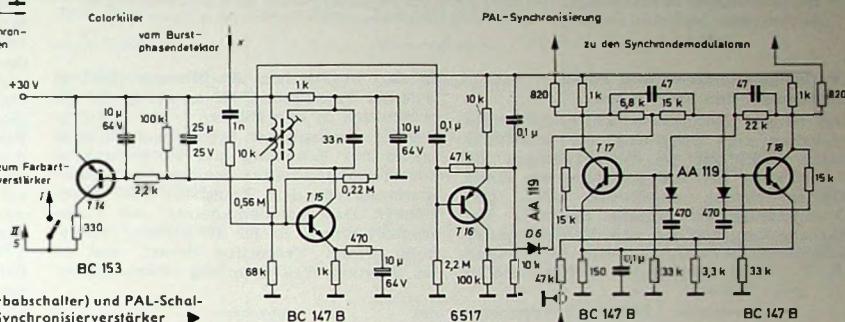


Bild 6e. Colorkiller (Farbabschalter) und PAL-Schalter mit zugehörigem Synchronisierverstärker ▶

3.5. Colorkiller, PAL-Synchronisierung

Diese Baugruppe zeigt Bild 6e. Der Burstphasendetektor liefert einen 7,8-kHz-Rechteckimpuls für die Synchronisierung des Flip-Flop (PAL-Schalter T17, T18). Der Rechteckimpuls wird dem selektiven Verstärker mit T15 zugeführt. Die hierdurch gebildete 7,8-kHz-Sinusschwingung führt man jedoch nicht direkt dem Flip-Flop zu, sondern nimmt mittels T16 zunächst eine Spitzengleichrichtung vor, so daß der Kollektorstrom vom Ladestrom dieser Gleichrichterschaltung bestimmt wird. Die Impulse im Kollektorkreis sind dann rechtsschmal und liegen zeitlich in der Mitte der Zeilendauer.

Der genaue Abgleich des 7,8-kHz-Kreises ist dann weniger kritisch, und die Phasenschwankungen im 7,8-kHz-Signal bei Rauschüberlagerung können die Synchronisierung nicht zu einer falschen Zeile verschieben. Der Synchronisierimpuls wird dem Flip-Flop nur zugeführt, wenn die entgegengesetzte Phasenlage im Verhältnis zum 7,8-kHz-Signal auftritt, weil die Ankoppeldiode D_6 sonst gesperrt ist.

tiometer im Luminanzverstärker. Im „Beovision 3000“ sind diese Ansteuerungspotentiometer mechanisch mit den zwei Potentiometern $R\ 15$ und $R\ 16$ für den ($B - Y$)- und ($G - Y$)-Kanal gekuppelt. Die Potentiometer $R\ 15$ und $R\ 16$ ergeben in Verbindung mit den übrigen Widerständen im jeweiligen Anodenkreis die gleiche Amplitudenänderung für die Farbsignale wie die Ansteuerungspotentiometer für die Luminanzsignale an den Katoden.

Durch Justierung des Weißpunkts mit Hilfe der drei Luminanzsignale an den Bildröhrenkatoden wird die Ansteuerung der Farbbiröhre jetzt auch im Hinblick auf das Farbbild bei verschiedenen Luminophorwirkungsgraden automatisch korrekt. Diese Lösung bedeutet eine Verbesserung im Vergleich zur Farbdifferenzansteuerung mit Amplituden, die nach einer mittleren Bildröhre bemessen sind.

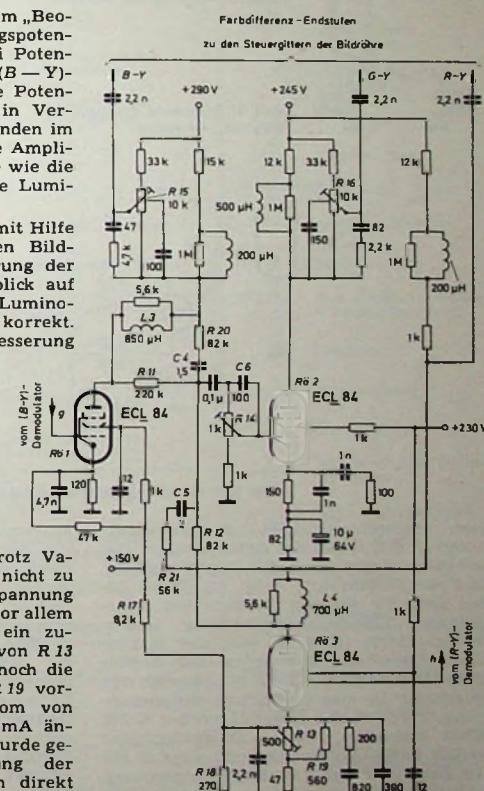


Bild 6f. Schaltung der drei Farbdifferenz-Endstufen ►

Um den Arbeitspunkt von R_3 trotz Variation der Katodenengekopplung nicht zu verändern, muß man die Katodenspannung künstlich festhalten. Das bewirkt vor allem der Widerstand R_{17} , über den ein zusätzlicher Strom in den Schleifer von R_{13} eingespeist wird. Außerdem sind noch die Korrektuwiderstände R_{18} und R_{19} vorhanden, wodurch der Anodenstrom von 10 mA sich um maximal etwa 1,5 mA ändern kann. Anodenmatrizenierung wurde gewählt, weil man bei Justierung der $(R - Y)$ - und $(B - Y)$ -Amplituden direkt an den Anoden keine Toleranzen nachfolgender Verstärker in Kauf nehmen muß. Dieses Verfahren hat aber zwei Nachteile, die folgendermaßen ausgeglichen werden. 1. Die Matrixwiderstände müssen mit Rücksicht auf das $(R - Y)/(B - Y)$ -Übersprechen eine recht hohe Impedanz haben. Das bedeutet, daß man für eine frequenz-

(R - Y)- und (B - Y)-Signale erfährt. Deshalb müssen (R - Y)- und (B - Y)-Signale mit den Induktivitäten L 3 beziehungsweise L 4 in Verbindung mit der Anodenkapazität und den Streukapazitäten ebenfalls verzögert werden.

Automatische Farbton-Umschaltung im Farbfernsehempfänger bei Empfang von Schwarz-Weiß-Sendungen oder von Farbsendungen

Mit Farbfernsehemplängern lassen sich sowohl Farbsendungen als auch Schwarz-Weiß-Sendungen empfangen. Es hat sich gezeigt, daß für Farbsendungen eine etwas rötlich belonierte Färbung der Weißpartien als angenehm empfunden wird, während beim Schwarz-Weiß-Empfang (analog zu der bisherigen Übung beim Empfang mit Schwarz-Weiß-Geräten) eine leicht blaubelonierte Leuchtfäche bevorzugt wird. In den Farbempfängern der neuen Saison gehen deshalb manche Firmen zu einer automatischen Farbton-Umschaltung bei Empfang von Schwarz-Weiß-Sendungen oder von Farbsendungen über. Die nachstehenden beiden Lösungen sind Beispiele für Farbfernsehemplänger mit RGB-Ansteuerung der Farbbildröhre (Telefunken) und mit Farbdifferenzsignalaussteuerung der Farbbildröhre (Loewe Opta).

„Farbsympathisches“ Bild durch „Aureomat“ von Telefunken

Die neuen Telefunken-Farbfernsehgeräte enthalten eine Schaltung, die selbsttätig dafür sorgt, daß bei Farbsendungen die Verstärkung der Rot-Endröhre um einen kleinen Betrag angehoben wird. Das Grundprinzip ist einfach (Bild 1). Bei Farbempfang legt ein vom Farbabschalter gesteuerter Schalter S einen Widerstand (R 701, R 702) bestimmter Größe parallel

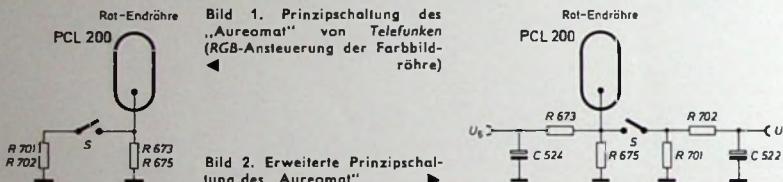


Bild 2. Erweiterte Prinzipschaltung des „Auromat“

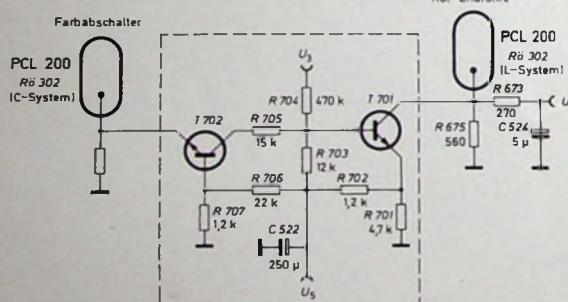


Bild 3. Praktisch ausgeführte „Aureomal“-Schaltung

zum nichtüberbrückten Katodenwiderstand (R 673, R 675) der Rot-Endröhre. Dadurch verringert sich die Gegenkopplung, und die Verstärkung steigt an. Damit dabei aber die für den Schwarzwert erforderliche Katodengleichspannung unverändert bleibt (Bild 2), wird der Katode über denselben Schalter zu der bereits über den Widerstand R 673 zugeführten Spannung U_6 eine zusätzliche Gleichspannung U_3 über den Spannungsteiler R 702, R 701 zugeleitet. Dieser Spannungsteiler erfüllt zwei Aufgaben. Einmal sorgt er für die Erhaltung der Katodengleichspannung, und zum anderen stellt er zusammen mit C 522 den zuschaltbaren Gesamtwiderstand zur Absenkung der Gegenkopplung dar. Die dunklen Grautöne bleiben durch diesen „Schaltungskniff“ bei Farbempfang unbeeinflusst, das heißt, die Rotbetonung wirkt sich nur in den hellen beziehungsweise weißen Bildpartien aus.

Farbempfang sperrt. Die Folge ist, daß sich der Schalttransistor $T\,701$ wegen der Gleichspannungskopplung über die Kollektorschichtwiderstände $R\,703$, $R\,705$ umgekehrt verhält; er ist also bei Schwarz-Weiß-Empfang gesperrt und bei Farbempfang geöffnet. Da sein Kollektor aber auch mit der Kathode der Rot-Endröhre $R\,302$ (L-System) verbunden ist, werden bei Farbempfang, also bei geöffnetem Schalttransistor, die Widerstände seines Emitterspannungsteilers $R\,701$, $R\,702$ parallel zum Kathoden Spannungsteiler $R\,673$, $R\,675$ geschaltet.

Bei Schwarz-Weiß-Empfang trennt der Schaltransistor $T\ 701$ dagegen seinen Emitterspannungsteiler $R\ 701$, $R\ 702$ von der Kathode der Rot-Endröhre ab. Es ist daher möglich, bei der Grundjustierung des Empfängers für den Schwarz-Weiß-Empfang auch eine leichte Blaubaetonung einzustellen. Auf diese Weise läßt sich bei

den Telefunken-Farbf Fernsehgeräten auch die Forderung nach einem kontrastreichen und brillanten Schwarz-Weiß-Bild erfüllen. (nach Telefunken-Unterlagen)

Automatische Farbton-Umschaltung bei Loewe Opta

Erfahrungsgemäß scheint ein Schwarz-Weiß-Fernsehbild kontrastreicher und konturenstärker zu sein, wenn der Weißton des Fernsehbildes leicht bläulich gehalten ist. Im Gegensatz dazu wirkt ein Farbfernsehbild angenehmer, wenn eine leicht rötliche bis gelbliche Tönung vorherrscht; hierdurch gewinnt besonders die Natürlichkeit in der Wiedergabe der menschlichen Hautfarbe.

Diese Tönung, die bisher von Hand durch den sogenannten Farbton-Einsteller vorgenommen werden konnte, erreicht **Loewe Opta** in ihren neuen Farbfernsehempfängern durch zusätzliche Steuerung eines Farbdifferenzkanals mit einer vom Leuchtlichtsignal abgeleiteten Spannung. Die gelbliche Tönung erfolgt dabei proportional dem Weißinhalt des Leuchtlichtsignals. Diese Art der Weißtönung hat gegenüber einer von Hand einstellbaren den Vorteil, daß der Schwarzwert farblos erhalten bleibt, während bei der von Hand einstellbaren die dunklen Grauwerte in gleichem Maße wie Weiß getönt werden.

Aus Bild 4 geht das Prinzip dieser automatischen Farbton-Umschaltung hervor. Die gelbliche beziehungsweise rötliche Tönung bei Farbempfang erhält man durch Reduzierung des $(B-Y)$ -Signals. Der Basis von T_1 wird dazu das $(B-Y)$ -Signal zugeführt. Gleichzeitig gelangt vom Punkt A das Y -Signal über R_1 , C_2 und R_3 zur Basis von T_1 . Abhängig vom Wechseln

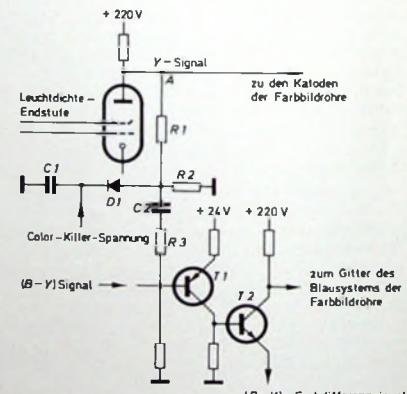


Bild 4. Schaltung der Farbton-Umschaltung von
Loewe Opta. (Farbdifferenzialspannungssteuerung)

des Y-Signals, wird dabei die Verstärkung des (B-Y)-Signals mehr oder weniger reduziert, so daß der Gelb- und Rotanteil in der gewünschten Art überwiegt. Über T2 erfolgt in üblicher Weise die Ansteuerung der weiteren Stufen.

Die Diode D_1 trennt bei Farbempfang lediglich die Synchronimpulse von dem aus dem Y-Kanal gewonnenen Steuersignal ab. Bei Schwarz-Weiß-Empfang wird D_1 jedoch durch die Color-Killer-Spannung vollständig geöffnet, so daß dann das Steuersignal über C_1 nach Masse kurzgeschlossen ist. Der Weißton des Schwarz-Weiß-Bildes hat in diesem Fall stets eine leicht bläuliche Einfärbung.

(nach Loewe Opta-Unterlagen)

Amerikanische Schaltzeichen

Die in den USA genormten Schaltzeichen weichen oft von den in Deutschland verwendeten ab; dasselbe Symbol hat manchmal auch unterschiedliche Bedeutung. Bewußt wurden in der nachstehenden Übersicht die Schaltzeichen nicht nach Sachgruppen oder alphabetisch, sondern etwa nach ihrer Kompliziertheit geordnet (Schaltzeichen aus 2, 3, 4 Strichen usw.). Für den, der sachlich das Schaltzeichen nicht sofort einordnen kann, dürfte sich dadurch eine Erleichterung beim Aufsuchen der Bedeutung ergeben. Einige Symbole enthalten Buchstabenkürzungen (A, CT, MA, OR oder dergleichen). Auf die Bedeutung dieser Buchstaben wird noch in einer später folgenden kurzen Liste eingegangen.

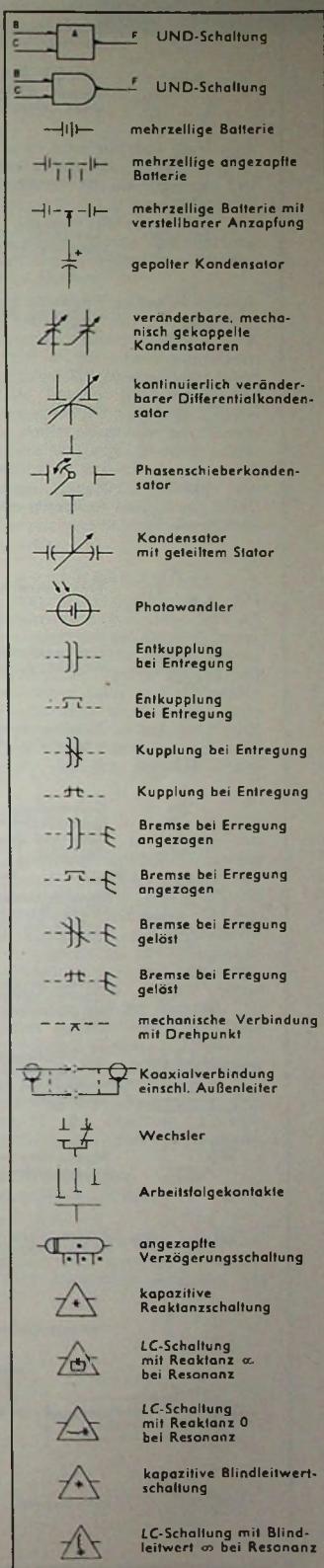
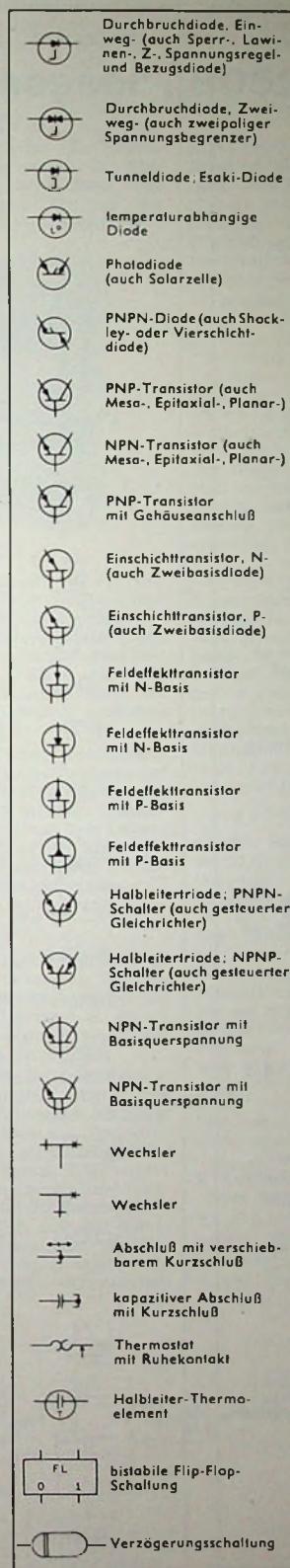
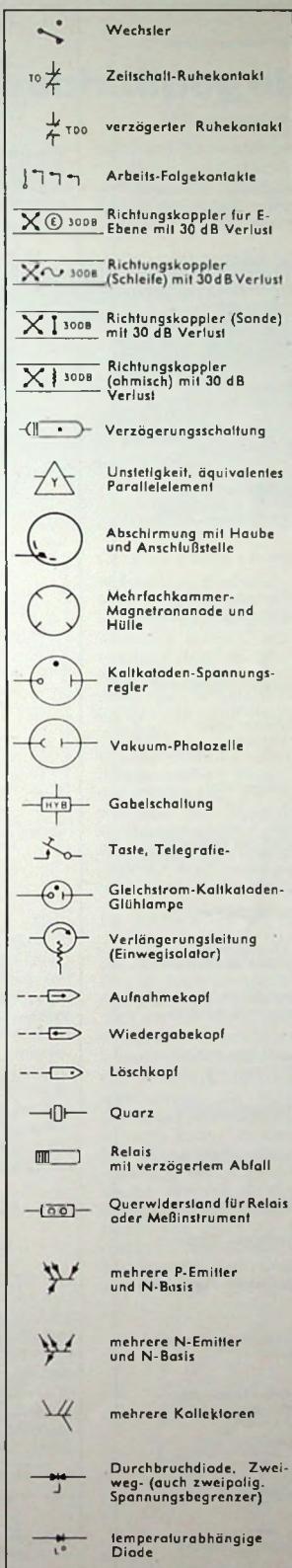
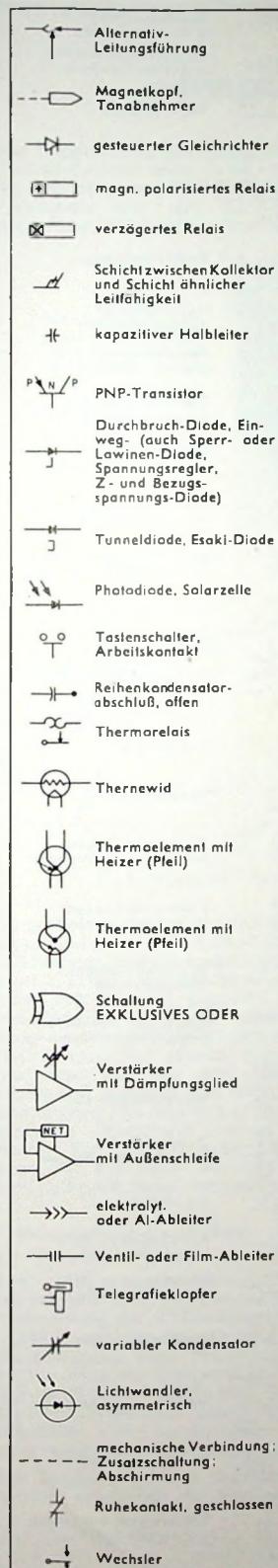
stufenlos einstellbar	Spule, Wickel	Kohlenblitzableiter	gasgefüllter Röhrenkolben
Schalter	Spule, Wickel	Hörnerableiter	Röhrensockel mit Führung
Kontakt, beweglich	Bewegungsumsetzung in einer Richtung	Überspannungsschutzspalt	Röhrensockel mit Führung
Kontakt, einstellbar	Drehung in einer Richtung	Bauelement, allgem.	Sicherung
Kontakt, fest	Drehung in beiden Richtungen	Chassisanschluß	Hochspannungssicherung
logische Verneinung	Stromweg: Leiter; Draht	Anschluß mit Bezeichnung	Gabelverbindung
Magnetkern	• Anschlußpunkt	Buchse	kreisförmige Gabel
Überbrückungskontakt eines Schalters	- negative Polarität	Steckerstift	veränderbare Induktivität
Segment eines Schalters	DIEL dielektrische Fortpflanzung (außer in Luft)	zweipoliger Stecker	stufenlos einstellbare Induktivität
Schaltbuchse	Widerstandselement	Kontakthülse	Glühlampe
Buchsenkontakt	Fortpflanzung in Luft oder im Raum	beweglicher Kontakt mit Verriegelung	Meßinstrument
Steckerstift	Resonator mit abgestimmtem Hohlraum	beweglicher Kontakt ohne Verriegelung	Mikrofon
Anzeigelampe] Tunnelhalbleiter	Zerhackerzunge	Modusabschwächer
Stromflußrichtung, Einweg-	J Abbruchspannungs-halbleiter	Ruhekontakt, geschlossen	Moduswandler
Stromflußrichtung, Zweiweg-	Wandler für Zündladung	Ruhekontakt, geschlossen	Bewegungsübertragung in beiden Richtungen
Heizfaden; direkt geheizte Kathode	— Schleifenöffnung	Arbeitskontakt, geöffnet	Generator
indirekt geheizte Kathode	— Schleifenöffnung mit Reiheninduktivität	Magnetkern von Übertrager oder Spule	Doppelleitung
Zündelektrode	— Schleifenöffnung mit Reihenwiderstand	Hohlleiterankopplg.	Doppelleitung
Erregeranode	Thermoregler	Stromflußrichtung, Einweg-	galvanisch entkoppelte Kreuzung
Schleifenkopplung	Thermozelle	— Schleifenrichtung, Zweiweg-	galvanisch gekoppelte Kreuzung
Röhrenkolben	Thermolelement, allgemein	Kaltkatode: ionisch geheizte Kathode	abgeschirmtes Kabel mit 1 Leiter
Röhrenkolben	Sichtanzeige, allgemein	Photokatode	Hohlleiter mit rundem Querschnitt
Stramerzeuger	UND-Schaltung	ionisch und zusätzlich geheizte Kathode	Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt
Elektromotor	ODER-Schaltung	Ablenkelektrode	+
UND-Schaltung	Verstärker	Anode	negative Polarität
ODER-Schaltung	Dipolantenne	Auflade- bzw. Röntgen-elektrode	nichtlineares Widerstandselement
EXKLUSIVES-ODER-Schaltung	Antenne, allgemein	kombinierte Anode und Kaltkatode	spannungsabhängiger Widerstand
Umkehrschaltung (Inverter)	Rahmenantenne	Anode mit Ionenheizkatode und Zusatzheizung	spannungsabhängiger Widerstand
Vervielfacher	Gegengewichtsantenne	abgespaltener Röhrenkolben	Hohlleiterschicht mit einem galvanischen Anschluß
Oszillator			
logische Schaltung			
Sicherung			

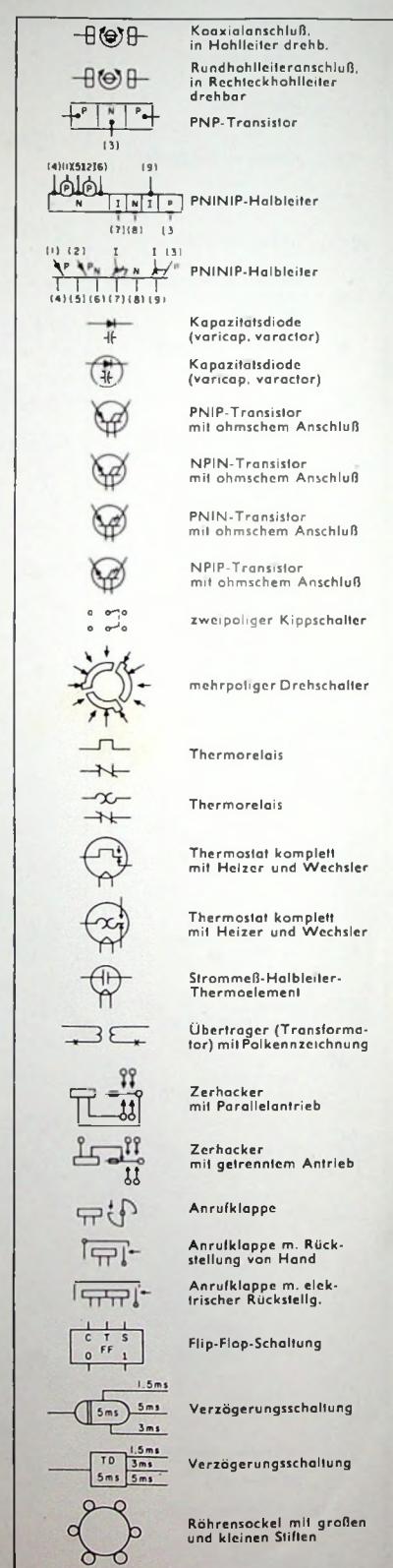
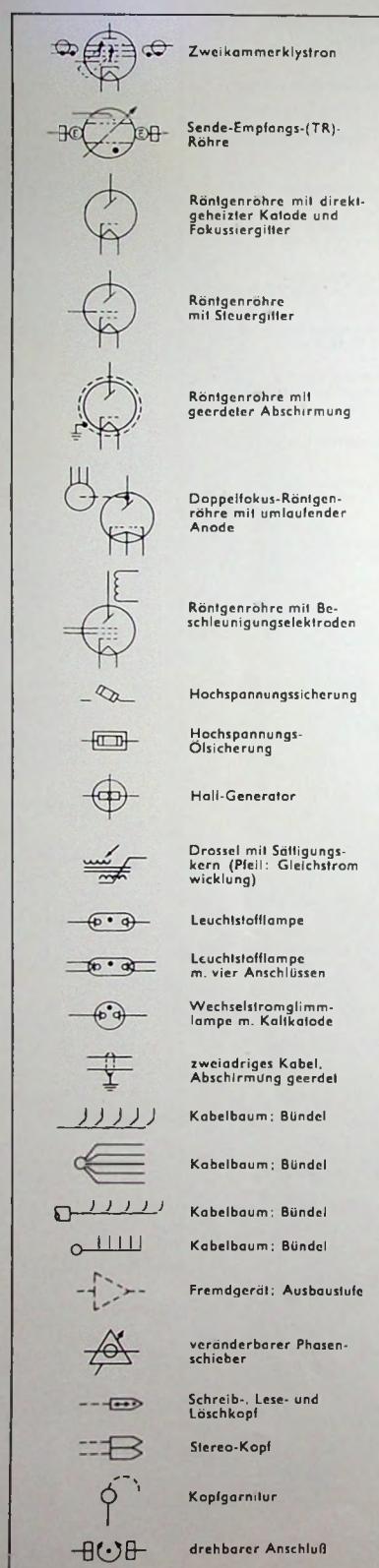
	Halbleiterschicht mit mehreren Anschlüssen
	gleichrichtende Schicht, P über N
	gleichrichtende Schicht, N über P
	gleichrichtende Schicht, N über P
	PN-Emitter
	NP-Emitter
	Kollektor
	Übergang zwischen Schichten ungleicher Leitfähigkeit
	Schicht zwischen ungleichen Leitfähigkeiten
	Lichtabhängigkeit
	Temperaturabhängigkeit
	Halbleiterdiode; Gleichrichter
	Ausschalter
	Tastenschalter mit Ruhkontakte
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt
	Schalter m. gefedertem Ruhekontakt
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt und Verriegelung
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt und Verriegelung
	Schalter mit Ruhekontakt und Verriegelung
	Schalter mit Ruhekontakt und Verriegelung
	leitend, Arbeitskontakt geschlossen
	Kabelanschluß
	Kurzschlußanschluß
	Kurzschlußanschluß einer Reiheninduktivität
	Abschlußwiderstand
	Kurzschlußanschluß eines Reihenwiderstandes
	Thermoelement, Betätigungsteil
	Thermoregler
	Thermoelement mit Ruhekontakt
	Thermoelement mit Arbeitskontakt
	Thernewid (Heißleiter)

	Transformator: Übertrager
	Transformator: Übertrager
	Übertrager mit Polungsangabe
	Anzeigelampe
	Anzeigelampe
	Anzeigelampe mit Farbangabe
	Umkehrschaltung; Inverter
	Verstärker
	Verstärker mit zwei Eingängen
	Verstärker mit zwei Ausgängen
	Verstärker mit eigener Stromversorgung
	Ableiter mit mehreren Spalten
	veränderbarer Spannungsteiler (Dämpfungs-glied)
	Wecker
	Summer
	komb. Anode — Photokatode
	Lautsprecher
	Durchführungskonden-sator
	Unterbrecher
	Anschluß mit Bezeichnung
	Relaispule
	Relaispule
	Relaispule mit Kenn-zeichnung des Wickel-anfangs
	Relaispule mit Kenn-zeichnung des Wickel-anfangs
	zweipolare Vermittlungs-buchse
	ungepolte zweipolare Buchse
	gepolter zweipoliger Stecker
	Hohlleiterlansch, rechteckig
	Zerhacker mit geleiter Zunge
	umlaufender Kontakt
	Wechsler ohne Unterbrechung

	elektromechanischer Zähler
	Unstetigkeit, Reihenelement
	Unstetigkeit, induktiver Blindwiderstand
	Unstetigkeit, Widerstand
	Unstetigkeit, Leitwert
	Unstetigkeit, induktiver Blindleitwert
	flüssige Kathode
	fester Rohrenanschluß (oben) und Zuleitung
	Hochspannungssicherung (Öl)
	Handapparat
	Spule mit Kern
	Spule mit Anzapfungen
	Widerstandslampe
	Draht- oder Zuleitungsanschlüsse
	Draht- oder Zuleitungsanschlüsse
	Koaxialkabel
	zweidrängiges Kabel
	Phasenschieber
	Fernsprech-Hörkapsel
	Gleichrichter
	Wechselstromrelais
	Schnellanzugrelais
	Schnellabfallrelais
	Widerstand mit Anzapfungen
	Widerstand mit Anzapfungen
	Widerstand
	veränderb. Widerstand mit Anzapfung
	veränderb. Widerstand mit Anzapfung
	stufenlos einstellbarer Widerstand
	stufenlos einstellbarer Widerstand
	nichtlinearer Widerstand
	spannungsabhängiger Widerstand
	Halbleiterschicht mit galvanischen Anschlüssen
	Halbleiterschicht mit galvanischen Anschlüssen
	Schichtzwischen Schichten gleicher Leitfähigkeit

	Schicht zwischen Kollek-tor und Schicht ungleicher Leitfähigkeit
	Halbleiterdiode: Gleichrichter
	explosive Zündladung
	Zünder für Zündladung
	Kippschalter
	Messerkontakte-Schalter
	gefederter Umschalter
	Dreiwegschalter (Kippschalter)
	Sicherheitsöffner
	Sicherheitsschließer
	Sicherheitsschließer
	Arbeitskontakt, geöffnet
	Drehfeldsystem, allgemein
	Thermostat mit Arbeitskontakt
	Fallscheiben-Anzeigelafel
	Spezial-Anzeigelampe
	monostabile Flip-Flop-Schaltung
	Schmitt-Trigger
	Verzögerungsschaltung
	variabler Verstärker
	Ableiter mit Kugelektroden
	unsymmetrisches Dämpfungsglied
	Zelle einer Batterie
	Kondensator, allgemein
	symmetrischer Lichtwandler
	Erde
	Steckerverbindung (geschlossen)
	passende Hohlleiterlansche
	Arbeitskontakt
	Zeitschalt-Arbeitskontakt
	verzögelter Arbeitskontakt
	Richtungskoppler, allgemein
	Dynode
	Fliehkraftregler





Impulsschallpegelmesser „8052 A“

Der Impulsschallpegelmesser „8052 A“ von Hewlett-Packard (Bild 1) ist ein vielseitiges Niederfrequenz-Meßinstrument, das in Verbindung mit den hp-Kondensatormikrofonen die Erfordernisse der Normen

Mikrofon-Korrektionsfaktors. Bei Kenntnis dieses Faktors und entsprechender Einstellung des Stufenschalters kann der Schallpegel ohne weitere Eichung am Meßinstrument direkt abgelesen werden.

Eigenschaften abgelesen werden kann. Die Stellung „Fast“ ist für die schnelle Messung kontinuierlicher Schallvorgänge bestimmt, und „Slow“ ($\tau = 1$ s) ermöglicht die Messung des echten Effektivwertes im Niederfrequenzbereich. Diese Zeitkonstanten stimmen mit den Vorschriften der erwähnten Normen überein.

In der Stellung „Peak“ werden die Spitzenwerte von beliebigen Geräuschen, sogar von Einzelimpulsen, die länger als $100 \mu\text{s}$ dauern, auf ± 1 dB genau gemessen. Der Spitzenwert des Eingangssignals wird dabei mit einer langen Entladzeitkonstante (> 30 s) gespeichert, um das Ergebnis bequem am Anzeigegerät ablesen zu können. Durch weiteres Durchdrücken der „Peak“-Taste lädt sich die Anzeige auf Null zurücksetzen. Den Scheitelfaktor von kontinuierlichen Signalen kann man durch Messen des Spitzenwertes und des Effektivwertes ermitteln.

1.2. Frequenzbewertung
Neben der Stellung „Linear“, in der der Frequenzgang von 5 Hz bis 20 kHz linear ist, sind drei eingebaute Bewertungsnetzwerke (A, B und C, entsprechend DIN 45 633) wählbar (Bild 2). Das in der ISO-Empfehlung 507 beschriebene N-Filter (Anwendung bei Fluglärmessungen) kann an Stelle des B-Filters ebenfalls geliefert werden.

In der Stellung „Ext. Filter“ können beliebige andere Filter an die Buchsen auf der Rückwand des Gerätes angeschlossen werden. Die Kombination des Impulsschallpegelmessers „8052 A“ mit dem Oktavfilteratz „8055 A“ oder dem Terzfilterset „8050 A“ ergibt einen vollständigen Oktav-beziehungsweise Terzpegalysator.

1.3. Effektivwert und Spitzenwertmessung

Mit dem „8052 A“ kann man sowohl Effektiv- als auch Spitzenwerte messen. Die Genauigkeit der Effektivwertmessung beträgt $\pm 0,5$ dB bis zum Scheitelfaktor 5. Damit werden die Anforderungen der Norm für Impulsschallpegelmesser übertroffen.

Die Integrationszeitkonstante des Effektivwertmessers ist umschaltbar, damit das Gerät der jeweiligen Geräuschart angepaßt werden kann. In der Stellung „Impulse“ ($\tau = 35$ ms) mißt man impulsartige Schallvorgänge oder Schallvorgänge von kurzer Dauer. Hierbei sorgt eine zusätzliche Zeitdehnerschaltung mit einer Entladzeitkonstante von etwa 3 s dafür, daß der Maximalwert des Effektivwertes des Impulsschallpegels auf dem Anzeigegerät unabhängig von dessen dynamischen

1.4. Übersteuerungsanzeige
Entsprechend den Normforderungen für Impulsschallpegelmesser hat der „8052 A“ eine Übersteuerungsanzeige. Eine Glühlampe an der Frontplatte des Gerätes leuchtet auf, wenn der Verstärkerteil vor den Filternetzwerken oder der Effektivwertmesser übersteuert wird. Eine Zeitdehnerschaltung sorgt dafür, daß auch Übersteuerungen durch kurze Impulse von etwa 1 ms Dauer deutlich sichtbar angezeigt werden.

1.5. NF-Voltmeter

In der Stellung „Linear“ kann man das Gerät auch als empfindliches NF-Voltmeter verwenden. Ebenso wie bei Schallpegelmessungen, können sowohl Effektivwerte als auch Spitzenwerte bestimmt werden. Der Meßbereich erstreckt sich von $30 \mu\text{V}$ bis 10 V bei Vollausschlag. Die Eingangsimpedanz ist $100 \text{ k}\Omega$. Mit den Mikrofonverstärkern „15108 B“ und „15118 A“ kann sie auf etwa $10^6 \text{ }\Omega$ erhöht werden. Die Eingangskapazität beträgt dann bei Verwendung des mitgelieferten BNC-Adapters etwa 5 pF . In dieser Kombination eignet sich das „8052 A“ besonders zum Anschluß von Schwingungsaufnehmern. Daraus kann man in der Stellung „Linear“ auch Schwingungsmessungen durchführen.

2. Aufbau und Arbeitsweise des Impulsschallpegelmessers

2.1. Vorverstärker

Bild 3 zeigt die Blockschaltung des Gerätes. Die Eingangsspannung gelangt entweder direkt über $Bu 1$ oder vom Ausgang des

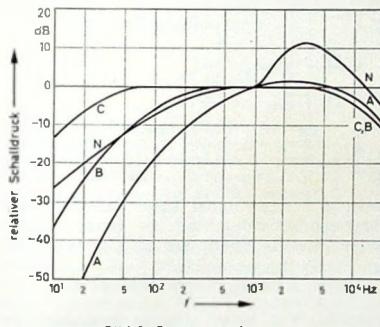
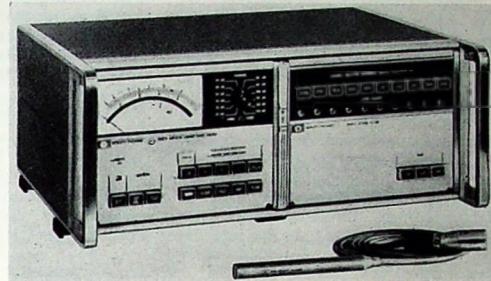


Bild 2. Bewertungskurven

für Präzisionsschallpegelmesser (IEC-Empfehlung 179 und DIN 45 633, Blatt 1) und für Impulsschallpegelmesser (DIN 45 633, Blatt 2) erfüllt. Dadurch ist es möglich, mit dem „8052 A“ nicht nur den Schallpegel von Dauergeräuschen zu messen, sondern auch von Schallvorgängen von sehr kurzer Dauer, sogar von Einzelimpulsen. Außerdem kann man mit dem Gerät Spitzen-schallpegel messen, und zwar mit einer Genauigkeit, die bisher nur durch oszillografische Messungen erreicht werden konnte. Die Messung dieser Spitzen-schall-pegel ist besonders bei Gehörschädlichkeitsuntersuchungen notwendig.

1. Beschreibung des Gerätes

1.1. Meßbereiche

Der große Dynamikbereich von 22 bis 140 dB (mit dem BewertungsfILTER A) bei Verwendung des 1"-Kondensatormikrofons „15109 B“ erlaubt die Messung sämtlicher Geräuschepegel etwa von der Hörschwelle an bis über die Schmerzschwelle hinaus. Der gewünschte Meßbereich läßt sich in 10-dB-Schritten mit einem Drehschalter einstellen, wobei automatisch der günstigste Fremdspannungsabstand erreicht wird.

Ein Drehschalter auf der Rückseite des Gerätes ermöglicht die Kompensation des

Dipl.-Ing. Zoltan Szilard ist Projektleiter in der Entwicklung des Hewlett-Packard-Werkes Böblingen.

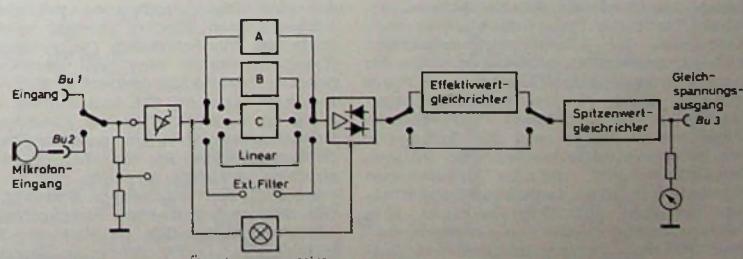


Bild 3. Blockschaltung des Impulsschallpegelmessers

Mikrofonverstärkers über Bu_2 zum Eingangsabschwächer und wird dann in einem dreistufigen Verstärker auf $100 \text{ mV}_{\text{eff}}$ bei Vollauschlag verstärkt. Die Verstärkerstufen bestehen aus Operationsverstärkern, deren Verstärkung durch Änderung der Gegenkopplung eingestellt wird. Sie liefern bei verschiedenen Eingangssignalen (im Zusammenwirken mit dem Abschwächer) die konstante Ausgangsspannung von $100 \text{ mV}_{\text{eff}}$ bei Vollauschlag.

Jeder Operationsverstärker enthält vier Transistoren (Bild 4), von denen zwei eine Differenzverstärkereingangsstufe bilden.

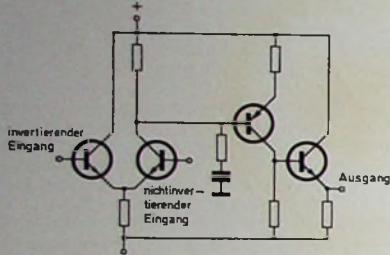


Bild 4. Schaltung der Operationsverstärker

Das ermöglicht die Verwendung sowohl als invertierender als auch als nichtinvertierender Verstärker. Außerdem sind dadurch gute Gleichtaktunterdrückung und Unabhängigkeit gegen Temperaturschwankungen sichergestellt. Die Verstärkung bei offener Gegenkopplungsschleife beträgt etwa 46 dB. In der Stellung „Mike“ erfolgt die Kompensation des Mikrofon-Korrektionsfaktors durch Änderung der Verstärkung einer Stufe in 0,5-dB-Schritten.

2.2. Filternetzwerke

Der Ausgang des Verstärkers ist in der Stellung „Linear“ direkt mit dem Eingang des Effektivwert- beziehungsweise Spitzenwertmessers verbunden. Beim Drücken der entsprechenden Taste schaltet sich das A-, B- oder C-Filter zwischen Verstärkerausgang und Eingang des Gleichrichterteils. Die Filter bestehen aus RC-Gliedern, die durch Verstärkerstufen voneinander getrennt sind.

2.3. Effektivwertmesser

Der Effektivwertmesser ist der wichtigste Teil eines Impulsschallpegelmessers, denn seine Leistungsfähigkeit bestimmt die Meßgenauigkeit für nicht-sinusförmige und nicht-kontinuierliche Signalformen. Für die statischen Kennlinien der Effektivwertmesser schreiben die Normenfordernungen vor, daß die Abweichungen vom Sollwert bis zum Scheitelfaktor 3 nicht größer als $\pm 0,5 \text{ dB}$ und bis zum Scheitelfaktor 5 nicht größer als $\pm 1 \text{ dB}$ sein dürfen.

Die Prüfung des Effektivwertmessers soll mit Rechteckimpulsfolgen und Tonimpulsfolgen verschiedener Scheitelfaktoren erfolgen. Da in der Praxis die quadratischen Kennlinien der Effektivwertgleichrichter, die bei Impulsschallpegelmessern wegen der kurzen Integrationszeitkonstante in Frage kommen, durch lineare Teilstücke angenähert werden, sind beide Prüfverfahren nötig, um die Güte und die Symmetrie der Schaltung nachzuweisen. Die Integrationszeitkonstante, die die dynamischen Eigenschaften des Impulsschallpegelmessers bestimmt, soll 35 ms betragen. Ihre Prüfung erfolgt durch – von der Norm vorgeschriebene – Tonimpulsfolgen und Ton-Einzelimpulse. Der Effektivwertmesser soll

an eine Speichereinrichtung mit einer Speicherzeitkonstante von $3 \pm 0,5 \text{ s}$ angeschlossen werden, damit seine Ausgangsspitzenwerte an dem angeschlossenen Instrument abgelesen werden können.

Das Problem der Effektivwertmessung besteht bei den hier vorhandenen niedrigen Spannungen darin, daß die zur Verwendung kommenden nichtlinearen Schaltungen (wie der Gleichrichter oder das Quadratennetzwerk) Exemplarstreuungen und Temperaturinstabilitäten aufweisen können. Es ist nämlich nicht ohne weiteres möglich, mit Dioden Gleichrichter zu bauen für Spannungen, die in der Nähe der Diffusionsspannung liegen. Der Effektivwertmesser besteht aus einem Zweiweggleichrichter, einem Quadratennetzwerk und einem Integrator.

Die eigentliche Gleichrichterdiode ist in das Gegenkopplungsschaltwerk eines Operationsverstärkers geschaltet (Bild 5). Solange die Diode D_1 nicht leitet, arbeitet der Verstärker ohne Gegenkopplung, so daß sehr niedrige Eingangsspannungen über einem Wert, der größer ist als die

den Strecken; bei größeren Scheitelfaktoren aber schaltet sich auch noch eine dritte Strecke ein. Dadurch vermindert sich der Ladewiderstand für C_1 , und ein quadratisch wachsender Ladestrom fließt in den Kondensator. Wie beim Gleichrichter, fallen auch hier die Größen der zu messenden Spannungen in den Bereich der Diodendiffusionsspannungen. Um den Dynamikbereich nach unten ausdehnen zu können, wurde die Schaltung mit Hilfe der Dioden D_7 und D_8 kompensiert [1]. Diese Kompensation stabilisiert auch das Temperaturverhalten der Quadratierschaltung. Der Kondensator C_1 ist umschaltbar, um die verschiedenen Integrationszeitkonstanten in den Stellungen „Slow“, „Fast“ und „Impulse“ zu erhalten.

An den Effektivwertmesser schließt sich ein Spitzenwertmesser an. Er besteht aus zwei Operationsverstärkern V_1 und V_2 , von denen V_1 als Komparator und V_2 als Impedanzwandler arbeitet. Die negative Spannung am Kondensator C_1 steuert den Verstärker V_1 in positiver Richtung in die Sättigung. Der Konden-

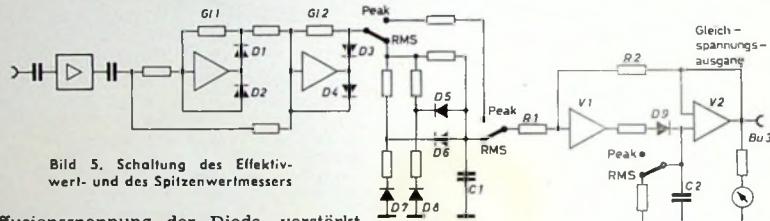


Bild 5. Schaltung des Effektivwert- und des Spitzenwertmessers

Diffusionsspannung der Diode, verstärkt werden. Wenn aber die Ausgangsspannung des Verstärkers so hoch wird, daß D_1 leitet, dann schließt sich der Gegenkopplungspfad, und am Ausgang der Diode erscheint die in Einwegschaltung gleichgerichtete Spannung. (Die Diode D_2 schließt nur die negativen Halbwellen der Ausgangsspannung des Verstärkers kurz.) Auf diese Weise ist es leicht möglich, auch extrem niedrige Spannungen gleichzurichten, da die Verstärkung bei offener Gegenkopplungsschleife sehr groß ist. Um eine Zweiweggleichrichtung zu erhalten, werden die Eingangswechselspannung und die Ausgangsgleichspannung von G_1 in einem Summierverstärker addiert, wobei die in Einwegschaltung gleichgerichtete Spannung eine doppelt so große Amplitude haben muß wie die nichtgleichgerichtete Wechselspannung. Am Diodenausgang von G_1 tritt dann die in Zweiwegschaltung gleichgerichtete Spannung auf.

Die hier verwendeten Operationsverstärker sind ebenfalls nach Bild 4 aufgebaut. Um eine gute Driftstabilität zu erreichen, sind jedoch die Differenztransistoren als Doppeltransistoren ausgeführt, die weitgehend identische Spannungs- und Temperaturkennlinien haben.

Den eigentlichen Effektivwertmesser bildet eine Quadratierschaltung mit gleitend vorgespannten Dioden. Hierbei wird mit Hilfe der Diodenstrecken die quadratische Kennlinie durch eine aus geradlinigen Stücken bestehende geknickte Kurve angenähert. Die an C_1 auftretende Spannung ist dann eine lineare Funktion des Effektivwertes der Eingangsspannung am Diodennetzwerk. Die Anzahl der Diodenstrecken bestimmt die Güte der Annäherung und den maximalen Scheitelfaktor, der sich noch mit einer vorgegebenen Genauigkeit messen läßt. Bei kleineren Scheitelfaktoren ist nur die erste Strecke in Funktion, oder es arbeiten die ersten bei-

sator C_2 wird dabei über einen kleinen Begrenzungswiderstand so lange aufgeladen, bis die Spannung an C_2 den Wert

$$U_{C2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{C1}$$

erreicht. C_2 kann sich in der Stellung „Peak“ (Spitzenwertmessung), in der die Ausgangsspannung des Doppelweggleichrichters unter Umgehung des Quadratennetwerks unmittelbar zum Spitzenwertmesser gelangt, nur über die sehr große Eingangsimpedanz des Verstärkers V_2 entladen. Die Entladearbeitzeitkonstante ist größer als 30 s.

In den Stellungen „Slow“, „Fast“ und „Impulse“ („RMS“ im Bild 5) wird ein Widerstand parallel zum Kondensator C_2 geschaltet.

Beim Betätigen der „Check“-Taste schaltet sich die stabilisierte Ausgangsspannung eines astablen Multivibrators an den Eingang des Effektivwertmessers. Damit kann der wichtigste Teil des Gerätes auf seine Funktionsfähigkeit getestet werden.

2.4. Stromversorgung

Das „8052 A“ wird in zwei Ausführungen, und zwar entweder mit stabilisiertem Netzteil oder mit aufladbaren Batterien und eingebautem Ladegerät, geliefert. Beim Batteriegerät können die Batterien vom Netz gepuffert werden. Eine schnelle Wiederaufladung erfolgt beim Drücken der Taste „Fast Charging“. Die Taste „Battery Test“ dient zur Kontrolle der Batteriespannung. Beide Ausführungen enthalten eine stabilisierte Spannungsquelle mit $+200 \text{ V}$ Ausgangsspannung zur Versorgung der hp-Kondensatormikrofone.

Schrifttum:

- [1] Szillard, Z.: An RMS value meter with high dynamic range (erscheint demnächst in Electronics)

Thyristor-Netzgeräte

Zum Erzeugen der Betriebsspannungen von Geräten der Unterhaltungselektronik mit mittlerem bis großem Leistungsbedarf, die nicht unmittelbar durch Gleichrichtung aus dem Netz gewonnen werden können, war bisher der Einsatz eines Netztransformatorens üblich. Wegen ihres störenden Streufeldes und ihres großen Gewichtes möchte man aber in solchen Geräten, beispielsweise in Fernsehempfängern, Netztransformatoren oft vermeiden. Eine Möglichkeit dazu bieten die jetzt bereits preisgünstiger

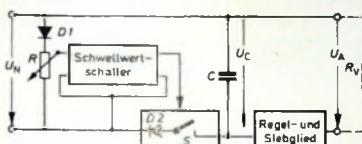


Bild 1. Grundschatzung eines Netzgerätes mit Phasenanschnittssteuerung

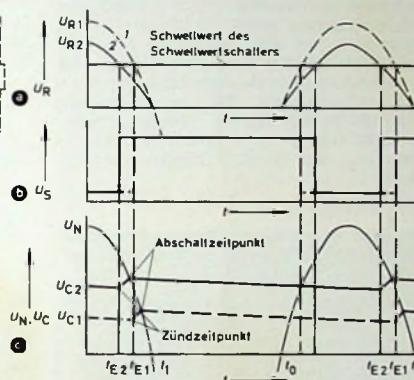


Bild 2. Zeitliche Spannungsverläufe der Grundschaltung nach Bild 1; a) Spannungen am Spannungsteiler R , b) Spannungen am Ausgang des Schwellwerkschalters S , c) Netzspannung U_N und Spannungen U_C am Ladekondensator C

stig verfügbaren Thyristoren. Nach den Prinzipien der Phasenanschnittsteuerung oder der Kondensatorumladung wurden damit Schaltungen für transformatorlose Netzgeräte entwickelt.

1. Netzgeräte mit Phasenanschnittssteuerung

Bei der Phasenanschnittsteuerung verwendet man zum Gleichrichten nur Ausschnitte aus der praktisch sinusförmigen Netzspannung. Ihre Spannungsamplituden bestimmen die Größe der entstehenden Gleichspannung. Dieses Prinzip wird mit Hilfe eines Schalters verwirklicht, der den Ladekondensator für eine Zeitdauer, deren Länge die gewünschte Ausgangsspannung bestimmt, mit dem Netz verbindet. Während der Zeit, in der der Schalter geschlossen ist, lädt sich der Ladekondensator nahezu bis zum jeweiligen Augenblickswert der Netzspannung auf. Dieser Vorgang wiederholt sich während jeder Periode, so daß sich am Ladekondensator eine von einer sägezahnförmigen Spannung überlagerte Gleichspannung aufbaut.

1.2. Wirkungsweise und Aufbau der Schaltungen

Bild 1 zeigt eine Grundschaltung eines Netzgerätes mit Phasenanschnittsteuerung. Mit dem Einsteller R wird der Einsatzpunkt des Schwellwertschalters auf der positiven Sinushalbwelle eingestellt. Je nach der Größe der Spannungsamplitude am Angriff des Regelwiderstandes R , beispielsweise Kurve 1 oder 2 im Bild 2a, schaltet der Schwellwertschalter zu zeitlich versetzten Punkten auf der Sinushalbwelle um (Bild 2b). Der Rechteckimpuls, der am Ausgang des Schwellwertschalters entsteht, steuert den Schalter S .

spannung U_N ist (Bild 2c). Die Zündimpulse erhält man durch Differenzieren des vom Schwellwertschalter gelieferten Ausgangssignals.

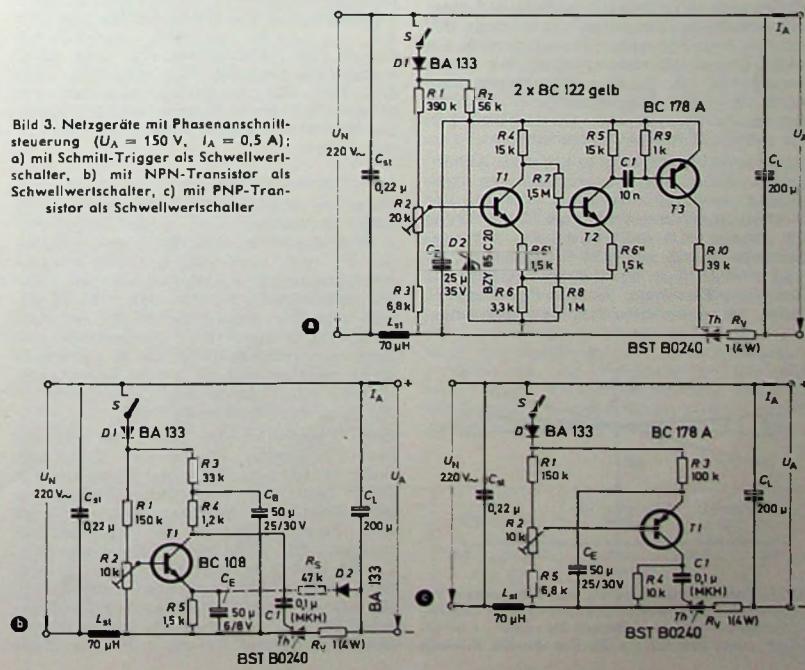
1.2 Schaltungsmöglichkeiten

Als Schwellwertschalter sind verschiedene Schaltungen brauchbar. Bild 3a zeigt eine Schaltung mit Schmitt-Trigger (Transistoren T_1 und T_2). Der positive Ausgangsimpuls des Schmitt-Triggers wird hier zunächst durch das RC-Glied R_9, C_1 differenziert. Mit Hilfe des Transistors T_3 wird dann die Polarität der Differenzierimpulse geändert und mit den entstehenden positiven Impulsspitzen der Thyristor angesteuert. Der Schmitt-Trigger ist dort vor teilhaft, wo es auf besonders geringe Abhängigkeit der Ausgangsspannung von Temperaturänderungen und von Netzspannungsschwankungen ankommt.

Die Hauptbestandteile der einfachen Schaltung nach Bild 3b sind der NPN-Transistor T1 und das RC-Glied R5, C5 in dessen Emitterkreis. Hier wird der Knick in der Eingangskennlinie zur Amplitudenselektion ausgenutzt; die dabei am RC-Glied abfallende Spannung vermindert den Temperaturgang. Der Ausgangsimpuls am Transistor hat bei dieser Schaltung bereits die gewünschte Polarität und steuert über den Kondensator C1 den Thyristor an.

In der Schaltung nach Bild 3c wird ein PNP-Transistor (T1) verwendet. Diese Schaltung hat einen besonders geringen Eigenverbrauch und arbeitet im übrigen wie die Schaltung nach Bild 3b.

1.2.1. Grenzwerte für Spannung und Strom



kleinere Spannungen werden die Aus schnitte aus der Sinushalbwelle bereits so klein, daß der Ladestrom einen ungünstigen Verlauf hat. Die obere Spannungsgrenze ist durch die Spitzenspannung des Netzes gegeben und beträgt je nach der Belastung und nach der Latspannung des Netzes 250 bis 300 V.

Der Ausgangsstrom wird durch die höchst zulässige Belastbarkeit der Ladekondensatoren C_L mit Impulsspitzen und die höchstzulässige Störspannung begrenzt. Bei Verwendung der Entstörglieder L_{st} , C_{st} (Bild 3) sind Ausgangsströme bis zu 0,5 A erreichbar, ohne daß die Brummspannung mehr als etwa 20 % ausmacht. Mit einem etwas aufwendigeren Entstörglied läßt sich der Ausgangsstrom der Netzgeräte auf etwa 1 A erhöhen.

1.2.2. Stabilität der Ausgangsspannungen; Brummspannung

Die Kurven im Bild 4 zeigen den Verlauf der Ausgangs- und der Brummspannung

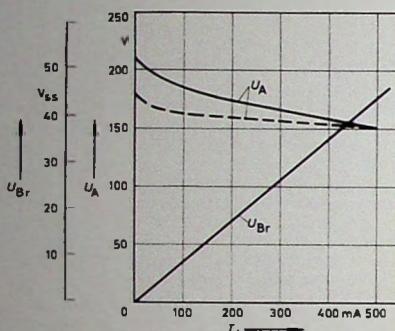


Bild 4. Ausgangsspannung U_A und Brummspannung U_B , als Funktion des Ausgangsstroms I_A (gestrichelte Kurve: U_A mit Nachführglied R_s , D_2 im Bild 3b)

in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom. Der Zusammenhang ist ungefähr der gleiche wie bei den üblichen Einweggleichrichterschaltungen mit Transformatoren. Mit einer vorgeschalteten Zweiweggleichrichtung läßt sich die Brummspannung verringern. Einer Reduzierung der Brummspannung durch Vergrößern der Ladekondensatoren sind durch die dabei zunehmenden Ladestrom spitzen Grenzen gesetzt. Diese Strom spitzen sollten 20 A nicht überschreiten.

Eine bisweilen geforderte kleinere Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Ausgangsstrom kann man durch eine von der Ausgangsspannung abhängige Nachführung des Schwellwertschalters erreichen (s. gestrichelte Kurve im Bild 4). In der Schaltung nach Bild 3b wird diese Nachführung durch die Elemente R_s und D_2 bewirkt. Dabei ist es zweckmäßig, den Kondensa-

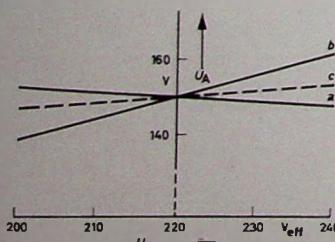


Bild 5. Ausgangsspannung U_A von Netzgeräten mit Phasenanschnittsteuerung: a) Schaltung nach Bild 3a, b) Schaltungen nach den Bildern 3b und 3c, c) Schaltungen nach den Bildern 3b und 3c mit Z-Diode

tor C_E durch einen mit doppelt so großem Kapazitätswert zu ersetzen, damit ein günstiges Einschaltverhalten gewährleistet bleibt. Das gleiche gilt für die Kondensatoren C_Z und C_E in den Schaltungen nach Bild 3a beziehungsweise 3c, wenn eine Nachführung vorgenommen wird.

Netzspannungsschwankungen beeinflussen die Ausgangsspannungen der Netzgeräte nach Bild 3 nur wenig (Bild 5). Das Verhalten der einfachen Schaltungen mit einem Transistor als Schwellwertschalter (Bild 3b und 3c) läßt sich durch Stabilisieren der Betriebsgleichspannung mit einer Z-Diode weiter verbessern.

1.2.3. Temperaturgang

Der Temperaturkoeffizient beträgt für die Schaltung nach Bild 3b maximal $-5 \cdot 10^{-4} \text{ V/grad}$ und für die Schaltung nach Bild 3c maximal $+5 \cdot 10^{-4} \text{ V/grad}$. Der Temperaturgang wird bei diesen beiden Schaltungen vor allem durch die Abnahme der Basis-Emitter-Schwellspannung der Steuertransistoren mit zunehmender Temperatur verursacht. Mit der Schaltung nach Bild 3a läßt sich ein äußerst geringer Temperaturgang durch geeignete Dimensionierung des Schmitt-Triggers verwirklichen.

1.2.4. Wirkungsgrad

Die Verlustleistungen, die in den Schaltungen auftreten, setzen sich aus der Ver-

Tab. I. Leistung und Wirkungsgrad von Netzgeräten mit Phasenanschnittsteuerung

auf- genommene Leistung	ab- gegebene Leistung	Verlust- leistung	Wirkungs- grad
18,5 W	15 W	3,5 W	0,811
81 W	75 W	6 W	0,927

lustleistung im Thyristor Th von etwa 0,5 W ($I_A = 0,5 \text{ A}$), der Verlustleistung im Ladekondensator C_L , die je nach Ausgangsspannung 0,5 ... 4 W beträgt, der Verlustleistung im Vorwiderstand R_V von etwa 2 W ($I_A = 0,5 \text{ A}$) und dem Leistungsverbrauch der Ansteuerung von etwa 0,5 W zusammen, betragen also insgesamt etwa 3,5 ... 7 W. Für Ausgangsspannungen von 30 und 150 V sowie Ströme von 0,5 A können die in Tab. I genannten Werte gemessen werden.

1.2.5. Besonderheiten

Ohne zusätzliche Maßnahmen könnten beim Einschalten sehr große Ladestrom spitzen auftreten, weil der Ladekondensator C_L erst von Null auf die mittlere Gleichspannung aufgeladen werden muß. Die Schaltungen wurden daher so ausgelegt, daß der Ansprechwert der Schwellwertschalter nach dem Einschalten erst langsam bis zum Sollwert steigt. Das wurde durch entsprechende RC-Kombinationen erreicht (im Bild 3a R_s , C_Z , im Bild 3b R_s , C_E und im Bild 3c R_s , C_E).

Beim Einschalten des Thyristors während der abfallenden Flanke der Sinushalbwelle entsteht im Netz eine Störspannung. Diese liegt ohne zusätzliche Maßnahmen weit über dem Störspannungswert nach dem Funktörgang N der VDE-Bestimmungen. Mit Hilfe eines LC-Gliedes (L_{st} , C_{st} in Bild 3) können die Netzgeräte entstört werden. Die Verwendung dieser Glieder bringt weitere Vorteile: Weil die Drosseln für hohe Frequenzen einen großen Scheinwiderstand haben, wird der steile

Stromimpuls verflacht, die Stromamplitude wird kleiner und der Stromflußwinkel größer. Dies führt zu einer geringeren Beanspruchung der Ladekondensatoren, die sich ohne Entstörmaßnahmen wegen der steilen Anstiegsflanke der Stromimpulse unzulässig hoch erwärmen würden.

1.2.6. Erweiterungsmöglichkeiten

Die Höhe der Ausgangsspannung hängt von dem mittels R_2 eingestellten Schwellwert ab. Dadurch kann man bei diesen Schaltungen (mit kleinen Änderungen) die Ausgangsspannung kontinuierlich verändern. Weil eine Spannungsänderung nicht mit einem großen Leistungsabfall an den Regelstufen verbunden ist, läßt sich dieses Prinzip vorteilhaft für regelbare Netzgeräte verwenden.

2. Netzgeräte mit Kondensatorumschaltung

Die Grundschaltung eines transformatorlosen Netzgerätes mit Kondensatorumschaltung (Bild 6) hat Ähnlichkeit mit der

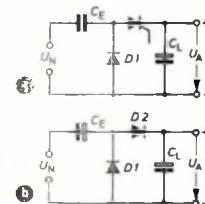


Bild 6. Spannungsverdopplerschaltungen: a) mit Thyristor, b) herkömmlicher Aufbau

Grundschaltung eines Spannungsverdopplers (Bild 6b). Im Unterschied dazu ist aber der Gleichrichter D_2 durch einen Thyristor ersetzt und der Kondensator C_E in besonderer Weise bemessen. In der negativen Halbperiode wird zunächst der Kondensator C_E über den Gleichrichter D_1 auf den Spitzenwert der Netzspannung aufgeladen. Zum Zeitpunkt t_1 nach der Zündung des Thyristors beginnt der Umladestrom zu fließen (Bild 7). Der zeitliche Verlauf

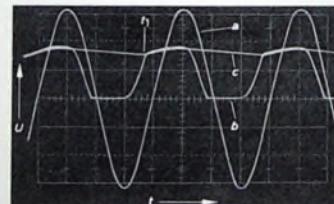


Bild 7. Zeitlicher Verlauf der Spannungen an den Kondensatoren C_E und C_L im Bild 6a sowie die Netzspannung: a) Netzspannung U_N , b) Spannung U_C am Ladekondensator

der Spannung am Kondensator C_E wird durch die Gleichung

$$U_{CE}(t) = U_{CE(1)} - \frac{\int_0^t i dt}{C_E} \quad (1)$$

beschrieben. Fließt kein Umladestrom aus dem Kondensator C_L in den Verbraucher, dann gilt für den zeitlichen Verlauf der Spannung an C_L

$$U_{CL}(t) = U_{CL(1)} + \frac{\int_0^t i dt}{C_L} \quad (2)$$

Für einen über die Zeit konstanten Verbraucherstrom I ergibt sich

$$U_{C1}(t) = U_{C11} + \frac{\int_0^t i dt}{C_L} - \frac{(t - t_1) I}{C_L} \quad (3)$$

Während des Stromflusses durch den Thyristor sind die beiden Spannungen an den Kondensatoren mit der Netzspannung U_N gemäß

$$U_{C2}(t) = U_{C1}(t) + U_N(t) \quad (4)$$

verknüpft. Mit Gl. (1) ergibt sich daraus

$$\int_0^t i dt = C_E U_{C11} - C_E U_{C2}(t) + C_E U_N(t). \quad (5)$$

Aus den Gleichungen (5) und (3) folgt schließlich

$$U_{C2}(t) = \frac{U_{C11}}{1 + \frac{C_E}{C_L}} + \frac{U_{C11}}{1 + \frac{C_E}{C_L}} + \frac{U_N(t)}{1 + \frac{C_E}{C_L}} - \frac{(t - t_1) I}{C_E + C_L}. \quad (6)$$

Die ersten beiden Glieder sind Gleichspannungen, während die Netzspannung U_N praktisch sinusförmig verläuft. Bei der Spannung U_{C2} sind somit keine steilen Anstiege zu erwarten, und es werden sich verhältnismäßig große Stromflußwinkel einstellen. Beides wirkt sich günstig auf die zu erwartende Störspannung aus. Nach der Aufladung wird sich der Kondensator C_L , sofern ein Verbraucherstrom fließt, entladen, bis sich der Vorgang bei der nächsten Periode wiederholt.

Die Brummspannung U_{Br} am Kondensator C_L , das heißt die Differenz zwischen Maximal- und Minimalspannung während einer Periode, ist von der Stromentnahme, dem Stromflußwinkel φ und der Kapazität des Kondensators C_L abhängig, da die Netzfrequenz f als konstant betrachtet werden kann. Bei konstantem Entlastungsstrom gilt

$$U_{Br} = \frac{I}{C_L} \cdot \frac{360 - \varphi}{360} \cdot \frac{1}{f}. \quad (7)$$

2.1. Schaltung

Bild 8 zeigt die vollständige Schaltung eines transformatorlosen Netzgerätes mit Kondensatorumlade. Der Kondensator C_E ist so bemessen, daß er sowohl den aufgenommenen Strom bei einem Kurz-

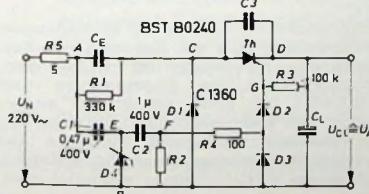


Bild 8. Schaltung eines Netzgeräts mit Kondensatorumlade (Dimensionierung nach Tab. II)

schluß des Ausganges begrenzt als auch den Ladespannungssprung am Kondensator C_L nicht zu groß werden läßt. Während des Abfalls der sinusförmigen Netzspannung lädt sich der Kondensator C_E über den Spitzenwert der Wechselspannung auf. Sofern der Thyristor Th an der Zündelektrode angesteuert wird und dann wie ein Gleichrichter wirkt, fließt während des Ansteigens der Netzspannung ein Ladestrom in den Kondensator C_L .

Der Thyristor erhält nur dann eine Zündspannung, wenn die Spannung an Kondensator C_L einen durch die Z-Diode $D4$ vorgegebenen Wert unterschreitet. Sonst bleibt er gesperrt, und es werden einige Perioden für die Ladung des Kondensators C_L ausgelassen. Damit ist die Ausgangsspannung sowohl gegen Netzspannungsschwankungen als auch gegen Laststromänderungen unempfindlich. Ein unzulässiger Anstieg der Ausgangsspannung im Leerlauf wird mit Sicherheit vermieden. Der Widerstand $R1$ entlädt den Kondensator C_E bei abgesetztem Gerät und verhindert dadurch, daß beim Betätigen des Netzschalters wegen der Restladung ein zu großer Umschaltstrom fließen kann.

Das Steuersignal für den Thyristor wird so gewonnen: Die sinusförmige Netzspannung (Bild 9, Kurve a) wird über den

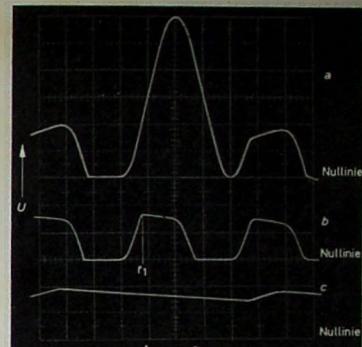


Bild 10. Zeitliche Spannungsverläufe im Umladekreis der Schaltung nach Bild 8 (Zeitachse 5 ms je Rasterleiste; Spannungsachse 100 V je Rasterleiste): a Spannung zwischen den Punkten C und B, b Spannung an der Steurelektrode des Thyristors, c Spannung am Ladekondensator C_L ; Dachsräge der Spannung an der Steurelektrode größer als am Ladekondensator. Im Zeitpunkt t_1 ist die Spannung an C_L zu groß, und bei der Nachladung wird eine Periode ausgelassen (s. Kurve a)

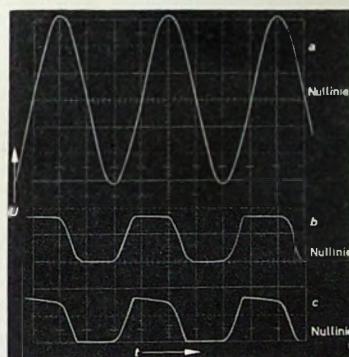


Bild 9. Entstehung der Thyristorsteuerspannung in der Schaltung nach Bild 8 (Zeitachse 5 ms je Rasterleiste; Spannungsachse 100 V je Rasterleiste): a Netzspannung U_N , b Spannung an der Z-Diode zwischen den Punkten E und B, c Spannung hinter dem Differenzierglied zwischen F und B

Kondensator C_1 an die Z-Diode $D4$ gelegt. Sie bestimmt die zwischen den Punkten E und B (Bild 8) maximal auftretende Wechselspannung (Bild 9, Kurve b) und mit der nachfolgenden Klemmschaltung den Zündzeitpunkt des Thyristors. Die stabilisierte, trapezförmige Spannung wird sodann über das Differenzierglied $R2, C2$ geleitet. Die Kapazität des Kondensators $C2$ muß einen ausreichend großen Steuerostrom für die Zündelektrode des Thyristors liefern können. Im vorliegenden Fall wurde $C2 = 1 \mu\text{F}$ gewählt. Im Zusammenwirken mit der Diode $D3$ entsteht schließlich eine Spannung mit dem im Bild 9,

Kurve c, gezeigten Verlauf. Die Dachsräge dieser Spannung soll stärker sein als der zeitliche Spannungsabfall am Ladekondensator C_L durch den Verbraucher (Bilder 10b und c). Dann kann der Thyristor nur in der Nähe des Nullüberganges der an ihm liegenden Spannung zünden und nur eine geringe Störspannung erzeugen. Fließt kurz nach dem vorgesehenen Zeitpunkt kein Ladestrom, weil die Spannung am Ladekondensator C_L (der mit der Kathode des Thyristors verbunden ist) größer war als die Steuerspannung, so kann der Thyristor erst wieder bei der nächsten Periode durchschalten, sofern dann die Spannung am Ausgang kleiner ist als die Spannung an der Zündelektrode. Die Dioden $D2$ und $D3$ müssen für Sperrspannungen in der Größe der Ausgangsspannung bemessen sein.

In der gezeigten Schaltung bestimmt der Kondensator C_E den maximal entnehmbaren Strom. Das Verhältnis von C_E zu C_L ist für den Spannungsanstieg am Ladekondensator maßgeblich und soll so klein gewählt werden, daß die gewünschte Maximalspannung an C_L nicht schon beim ersten Ladestop überschritten wird.

Die in Tab. II zusammengestellten Angaben beziehen sich auf vier Ausführungsbeispiele von transformatorlosen Netzgeräten mit Kondensatorumlade. Bild 11 zeigt die Oszillogramme der Ladeströme des Kondensators C_L bei Netzgeräten mit den Nenndaten 30 V, 0,5 A (a), 150 V, 0,4 A (b) und 330 V, 0,27 A (c). Der Strom über den Thyristor setzt ein, wenn die Spannung zwischen den Punkten C und B den Wert der Spannung am Ladekondensator erreicht hat, die ihrerseits kleiner sein muß als die Vergleichsspannung zwischen den Punkten G und B. Beim positiven Spitzenwert der Netzspannung ist die Maxi-

Tab. II. Daten für Netzgeräte nach Bild 8

Ausgangsspannung	Spannung der Z-Diode $D4$	C_E (MF, 220 V)	C_L (Elektrolytkondensator)	$D2, D3$	$R2$	$C3$ (MF, 600 V)	entnehmbarer Strom	Stromflußwinkel durch den Thyristor
30 V	26,5 V	20 μF	2500 μF /35/40 V	BAY 44	100 kOhm	0,56 μF	0,5 A	155°
150 V	147 V	20 μF	200 μF /300/330 V	BA 133	68 kOhm	0,82 μF	0,4 A	120°
265 V	250 V	25 μF	200 μF /300/330 V	BA 133	100 kOhm	1 μF	0,35 A	85°
330 V	320 V	25 μF	200 μF /350/385 V	BA 133	100 kOhm	1 μF	0,27 A	80°

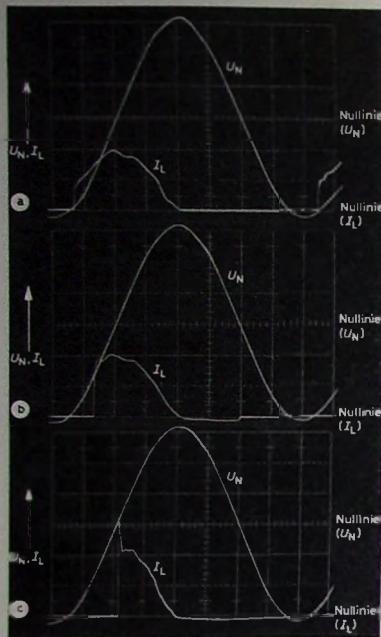


Bild 11. Zeitlicher Ladestromverlauf I_L der Schaltung nach Bild 8 und Netzspannung U_N (Zeitachse 2,5 ms je Rasterleitstrich, Spannungsachse 100 V je Rasterleitstrich, Stromachse 1 A je Rasterleitstrich); a) Netzgerät für 30 V, 0,5 A, b) Netzgerät für 150 V, 0,4 A, c) Netzgerät für 330 V, 0,27 A

Umladung von C_E erreicht, der Ladestrom geht gegen Null, und der Kondensator C_L wird vom Verbraucher entladen. Sowohl die großen Stromflußwinkel als auch die verhältnismäßig flachen Anstiege sind günstig für eine geringe Wärmeentwicklung

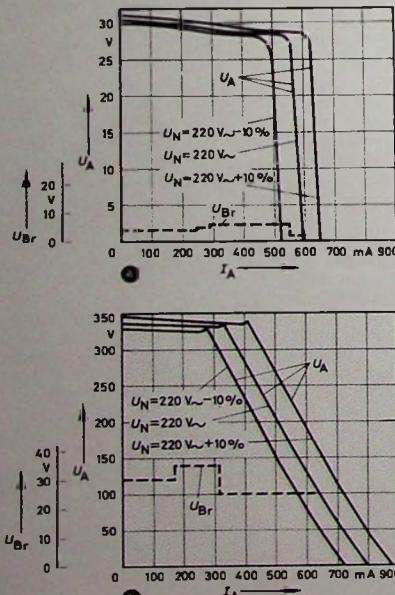


Bild 12. Ausgangsspannung U_A und Brummspannung U_{Br} als Funktion des Ausgangstroms I_A mit der Netzspannung U_N als Parameter; a) Netzgerät für 30 V, 0,5 A, b) Netzgerät für 330 V, 0,27 A

im Ladekondensator C_L . Im Gegensatz zu anderen Schaltungen genügen für dieses Prinzip Elektrolytkondensatoren, die für Einweggleichrichtung dimensioniert sind.

2.1.1. Wirkungsgrad

Die beschriebenen Geräte haben sehr gute Wirkungsgrade. Geringe Verlustleistungen verursachen die Steuerschaltung und der Ladekondensator C_L . Bei Spannungs- und

Tab. III. Leistung und Wirkungsgrad von Netzgeräten mit Kondensatorumladung

aufgenommene Leistung	abgegebene Leistung	Verlustleistung	Wirkungsgrad
18 W	15,5 W	2,5 W	0,860
75 W	70 W	5 W	0,934
125 W	117 W	8 W	0,937
123 W	114,5 W	8,5 W	0,932

Stromwerten von 28 V und 555 mA, 153 V und 458 mA, 272 V und 430 mA sowie 335 V und 342 mA konnten Leistungswerte nach Tab. III gemessen werden.

2.1.2. Stabilität und Brummspannung

Im Bild 12 sind die bei zwei Netzgeräten mit unterschiedlichen Nennwerten von Spannung und Strom sowie bei drei unterschiedlichen Netzspannungen gemessenen Werte der Ausgangsspannungen und der Brummspannungen in Abhängigkeit von der Stromentnahme aufgetragen. Bei großer Belastung bricht die Ausgangsspannung zusammen; die Bauelemente werden dabei jedoch nicht überlastet. Die Sprünge in der Brummspannung sind durch das angewandte Prinzip des bedarfswise Aussetzens der Ladung des Kondensators C_2 für eine oder mehrere Perioden bedingt. Je nachdem, zu welchem Zeitpunkt während der Periode die Spannung am Kondensator C_2 die Vergleichsspannung unterschreitet, kann bis zur nächsten Aufladung in der folgenden Periode die Ausgangsspannung unterschiedlich weit absinken. So kann beispielsweise auch bei geringerer Last die Brummspannung einmal ansteigen. Die an-

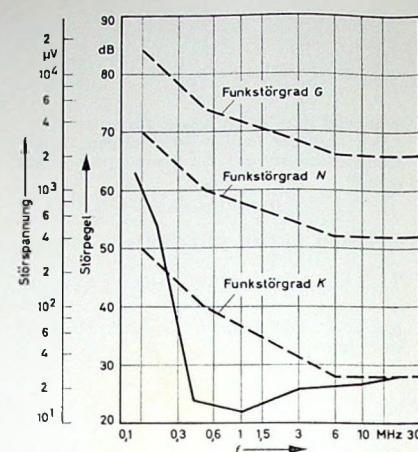


Bild 13. Frequenzgang der Funkstörspannung und des Störpegels bei einem Netzgerät mit Kondensatorumladung für 150 V, 0,4 A. Die gestrichelten Kurven zeigen zum Vergleich die Funkstörgrade G, N und K nach VDE 0875

schließende Siebung kann in üblicher Art ausgeführt sein.

2.1.3. Temperaturabhängigkeit

Die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung ist außerordentlich gering und hängt praktisch nur vom Temperaturkoeffizienten der Z-Diode ab. Dieser kann jedoch, wenn erforderlich, auf die übliche Weise kompensiert werden.

2.1.4. Störspannung

Die in das Netz gelangende Störspannung liegt weit unter dem nach dem Funkstörgrad N für Geräte dieser Leistungskategorie vorgeschriebenen Wert. Im Bild 13 sind noch die an einem Gerät für 150 V, 400 mA gemessenen Störspannungen aufgetragen.

(Nach Pelka, H. u. Deppe, H.: Transformatorlose Netzgeräte mit kleinen Eigenverlusten. Siemens-Bauteile-Informationen Nr. 5/1967)

Für Werkstatt und Labor

Unterschränke für Arbeits- und Regieplätze
Die H. Knürr KG, München, liefert Arbeitsplätze, die dem Techniker eine Anzahl von netten, ihm das Arbeiten erleichternden Kleinigkeiten bieten. Die Unterschränke (oder der Unterschrank) nehmen wahlweise entweder 19"-Einschübe

den auch Schubfächer, die ebenfalls in beiden Normen erhältlich sind, eingesetzt. Außerdem lässt sich eine Ausziehplatte als zusätzliche Ablage oder Schreibfläche montieren.

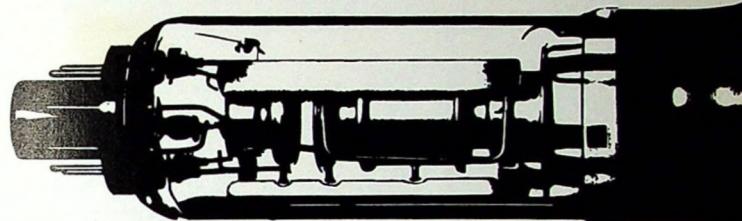
Unterschränke (serienmäßig in modernem Einbrennlack) sind mit abnehmbaren Seitenwänden, rückseitiger Tür, rückseitigem Eingangstecker im Bodenrahmen und frontseitig mit einer Schukodose ausgestattet. Die Tischplatten (üblicherweise mit pastellblauem PVC-Belag) bestehen aus verstärkten Preßspanplatten, deren Kanten mit einem PVC-Umleimer geschützt sind.

Neue Griffformen bei Lötkolben

Die Firma Ersa Ernst Sachs KG, 6980 Wertheim, stellt ihr komplettes Lötkolbenprogramm im neuen Gewand vor. Die Kolben haben praktische und zugleich formschöne Kunststoffgriffe erhalten. Die Griffe sind blau-grau eingefärbt. Das Gesamtprogramm reicht von der Miniatur-Lötadel mit 5 W Leistung bis zu schweren Geräten mit 750 W Leistung. Außerdem gehört dazu ein Schnell-Lötgerät. Seine Aufheizzeit von nur 10 Sekunden wird durch zwei in Reihe geschaltete Widerstände begrenzt.



oder DIN-Einschübe auf. Die 19"-Ausführung hat 14 Höheneinheiten (je 44,45 mm), die DIN-Ausführung hat 18 Höheneinheiten (je 34 mm). An Stelle der Einschübe wer-



1	3	5	7	9	11	13							
2	4	6	8	10	12	14							
15	16	18	20	21	22	24	26						
17	19			23	25		27						

Eine prächtige Kanone hat die SEL-Bildröhre

Und ganz neu. Mit vielen interessanten Einzelheiten. Brillante Schärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit.

Kathode und Elektronenoptik wurden bedeutend verbessert. Eine brillante Bildschärfe ist das Ergebnis. 27fach wird jedes Strahlerzeugungssystem vermessen und geprüft. Das gibt eine Qualität, die selbst Optimisten bisher nicht für möglich hielten. Dazu die neue SELBOND®-Technik. Insgesamt, wertvolle Verkaufsargumente für Sie. Und neue Kaufvorteile für Ihre Kunden.

Unsere Ingenieure sind gerne bereit, Ihnen nähere technische Einzelheiten zu geben.

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Röhren
7300 Esslingen, Fritz-Müller-Straße 112
Telefon: (0711) 351 41, Telex: 07-23 594



Im weltweiten **ITT** Firmenverband

Bitte besuchen Sie uns auf der Messe Hannover, Halle 12, Stand 4 – 6

W. MEYER-STÜVE, DL1GA

DSB-Sender im Kleinformat

Im Amateurfunkbetrieb werden in zunehmendem Maße Einseitenbandsender mit Trägerunterdrückung benutzt. Den nahezu gleichen Effekt erreicht man aber auch mit Doppelseitensenders mit Trägerunterdrückung. Hier entfallen jedoch die aufwendigen Filterschaltungen zur Unterdrückung des einen Seitenbandes. Für junge, baufreudige Amateure dürfte es daher reizvoll sein, sich mit der DSB-Technik zu befassen. Die Anwendung und Einstellung des auch in der Einseitenbandtechnik benutzten Balancemodulators kann bei einem derartigen Versuchsgesetz gut beobachtet werden.

Im Balancemodulator wird der Träger unterdrückt, während die Seitenbänder durchgelassen werden, da hierfür keine Balance besteht. Es lassen sich Röhren- oder Diodeschaltungen (zum Beispiel der Ringmodulator) verwenden.

Im Mustergerät (Bild 1) wurde die Doppelröhre ELL 80 als Balancemodulator geschaltet. Die steuernde Spannung vom VFO oder Quarzoszillator wird den Steuergittern von Rö 3 gleichphasig zugeführt. Das Potentiometer P1 im Gitterkreis des Balancemodulators symmetriert den Eingangskreis. Der Anodenschwingkreis C1, L2 von Rö 3 ist ebenfalls symmetrisch aufgebaut. Der Drehkondensator C1 erfordert einen von Masse isolierten Einbau. Zur isolierten Herausführung der Antriebsachse kann beispielsweise eine isolierte Kupplungsmuffe für 6-mm-Achsen von *Mozart* benutzt werden.

Wegen der Kompaktbauweise des Mustergerätes (240 mm × 160 mm × 260 mm) war es nicht möglich, einen VFO zu verwenden, der ein Höchstmaß an Frequenzkonstanz erreicht. Da aber viele Amateurstationen mit sehr selektiven Empfängern ausgerüstet sind, die ein frequenzkonstantes Signal vom Partner verlangen, wurde zusätzlich ein Quarzoszillator eingebaut, der auch bei geringer Stufenanzahl eine ausreichende Frequenzkonstanz sicherstellt.

Folgende Betriebsmöglichkeiten sind gegeben: Telefonie mit Trägerunterdrückung, Telegrafie durch Tastung des VFO im Kathodenkreis von Rö 1a und Telegrafie durch Auftastung einer 250-V-Spannung im Schirmgitter von Rö 3. Die Inbetriebnahme des Quarzoszillators erfolgt durch Einstellen des Schwingquarzes (zum Beispiel 3,75 MHz).

Zur Einstellung auf beste Symmetrie und Trägerunterdrückung kann zweckmäßigerverweise ein Oszilloskop benutzt werden. Unter Beobachtung des Schirmbildes wird das

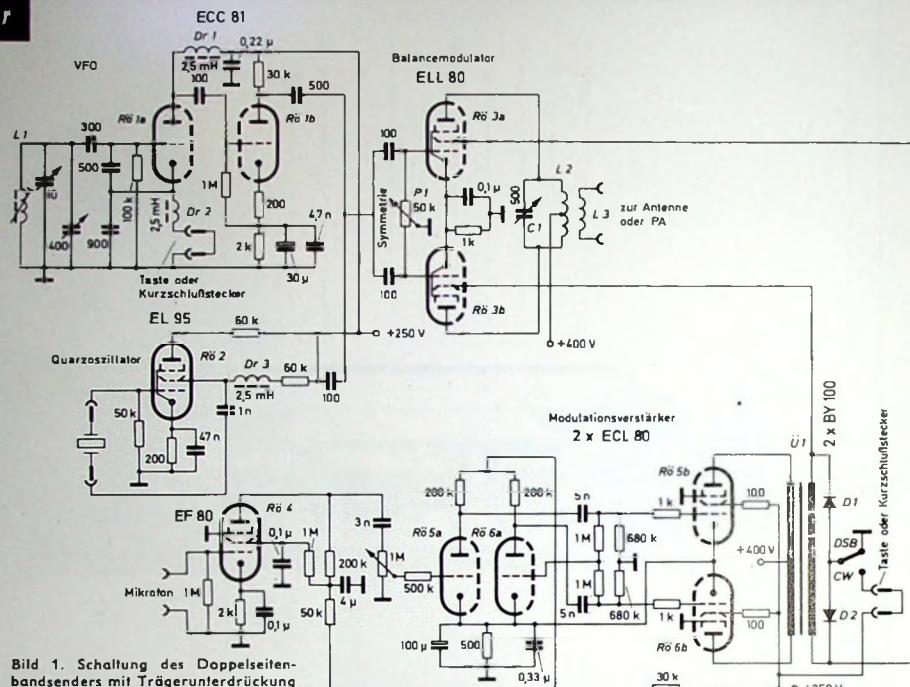




Bild 5. Blick auf den SSB-Zusatz. Links ist der Oszillator, rechts der Produktdetektor aufgebaut

der Platte ist der BFO, rechts der Produktdetektor angeordnet. Unter dem Basisspannungsteiler R_1 des BFO-Teiles ist die Spule L_1 , rechts daneben sind der Transistor T_1 und die Kapazitätsdiode D_1 untergebracht. Auf dem rechten Teil befindet sich der Transistor T_2 des Produktdetektors mit den NF-Auskoppel- und HF-Abblockkondensatoren.

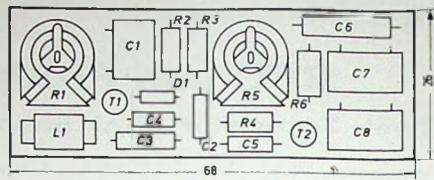


Bild 6. Anordnung der Bauelemente auf der Resopalplatte

BASTEL-ECKE

Stereo-Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer

Technische Daten

Betriebsspannung:	24 V
Stromaufnahme:	0,2 mA
Eingangsspannung ($f = 1$ kHz):	4,5 mV
Ausgangsspannung ($f = 1$ kHz):	400 mV
Eingangswiderstand:	47 kOhm
Transistoren:	4 x BC 109

Vorverstärker sind gewissermaßen das Bindeglied zwischen elektrischer Tonquelle und Endverstärker. Der Entzerrer-Vorverstärker muß gleichzeitig zwei Aufgaben erfüllen. Er soll die vom Tonabnehmer abgegebene sehr geringe NF-Spannung verstärken, um einen nachgeschalteten Verstärker aussteuern zu können, und er soll den Frequenzgang des magnetischen Tonabnehmers entzerrern.

Schaltung

Der Entzerrer-Vorverstärker nach der Schaltung im Bild 1 ist in Stereo-Technik aufgebaut und kann wegen seiner geringen Abmessungen nachträglich leicht in einem Plattenpielerchassis oder in einem Verstärkergehäuse untergebracht werden.

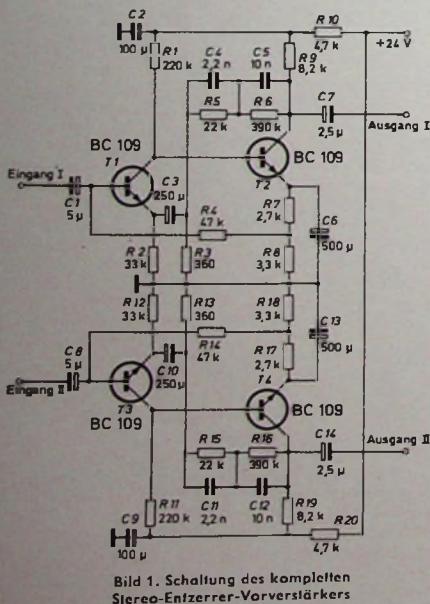


Bild 1. Schaltung des kompletten Stereo-Entzerrervorverstärkers

Bild 2. Blick auf den Baustein

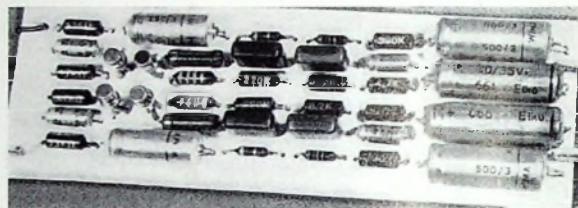
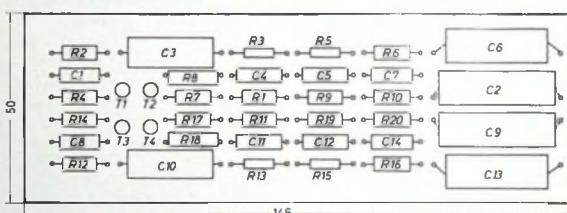


Bild 3. Bauelementeanordnung auf der Montageplatte



Der Entzerrer-Baustein besteht aus zwei gleichartig geschalteten Kanälen. Jeder Kanal hat zwei Stufen in Emitterschaltung. Wegen der gleichen Schaltung beider Kanäle wird nachstehend nur ein Kanal beschrieben. Die Ausführungen gelten sinngemäß auch für den zweiten Kanal. Die Betriebsspannung von 24 V kann aus dem nachgeschalteten Verstärker oder aus einem eigenen Netzteil entnommen werden. Der Arbeitsstrom ist etwa 0,2 mA. Er wurde so gering eingestellt, um ein besonders gutes Rauschverhalten der ersten Stufe zu gewährleisten. Es wurden Silizium-Planar-Transistoren mit den bekannten Vorteilen (kleines NF-Rauschen, hohe Stromverstärkung, kleine Restströme) verwendet. Der Eingangswiderstand ist im wesentlichen durch den Basis-Widerstand R_4 von 47 kOhm festgelegt. Der Kondensator C_3 (250 μ F) trennt den Transistor T_1 (BC 109) von Gleichströmen des frequenzabhängigen Gegenkopplungsgliedes C_4 , C_5 , R_5 , R_6 . C_2 stabilisiert und siebt die Betriebsspannung.

Aufbau

Die beiden Kanäle des Verstärkers sind entsprechend den Bildern 2 und 3 auf einer doppellegigen Resopalplatte (14,5 cm \times 5 cm) nebeneinander angeordnet. Die Anschlüsse der Bauelemente werden durch die entsprechenden Bohrungen gesteckt und auf der Unterseite der Resopalplatte in Art gedruckter Schaltungen verdrahtet.

Meßergebnisse

Bevor das Gerät zum ersten Mal in Betrieb genommen wird, muß es sorgfältig auf etwaige Kurzschlüsse oder Verdräh-

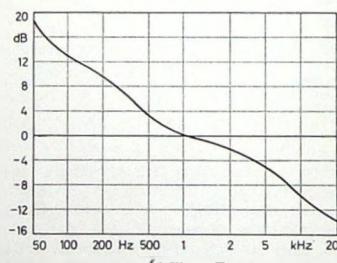


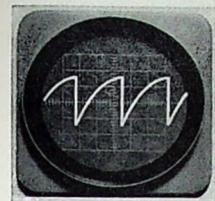
Bild 4. Frequenzgang des Entzerrervorverstärkers

tungsfehler untersucht werden. Der funktionsfähige Verstärker liefert bei 4,5 mV Eingangsspannung ($f = 1000$ Hz) etwa 400 mV Ausgangsspannung. Durch die Anhebung der Tiefen um 18 dB bei 50 Hz (Bild 4) und die Absenkung der Höhen um 14 dB bei 20 kHz wird der Frequenzgang des Tonabnehmers entzerrt.

W. W. Diefenbach

Einzelteilliste

Widerstände	(R 1 ... R 20, 0,5 W)	(Siemens)
Kondensatoren „FKS“		
(C 4, C 11: 100 V μ)		
und „MKS“		
(C 5, C 12: 100 V μ)		(Wima)
Elektrolytkondensatoren		
(C 1, C 3, C 6 ... C 8, C 10,		
C 13, C 14: 10/12 V μ)		(Wima)
Elektrolytkondensatoren		
(C 2, C 9: 35/35 V μ)		(Telefunken)
Transistoren 4 x BC 109		(Telefunken)



Die Technik moderner Service-Oszillografen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK
Bd. 23 (1968) Nr. 7, S. 252

2.5.2. Selbstschwingende Ablenkung; Synchronisierung

Eine der ältesten Schaltungen zum Herstellen einer periodischen Kippsspannung besteht darin, daß man den Schalter S im Bild 52 durch eine Glimmlampe oder ein Thyatron ersetzt. Erreicht die Spannung U an C den Wert der Zündspannung, so kann sich C über den jetzt sehr kleinen Innenwiderstand der Glimmlampe oder des Thyatrtons entladen, bis die Spannung auf den Wert der Löschspannung gefallen ist. Dann reißt die Entladung ab, und der Anstieg beginnt erneut. Schaltungen dieser Art wurden früher häufig verwendet, haben heute aber wegen der allen gasgefüllten Röhren anhaftenden Trägheit keine Bedeutung mehr. Wenn man wollte, könnte man die Glimmlampe oder das Thyatron auch durch eine Vierschichtdiode ersetzen, die ein ähnliches Verhalten zeigt. Derartige Schaltungen sind jedoch ungewöhnlich.

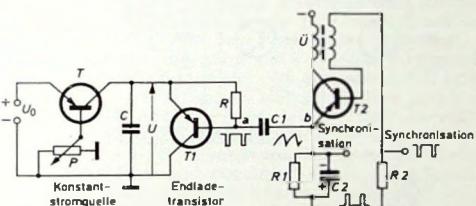


Bild 57. Aufladung mit konstantem Strom über Transistor

Bild 57 zeigt eine erheblich kompliziertere, jedoch modernere Schaltung, die mit Transistoren arbeitet und selbständige Kippsschwingungen erzeugt. Es sei aber gleich erwähnt, daß auch diese Schaltung nur zur Erörterung des Prinzipiellen dient und daß die praktischen Schaltungen wesentlich anders aussehen. An Hand von Bild 57 lassen sich jedoch die grundsätzlichen Vorgänge leicht und verständlich darstellen.

Zunächst sei die Bedeutung der drei Transistoren erklärt. T hat die Aufgabe, für einen konstanten Ladestrom (s. Gl. (27)) zu sorgen, T_1 übernimmt die Funktion des Schalters S im Bild 52, und T_2 sorgt dafür, daß dieser Schalter periodisch geöffnet und geschlossen wird. Dieser Transistor bildet zusammen mit dem Übertrager U und dem RC -Glied R_1, C_2 in der Emitterleitung einen Sperrschwinger, dessen Wirkungsweise bekannt sein dürfte. Im Augenblick des Einschaltens setzen die Schwingungen ein, und der Emitterkondensator C_2 wird durch den starken Emitterstrom schnell mit der eingetragenen Polarität aufgeladen. Ist der Emitter genügend negativ geworden, so reißen die Schwingungen ab. Nun kann sich C_2 über R_1 langsam entladen, was einem Anstieg der Spannung an C_2 in positiver Richtung entspricht. Sobald der Emitter ausreichend positiv ist, setzen die Schwingungen erneut ein, der obere Anschluß von C_2 wird wieder negativ usw. Wir erhalten dabei, wie im Bild 57 eingetragen, am Emitter eine exponentiell verlaufende Kippsschwingung mit verhältnismäßig langsamem Anstieg und schnellem Abfall. Das Produkt $R_1 \cdot C_2$ bestimmt im wesentlichen die Periodendauer dieser Schwingung, da der steile Abfall, die „Rücklaufzeit“, wegen des kleinen Entladewiderstandes über die Emitter-Kollektor-Strecke von T_2 nur einen Bruchteil der Gesamtperiode ausmacht.

Diese Schwingung gelangt nun über C_1 zur Basis von T_1 . C_1 bildet in Verbindung mit R , dem Basiswiderstand von T_1 , ein Differenzierglied, und das bedeutet, daß am Punkt a im Gegensatz zum Punkt b nur noch die steilen Rücklaufspitzen der Kippsspannung auftreten. Diese Spitzen sind es, die den Schalter S im Bild 52 periodisch schalten, da sie den Transistor T_1 öffnen. Fehlen die Impulse, so bleibt T_1 gesperrt, weil seine Basis dann Emitterpotential hat.

Nun betrachten wir T in Verbindung mit T_1 und nehmen zunächst an, daß an a keine Impulse vorhanden sind. Dann kann sich C über die Emitter-Kollektor-Strecke von T zeitlinear aufladen, denn die Kollektorstrom-Kollektorspannungs-Kennlinie von T verläuft in der hier vorliegenden Basisschaltung praktisch

horizontal. Trotz der beim Aufladen immer niedriger werdenden Kollektor-Emitter-Spannung ändert sich der Strom also praktisch nicht, so daß die Bedingungen nach Gl. (27) erfüllt sind. Die Aufladezeit t erhält man durch Umstellen von Gl. (27) zu

$$t = \frac{U \cdot C}{I} \quad (28)$$

Bliebe T_1 dauernd gesperrt, so würde sich C allmählich auf den Wert U_0 aufladen und dort verharren. Treten jedoch an a Impulse auf, so wird beim Eintreffen des ersten die Emitter-Kollektor-Strecke von T_1 leitend, und C kann sich bis auf den Wert der Emitter-Kollektor-Restspannung $U_{CE\text{sat}}$ von T_1 entladen. Fällt dann der Impuls wieder fort, so beginnt eine erneute Aufladung.

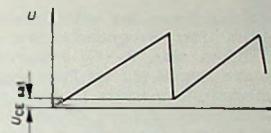


Bild 58. Kurvenform der linearisierten Spannung

Bild 58 zeigt den Verlauf der so zustandekommenen Kippsspannung, deren Frequenz durch die Frequenz des Sperrschwingers T_2 bestimmt ist. Diese wiederum hängt (abgesehen vom Einfluß der verschiedenen Spannungen usw.) vor allem von der Zeitkonstante $R_1 \cdot C_2$ ab.

Lassen wir nun den Ladestrom I von T sowie die Kapazität C konstant, erhöhen jedoch laufend die Kippfrequenz von T_2 , so kann sich C immer weniger weit aufladen, da schon bald ein neuer Entriegelungsimpuls auf die Basis von T_1 trifft. Damit die Schaltung richtig arbeitet, muß also die Aufladezeit von C , die durch Gl. (28) gegeben ist, in einem bestimmten Verhältnis zur Kippfrequenz von T_2 stehen, das heißt, es muß

$$\frac{U \cdot C}{I} \approx K \cdot R_1 \cdot C_2 \quad (29)$$

sein. Darin bedeutet K einen konstanten Faktor. Machen wir die linke Seite von Gl. (29) erheblich größer als die rechte, so verkleinert sich die Kippsspannung, während sie sich im umgekehrten Fall erhöht. Mit dem Potentiometer P im Bild 57 können wir den Ladestrom und damit den Wert des Ausdrucks $U \cdot C/I$ verändern; P wirkt also als Amplitudenregler. Die Kippfrequenz (Frequenz der Zeitablenkung) kann jedoch nur durch R_1 und C_2 beeinflußt werden, denn sie hat den Wert

$$I \sim \frac{1}{K \cdot R_1 \cdot C_2} \quad (30)$$

Wir kommen nun zu einem weiteren wichtigen Problem. Soll auf dem Leuchtschirm der Oszilloskopröhre ein stehendes Bild erscheinen, dann muß die Kippfrequenz starr mit der Vorgangs-frequenz verkoppelt sein; es muß „Synchronismus“ herrschen. Diesen Synchronismus kann man nun in einer Schaltung nach Bild 57 durch eine zusätzliche Beeinflussung des Transistors T_2

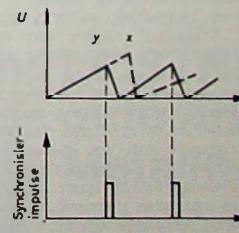


Bild 59. Zum Prinzip der Synchronisierung

erzwingen, indem man Impulse, die man aus der Meßfrequenz ableitet, beispielsweise dem Emitter von T_2 zuführt, wie es im Bild 57 angedeutet ist. Diese Impulse müssen positive Richtung haben. Bild 59 zeigt, wie sich das auswirkt. Wir sehen dort eine zeitlinear ansteigende Kippsspannung, die – wäre sie unbeeinflußt – noch bis zum Punkt x weiterlaufen und dann zurückkippen würde. Nun zeigt die untere Darstellung im Bild 59 das Auftreten der

soeben erwähnten „Synchronisierimpulse“. Trifft deren positive Flanke im Punkt y ein, so wird der Emitter schlagartig so stark positiv, daß T_2 bereits früher, nämlich im Punkt y , geöffnet wird. Infogedessen setzt jetzt bereits der Kippvorgang ein, und dieser Zeitpunkt ist durch die Synchronisierimpulse bestimmt. Die Spannung steigt nun erneut an, um beim Eintreffen des zweiten Synchronisierimpulses wieder abzufallen. Der Abfall (Rücklauf) wird jetzt also exakt durch die Synchronisierspannung ausgelöst, und das ist typisch für jede synchronisierte freie Kippschwingung. Die



Bild 60. Wirkung von Synchronisierimpulsen auf eine Kippschwingung; erst jeweils der vierte Impuls löst den Rücklauf der Kippschwingung aus, da die Spannung erst dann auf einen genügenden, zum Rücklauf ausreichenden Wert gestiegen ist

Synchronisierung könnte man übrigens auch, wie ebenfalls im Bild 57 angedeutet ist, durch negativ gerichtete Impulse an der Basis von T 2 auslösen; das Ergebnis wäre das gleiche. Bild 60 zeigt die Synchronisierung durch den letzten Impuls besonders deutlich.

Wir haben jetzt die wichtigsten Grundlagen der selbstschwingenden Zeitablenkung kennengelernt. Der Frequenzbereich kann weitgehend verändert werden, indem man $R_1 \cdot C_2$ entsprechend wählt. Zum Beispiel läßt sich in der Praxis R_1 als Potentiometer ausbilden, und C_2 kann man umschaltbar machen. Dadurch ergibt sich der Frequenzbereich der selbstschwingenden Zeitablenkung. Die Amplitude der Zeitablenkspannung, die durch P eingestellt werden kann, bestimmt die Länge der Horizontallinie auf dem Leuchtschirm, die sogenannte Zeitliniellänge. Unter dem Synchronisierungsbereich versteht man den Frequenzbereich sinusförmiger Spannungen, in dem Synchronisierung möglich ist. Zur Synchronisierung ist eine bestimmte Mindestspannung der Impulse erforderlich. Diese nennt man normgemäß die Ansprechschwelle, und zwar extern, wenn es sich um eine von außen zugeführte Synchronisierspannung handelt, und intern, wenn die Spannung im Inneren des Oszillografen der Meßspannung entnommen wird. Hierzu wiederum gehört eine Mindeststrahlablenkung in vertikaler Richtung.

Fassen wir kurz das Wichtigste zusammen: Unter einer selbstschwingenden Zeitablenkung versteht man eine Anordnung, die unabhängig von einer eventuell vorliegenden Meßspannung eine periodisch wiederkehrende zeitlineare Kippspannung liefert, die zur Erzeugung der „Zeitlinie“ dient. Diese Spannung kann durch die Meßspannung synchronisiert werden, um Gleichlauf zwischen beiden Spannungen herzustellen. Für die Synchronisierung ist typisch, daß der Rücklauf der Kippschwingung durch Impulse beeinflußt wird, die man aus der Meßspannung ableitet [2, 6, 8, 12].

2.5.3. Gesteuerte Ablenkung (Triggerung)

Seit Beginn der Elektronenstrahlloszillografie bis vor etwa zehn Jahren war die im Abschnitt 2.5.2. in ihren Grundzügen beschriebene selbstschwingende Zeitablenkung das Übliche. Erst in den letzten zehn Jahren hat sich eine neue Art der Zeitablenkung immer mehr durchgesetzt, die in diesem Abschnitt besprochen werden soll und die sich in einigen Punkten wesentlich von der selbstschwingenden Zeitablenkung unterscheidet. Es handelt sich um die getriggerte (gesteuerte) Zeitablenkung, die dadurch charakterisiert ist, daß die zugehörigen Schaltungen keine periodischen, selbständigen Kippschwingungen erzeugen. Erst wenn sie durch einen von außen stammenden Impuls „angeschossen“ werden, erzeugen sie eine zeitlinear verlaufende Kippspannung, die jedoch nicht selbständig wiederkehrt, sondern immer erst durch einen neuen „Schuß“ von außen ausgelöst werden muß. Statt „anschießen“ kann man auch „triggern“ sagen, ein englisches Wort, das soviel wie schießen (genauer: Abzugshahn eines Gewehres) bedeutet.

Wir wollen das Prinzip des Triggerns an der stark vereinfachten, in der Praxis mit Mängeln behafteten Schaltung nach Bild 61 kennenlernen, aus der man jedoch das Wesentliche des Vorganges recht klar erkennen kann. Es handelt sich um die Kombination eines PNP- und eines NPN-Transistors mit Kondensatoren und Widerständen. Denken wir uns zunächst die ganz links gezeichnete Diode D fort und überlegen uns, was passiert, wenn wir die Anlage durch Anlegen der Betriebsspannung einschalten. Die Basis des Transistors T erhält jetzt über R eine negative Spannung gegenüber dem Emitter, so daß T leitet. Sein Kollektstrom ruft an $R2$ einen Spannungsabfall hervor, so daß zwischen Kollektor und Emitter von T praktisch nur die Emitter-Kollektor-Restspannung, also praktisch Emitterpotential, herrscht. Diese Spannung liegt auch an der Basis von $T1$ und führt zu dessen Öffnung. Infogedessen ist der Widerstand zwischen Kollektor und Emitter von $T1$ sehr klein, und da er parallel zu $C1$ in Reihe

mit R 3 liegt, kann sich C 1 über R 4 nicht aufladen. Am Kondensator C 1 steht daher praktisch nur die Kollektor-Emitter-Resistanzspannung von T 1. Dieser Zustand ist stabil; er ändert sich nicht, solange die Anlage eingeschaltet bleibt.

Jetzt soll über die Diode D ein positiv gerichteter Impuls zugeführt werden, der das „Anschließen“ der Schaltung bewirkt und Triggerimpuls genannt wird. Dieser Impuls führt zu einer vorerst kurzeitigen Sperrung von T, so daß dessen Kollektorspannung negativ wird. Diese Spannung ist jetzt auch an der Basis von T1 wirksam und führt zu dessen Sperrung. Nunmehr ist der Widerstand zwischen Kollektor und Emitter von T1 sehr hoch, und C1 kann sich über R4 aufladen. Der Ladestrom ruft an R3 einen Spannungsabfall mit der eingetragenen Polarität hervor, und dieser Spannungsabfall gelangt über die mit „Rückführung“ bezeichnete Leitung sowie über R1 zur Basis von T. Solange der Ladestrom fließt, wird also die Basis von T so weit positiv, daß dieser Transistor gesperrt bleibt, auch wenn der Triggerimpuls schon lange beendet ist. T hält auch T1 gesperrt, und zwar so lange, bis die Ladung von C1 praktisch beendet ist. Dann ist der Ladestrom und damit der Spannungsabfall an R3 so klein, daß T zu leiten beginnt. Gleichzeitig wird die Spannung an der Basis von T1 immer positiver, so daß T1 sehr schnell öffnet und sich C1 über die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors ent-

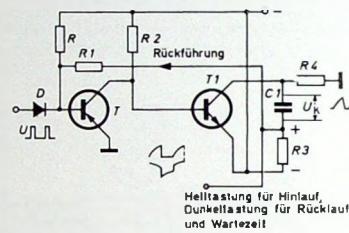


Bild 61.
Triggerbare
Kippschaltung

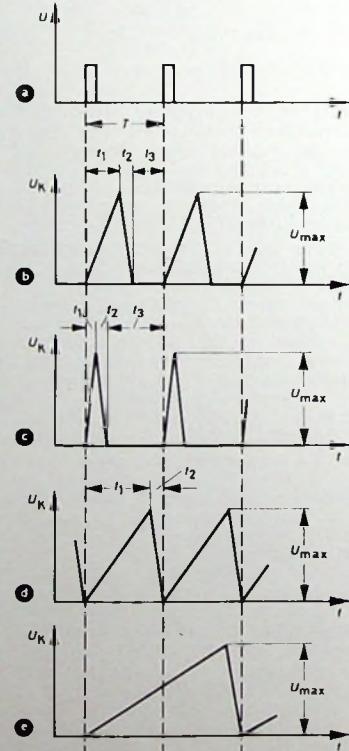


Bild 62.
Verschiedene
Triggerzustände

laden kann. Dadurch entsteht ein Spannungsstoß an R_3 mit der umgekehrten Polarität, der über R_1 die Basis von T zusätzlich negativ macht. Dieser Rückkopplungsvorgang führt sehr schnell zur vollen Öffnung von T und T_1 , und die Schaltung kehrt in ihren Ausgangszustand zurück. Sie „wartet“ nun so lange, bis ein neuer Triggerimpuls einsetzt. Dann beginnt der Vorgang von neuem.

Aus der vorstehenden Beschreibung erkennen wir bereits einen wesentlichen Unterschied gegenüber den selbständigen schwingenden Schaltungen: Während bei diesen eine Beeinflussung der „freien“ Kippschwingung einen verfrühten Rücklauf auslöst, wird bei den Triggerschaltungen durch den Triggerimpuls der Hinlauf ausgelöst. Außerdem erfolgt diese Hinlaufauslösung niemals selbstständig, sondern sie ist immer nur von außen her möglich. Das führt zu außerordentlich starren Phasenbeziehungen zwischen der Meßspannung und der dann einsetzenden Zeitablenkspannung in Form der Aufladung von C_1 . Wir wollen übrigens annehmen, R_4 im Bild 61 sei so beschaffen, daß eine stromkonstante Aufladung möglich ist, daß sich also eine zeitlineare Aufladung von C_1 ergibt. Bei Besprechung der Schaltungstechnik werden wir später sehen, wie man das in der Praxis macht. Vorher wollen wir jedoch an Hand von Bild 62 den Verlauf des getriggerten Hinlaufs näher besprechen, da sich dabei einige sehr interessante Details ergeben.

Bild 62a stellt den Verlauf der Triggerimpulse dar, die periodisch auftreten mögen, was jedoch keineswegs Voraussetzung ist. Bild 62b zeigt den Verlauf der Ladespannung U_k von C_1 , und zwar ist ein ganz bestimmter Wert $R_4 \cdot C_1$ angenommen. Er sei so gewählt, daß nach der Zeit t_1 das selbständige Rückkippen in der Schaltung nach Bild 61 wie beschrieben erfolgt, und zwar mit der verhältnismäßig sehr kurzen Rücklaufdauer t_2 . Der Kondensator C_1 ist jetzt entladen, und während der Zeit t_3 „wartet“ die Schaltung (Wartezeit), bis die ansteigende Flanke des nächsten Triggerimpulses die erneute Aufladung von C_1 auslöst.

Wählen wir $R_4 \cdot C_1$ wesentlich kleiner, so erfolgt nach Eintreffen des Triggerimpulses die Aufladung von C_1 erheblich schneller (Bild 62c). Die Zeit t_1 ist jetzt sehr viel kürzer geworden, und nach der gleichbleibenden, nur durch die Eigenschaften der Schaltung bedingten Rücklaufzeit t_2 ergibt sich eine wesentlich längere Wartezeit t_3 , bis der nächste Impuls eintrifft. Ein Vergleich zwischen den Bildern 62b und 62c zeigt, daß die Kipp-Periode als Summe $t_1 + t_2 + t_3$ gleichgeblieben ist, denn sie wird nur durch die Periodendauer $T = 1/f$ der Triggerimpulse bestimmt. Dagegen hat der für die Zeitablenkung maßgebende Hinlauf der Spannung an C_1 im Bild 62c eine wesentlich höhere Anstiegsgeschwindigkeit, das heißt, es wird jetzt zum Durchlaufen der gleichen Strecke auf dem Leuchtschirm des Elektronenstrahlzoszillografen eine viel kürzere Zeit benötigt.

Machen wir dagegen $R_4 \cdot C_1$ wesentlich größer als es im Bild 62b der Fall war, so erhalten wir die Kurve nach Bild 62d. Hier ist $R_4 \cdot C_1$ so gewählt, daß der Anstieg der Spannung an C_1 genauso lange dauert wie die Periode T der Triggerimpulse. Eine Wartezeit tritt jetzt nicht mehr auf; es gibt nur noch die Hinlaufzeit t_1 und die Rücklaufzeit t_2 . Ein weiteres Vergrößern von $R_4 \cdot C_1$ führt schließlich zu Bild 62e. Hier bleibt der zweite Triggerimpuls völlig wirkungslos.

Gewöhnlich stellt man nur die Verhältnisse nach den Bildern 62b, 62c und 62d ein, das heißt, man verändert bei gleichbleibender Impulsfolgefrequenz im wesentlichen nur das Verhältnis zwischen t_1 und t_3 . Durch stetiges Verändern von $R_4 \cdot C_1$ haben wir es daher in der Hand, die Anstiegsgeschwindigkeit der Ladespannung an C_1 und damit die Zeit, die zur vollständigen Ablenkung des Elektronenstrahls über den Schirm der Elektronenstrahlröhre gehört, beliebig zu variieren (Bild 63). Nehmen wir an, es solle auf dem Leuchtschirm ein Impuls bestimmter Zeitspanne dargestellt werden. Er wird dann bei den Verhältnissen nach Bild 62b eine

bestimmte Breite haben, bei den Verhältnissen nach Bild 62c wesentlich breiter und bei den Verhältnissen nach Bild 62d erheblich schmäler erscheinen. Wir können gewissermaßen die Zeit „dehnen“, was in der oszillografischen Praxis zur Untersuchung der Einzelheiten eines Vorganges sehr erwünscht ist. Es gibt weiterhin Möglichkeiten, die Phase zwischen dem Triggerimpuls und der Auslösung beliebig zu verändern, wodurch man ein seitliches Hin- und Herschieben des Vorganges auf der Zeitlinie erreichen kann. Schließlich garantiert die gesteuerte Auslösung des Hinlaufs außerordentlich phasenstarre Verhältnisse und damit

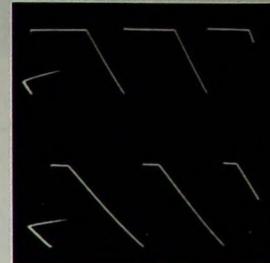


Bild 63. Typisches Oszillogramm für eine getriggerte Zeitablenkung. Man erkennt deutlich die Wartezeit und den Hinlauf. Der Rücklauf ist so kurz, daß er im Oszillogramm kaum noch zu sehen ist; der Hinlauf verläuft streng zeitlinear

eine sehr exakte und ruhige Wiedergabe des Oszillogramms. Normgemäß wird übrigens die in Richtung der Zeitachse für 1 cm Strahlauflenkung benötigte Zeit als Zeitmaßstab bezeichnet, den man in s/cm, in ms/cm oder auch in μ s/cm mißt. Dieser Zeitmaßstab ist bestimmd für die zeitliche Auflösung des Meßvorganges. Die Frequenz $f = 1/T$ der Triggerimpulse wird als Triggerfrequenz bezeichnet, die mit der zur Summe $t_1 + t_2 + t_3$ gehörenden Frequenz identisch ist; die Norm spricht hier von Folgefrequenzbereich. Die Norm bezeichnet ferner als Dehnung die vorstehend beschriebene vergrößerte Darstellung eines wählbaren Bildausschnitts, und als Triggerung wird die Auslösung jeder einzelnen Zeitablenkung eines nicht selbständigen arbeitenden Zeitablenkgenerators durch eine Steuerspannung definiert. Wie schon erwähnt, sind keineswegs periodische Triggerimpulse erforderlich; sie können auch unregelmäßig oder einmalig auftreten.

(Fortsetzung folgt)

Berichtigung

Phonotechnik hat sich behauptet. FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 6, S. 207

In der 1. Spalte muß der letzte Satz des 5. Absatzes richtig heißen: Zwar hat der Hi-Fi-Markt an Bedeutung zugenommen, doch liegt der Anteil dieser Gerätegruppe bisher nur bei 10 ... 12 % der Gesamtproduktion (statt 10 ... 20 %).

NF-Leistungsverstärker mit Siliziumtransistoren für 20 ... 70 Watt Ausgangsleistung. FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 1, S. 19-20

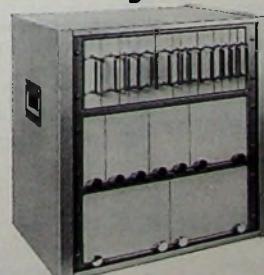
Im Bild 3 auf Seite 19 müssen beim linken unteren Transistor Kollektor und Emitter vertauscht werden (der in den Transistor hineinzeigtende Emitterpfeil gehört an die obere Zuführung).

Gl. (8) auf Seite 20 muß richtig heißen:

$$U_{CE \text{ min}} = 1,15 \cdot U_B$$

(8)

Vom Kleingehäuse bis zum 19"-System: LEISTNER leistet gute Arbeit im Metallgehäusebau!



LEISTNER liefert Maßarbeit im Metallgehäusebau für Meß-, Steuer- und Regelgeräte. Ob Einzelausführung oder Baukastenreihe – LEISTNER baut übersichtlich, stabil und formschön. Vier Standardfarben stehen zur Auswahl. Die Gehäuse haben stoß- und kraftfeste Hammerschlaglack. Unsere Standardausführungen liegen abrufbereit auf Lager.

Warum also selber bauen, wenn LEISTNER auch Ihre Sonderanfertigungen übernimmt und dabei schneller und preisgünstiger produziert als Sie? Davon sollten Sie sich überzeugen. Ein Katalog liegt für Sie bereit.

PAUL LEISTNER
GMBH
Metallgehäuse
2 Hamburg 50
Klausstraße 4-6
Telefon 38 17 19

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band:	728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
II. Band:	760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
III. Band:	744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
IV. Band:	826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
V. Band:	Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band:	765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
VII. Band:	743 Seiten · 538 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
VIII. Band:	in Vorbereitung	

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen von Elektronenstrahl-Oszillografen

von J. CZECH

684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen .. Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen .. Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch

von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA

156 Seiten · 103 Bilder .. Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren
im VHF- und UHF-Bereich

von ULRICH L. ROHDE

163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen .. Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik

von HANS HERBERT KLINGER

223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
Ganzleinen 26,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

I. Band:	Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke 650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen .. Ganzleinen 36,— DM
II. Band:	Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen 603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen .. Ganzleinen 36,— DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis

NTSC · PAL · SECAM

von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)

330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhänger
110 Schriftumsangaben · Amerikanische/englische Fachwörter
Ganzleinen 32,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER

254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen .. Ganzleinen 27,— DM

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile

von Ing. WERNER TAEGER

144 Seiten · 170 Bilder · 9 Tabellen .. Ganzleinen 21,— DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

Elementare Radio-Elektronik

von Ing. HEINZ RICHTER

243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche .. Ganzleinen 23,— DM

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH

145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen .. Ganzleinen 19,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen

Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH

108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen .. Ganzleinen 11,50 DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER

I. Band: Die Grundlagen der Photographie

Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage

358 Seiten · 157 Bilder .. Ganzleinen 27,50 DM

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren

334 Seiten · 51 Bilder .. Ganzleinen 27,50 DM

III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung

304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen .. Ganzleinen 27,50 DM

Meisterschule für das Radio- und Fernsehtechnikerhandwerk in München

Träger: Landeshauptstadt München und Handwerkskammer für Oberbayern (in enger Zusammenarbeit mit der Elektroinnung München)

Beginn: Der nächste Tagesfachlehrgang beginnt Mitte September 1968 und dauert bis Juli 1969

Ausbildungsziel: Vorbereitung auf alle Teile der Meisterprüfung

Finanzielle Beihilfen: Durch das Arbeitsamt

Unterkunftsmöglichkeiten: In Wohnheimen

Modernste technische Ausstattung und beste Lehrkräfte!

Anmeldung: Meisterschule für Radio- und Fernsehtechnik, 8000 München 80, Friedenstraße 26. Telefon: 40 18 61.

Fordern Sie einen kostenlosen Prospekt und Anmeldungsformulare an!

REGEL-TRENN-TRANSFORMATOR Type TR 8

für Farbfernseh-Service und Laborbedarf - Nennleistung 800 VA umschaltbar 220/120 Volt - Liste 171



EN GEL GMBH
62 WIESBADEN-SCHIERSTEIN
Rheingaustraße 34-36
Telefon: 60821 · Telex: 4186860

Christiani Elektronik-Labor

Grundlagen der Elektronik.
Vermittelt durch neuerliche Fernlehrgang.
Nach der Methode Christiani.
Erlebt in selbstgebaute Versuchen.
Durch eigens dafür entwickeltes Experimentiermaterial.
Ein Lehrgang für jedermann.
Keine technischen Vorkenntnisse nötig.
Verlangen Sie unverbindlich Prospekt ELL.

Technisches Lehrinstitut
Dr.-Ing. habil. Christiani
775 Konstanz Postfach 1557

Preiswerte Halbleiter

AA 116	DM .50
AA 117	DM .55
AC 122 gr	DM 1.25
AC 151 V	DM 1.60
AC 187/188 K	DM 3.45
AD 133 III	DM 6.95
AD 148 V	DM 3.95
AF 118	DM 3.35
BC 107 A:B	DM 1.20/10/DM 1.10
BC 108 A:B:C	DM 1.10/10/DM 1.10
BC 170 B	DM 1.05/10/DM .95
BF 115	DM 3.20/10/DM 3.20
ZG 2,7 . . . ZG 33	je DM 2.40
2 N 706	DM 1.65/10/DM 1.55
2 N 708	DM 2.35/10/DM 2.20
2 N 2218	DM 3.10/10/DM 2.90
2 N 2219 A	DM 4.35/10/DM 3.95
2 N 3702	DM 1.60/10/DM 1.50

Nur 1. Wahl. Schneller NN-Versand!
Kostenlose Bauteile-Liste anfordern.

M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Postfach 55

RIM + GÖRLER

HF/NF-Baugruppen

nach dem letzten Stand der Technik für Werkstätten - Labors - Amateure.

Verlangen Sie Angebot „RIM- und Görler-Bausteine“!

RIM-Bausteinfibel - eine moderne Schaltungssammlung von HF/NF-Baugruppen mit Beschreibungen und Bildern.

Schutzgebühr DM 3.50. Nachr. Inland DM 5.20

RADIO-RIM Abt. F. 2

8 München 15 • Postfach 275
Tel. 55 72 21 · FS 05-28 166 rarim-d

Elektronische Orgeln selbstgebaut

Tongeneraloren m. Netzi. u. Vibr.

12x6 Oklaven, Bausatz DM 438,50

12x8 Oklaven, Bausatz DM 529,50

Stummelpedal 13 Tasten DM 76,70

Stummelpedal 25 Tasten DM 127,70

Kirchenorgelpedal

30 Tasten DM 229,50

Schweller m. Fotowiderst. DM 35,-

Orgelgehäuse auf 4 Beinen mit Deckel für 1 Manual DM 99,-

Orgelgehäuse mit durchgehenden Wangen

für 1 Manual DM 174,50

deckel für 2 Manuale DM 350,-

Bänke 60 cm DM 79,50

100 cm DM 120,-

125 cm DM 134,50

Fordern Sie bitte meine kostenlose Preisliste mit genauer Beschreibung der Artikel an.

Karl-Erich Seelig
205 Hamburg 80, Harnackring 9

Jetzt kaufen!

Preise stark herabgesetzt für Schreibmaschinen aus Vorführung und Retouren, trotzdem Gutele. u. Umtausch. Nachl. Kleid. Reten. Fert. Sitz. Großkatalog. 902 T

NÖTHEL Deutsches großes Automatenhaus
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen. Anleitung DM 1.50. Materialliste frei. Kaho-Elektroversand, 65 Mainz

Kaufgesuche

Röhren und Transistoren aller Art kleine und große Posten gegen Kasse. Röhren-Müller, Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

SABA

sucht für neue, interessante Entwicklungsarbeiten auf dem Schwarzweiß- und Farbfernsehsektor

Entwicklungsingenieure

als Gruppenleiter für das Fernsehlabor, die bereits Praxis auf diesem Gebiet haben und an selbständiges Arbeiten gewöhnt sind.

Entwicklungsingenieure und Techniker

die bereits Erfahrung auf diesem Gebiet besitzen und selbständig arbeiten können.

Ferner einen Nachfolger für den in absehbarer Zeit in den Ruhestand tretenden

Leiter des Normenbüros

Wir meinen, daß die zu besetzende Stelle ein Diplom-Ingenieur oder ein Ingenieur (HTL) der Fachrichtung Elektrotechnik mit mehrjähriger Berufserfahrung und ausgezeichneten fachlichen Kenntnissen einnehmen sollte. (Lebensalter etwa 40 Jahre). Diese Position setzt Initiative, Verhandlungsgeschick und Organisationstalent voraus. Fließendes Englisch in Wort und Schrift ist Voraussetzung.

Technische Zeichner und Zeichnerinnen

für das Konstruktionsbüro Rundfunk- und Fernsehgeräte.

Wir bieten eine dem Aufgabenkreis entsprechende Vergütung. Reichen Sie bitte Ihre Bewerbungsunterlagen mit tabellarischem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften - unter Bekanntgabe der Gehalts- und Wohnungswünsche sowie des frühesten Eintrittstermines - ein.

SABA, Schwarzwälder Apparate-Bau-Anstalt,
AUGUST SCHWER SÖHNE GMBH,
Personalverwaltung 2
773 Villingen/Schwarzwald, Postfach 2060

Kühlblech hoher Wärmeleitfähigkeit

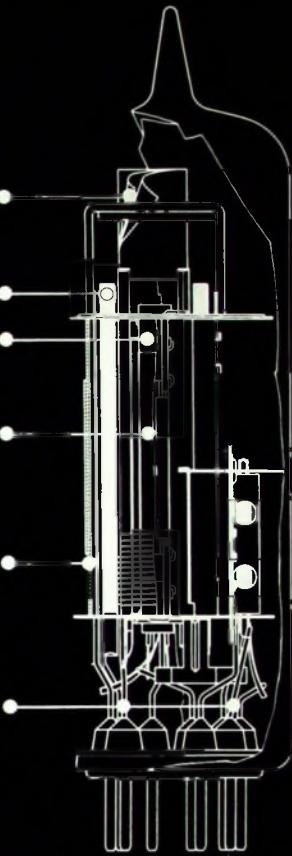
Verstärkte Schirmgitterstege

Versteifung der Katode durch wolframhaltiges Nickel

Katodenbedeckung hoher Emission bei reduzierter Arbeitstemperatur

Anode mit verdoppelter Blechstärke

Kupferhaltige Bändchen und Tellerstifte zur besseren Wärmeableitung von beiden Steuergittern



PCL 805

A 04600 641

Eine neue Röhre für die Vertikalablenkung in Fernsehempfängern

Die neue Triode-Endpentode PCL 805 mit 8 W Anodenverlustleistung ist eine Weiterentwicklung der PCL 85. Durch die um 1 W höhere Belastbarkeit ergibt sich ein erweiterter Anwendungsbereich. Die PCL 805 ist gegen die PCL 85 austauschbar.

Die günstigen Eigenschaften des neuen Typs sind durch eine Reihe konstruktiver Maßnahmen zur Verbesserung des Wärmeaushalts erreicht worden. Durch die Verwendung neuer Werkstoffe sowie die Verstärkung wichtiger Systemteile ist gewährleistet, daß die bei der höheren Belastung auftretende Wärme besser verteilt und abgeleitet bzw. abgestrahlt wird.

Mit der gleichen Zielsetzung wurde

eine neue Katode entwickelt, die sich durch besondere mechanische Warmfestigkeit und hohe Emissionsausbeute bei niedriger Temperatur auszeichnet.

Alternativ zu der PCL 805 bieten wir die Einzelpentode PL 805 an. Sie kann wahlweise durch Röhren oder Transistoren angesteuert werden. Diese Vervollständigung unseres Programms ermöglicht eine große Freiheit bei der Schaltungsauslegung.



Wir stellen aus
Halle 11, Stand 1314



VALVO GmbH Hamburg