

BERLIN

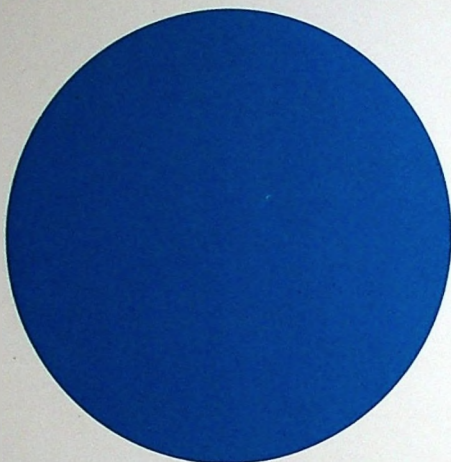
FUNK- TECHNIK

E.-Thalmann-Str. 56

10020

8 1968
2. APRILHEFT

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



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.

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.

Zu jedem Blaupunkt Autoradio die Bosch Autoantenne!



**Autoradios von
BLAUPUNKT**

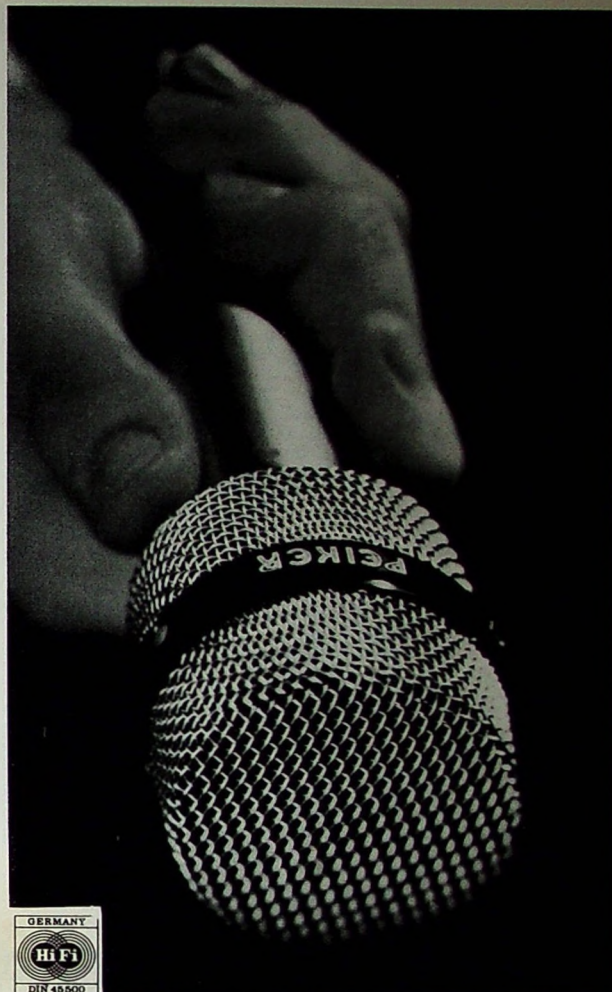
Mitglied der Bosch-Gruppe

gelesen · gehört · gesehen	260
FT meldet	262
Fünfzig Jahre Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie	265
Sender und Programme	
Fernmeldetypentürme	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 Kleinformal	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-Oszillografen	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 lötlbar
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 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Barlsch; Anzeigenlfg.: Marianne Weidemann; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Pösch 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. Geradliniger Frequenzverlauf über den gesamten Übertragungsbereich (35 bis 16.000 Hz \pm 2 dB*). Ausgeprägte Nierenform. Richtcharakter.

**Bitte besuchen Sie uns
Hannover-Messe
Halle 11 B Stand 31**

* Prüffertifikat liegt jedem Mikrofon bei.

PEIKER acoustic

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



Piezelektrischer Hochspannungserzeuger

Nach im Detail noch unvollständigen Informationen soll es der japanischen Firma Matsushita gelungen sein, einen piezelektrischen Spannungserzeuger zu entwickeln, der in der Lage sein soll, die Hochspannungsversorgung eines Fernsehempfängers zu übernehmen. In diesem „piezelektrischen Transformator“ soll nach diesen Informationen der Piezokristall durch aus dem 220-V-Lichtnetz abgeleitete Impulse angestoßen werden. Er schwingt dann mechanisch in seiner Resonanzfrequenz aus, und dabei entstehen in bekannter Weise piezelektrische 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 erwartet man in Oszillografen 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 entbehrlich 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 Industriemod. Zur Bildaufnahme stehen Industriefernsehkameras zur Verfügung. Die Wiedergabe erfolgt über Monitore, 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

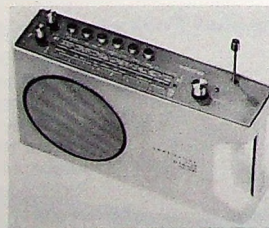
von Datenverarbeitungsanlagen des Siemens-Systems „300“ automatisch erstellt. Über den Füllvorgang hinaus gibt es damit für die Transporter keine Wartezeit mehr, denn die erforderlichen Rechnungen sowie das Ausschreiben der Abfertigungspapiere erledigen der Rechner und die angeschlossene Blattschreiber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



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

Ferritantenne 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 Autoantenne. 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 Ohrpaßstücke 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 Meßwerte einer Tunerschaltung mit dem Transistor BF 200 in der Vorstufe und je einem Transistor BF 195 in der Misch- und Oszillatorstufe machen das deutlich: $f = 98 \text{ MHz}$, Rauschzahl $F = 4,5 \text{ dB}$, Verstärkung $V_p = 35 \text{ dB}$, Spiegelfrequenzunterdrückung 64 dB , Unterdrückung der Nebeneingangsstellen $> 85 \text{ dB}$. Kennzeichnendes Merkmal dieser Eingangsschaltung ist ein abgestimmter Antennenkreis, an den der Vorstufentransistor 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 Transistortypen 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

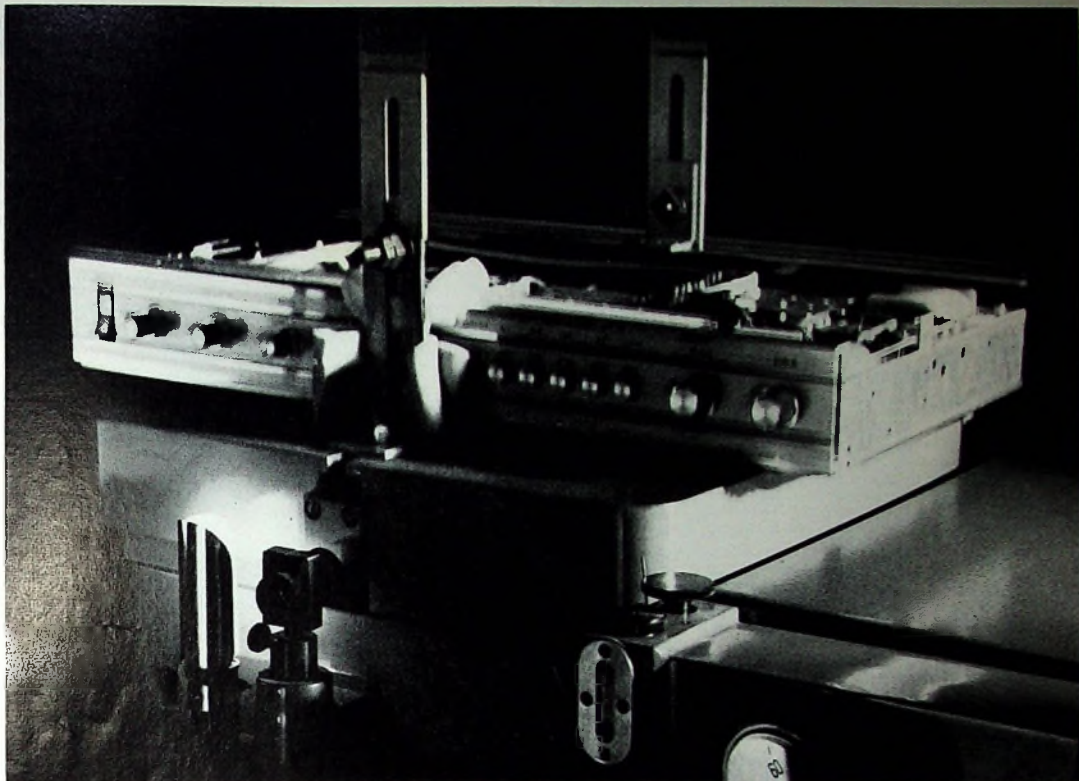
Zur Lösung von Steuerungs- und Regelungsaufgaben in Haushaltsgeräten brachte Valvo die Thyristortypen BT 101 und BT 102 für 300 V bzw. 300 und 500 V heraus (BT 101/500 R, BT 102/300 R und BT 102/500 R). Wegen des geringen Zündstrombedarfs ergibt sich für den BT 101/500 R in einfachen Diacschaltungen 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 Spannungssicherheit, 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 faßte Motorola vielfältige Angaben über Schaltkreise der MC900- und MC800-Serien zusammen. Die Mappe enthält Blätter mit allgemeinen Angaben, Gehäuseabmessungen und Übersichten 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).

HB-KW-Amateur-Katalog 1968

Kurzwellen-Amateure sind mit ihrer Station selten restlos zufrieden. Immer wieder werden Änderungen vorgenommen, und immer wieder wird etwas Neues hinzugefügt. Viele Geräte sind heute preisgünstig auf dem Markt in industriemäßigen 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, VFO's, Zusatzgeräte, Antennen, Meßgeräte, Einzelbauteile und Werkzeuge.



Originalaufnahme aus dem Schaub-Lorenz-Testlabor

stereo 4000 – geschüttelt und für reif befunden

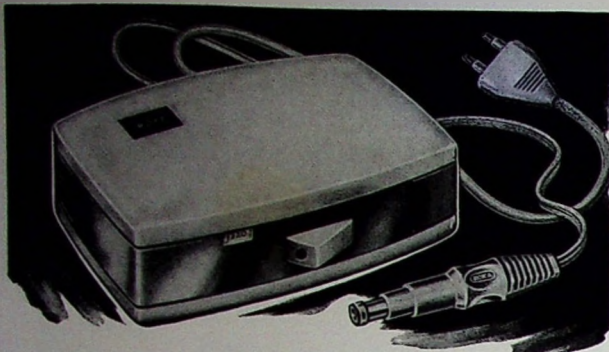
Was wir mit dem stereo 4000 machen, wird ihm im normalen Alltag keiner zumuten.

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.

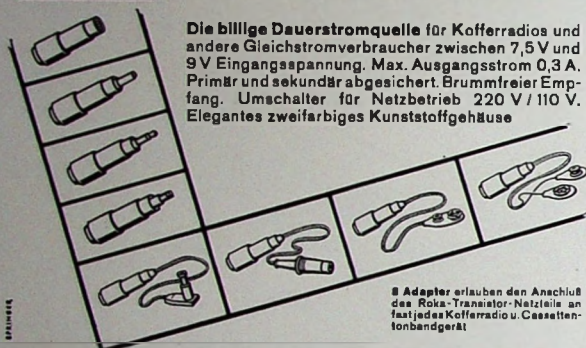
Wir wissen, daß Ihre Kunden wieder kritischer geworden sind: Man achtet heute mehr denn je auf Qualität. Und damit Sie ihre Forderungen mit gutem Gewissen erfüllen können, bauen wir unsere Geräte nicht nur so gut wie nötig, sondern so gut wie möglich.

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. Ausgangsstrom 0,3 A. Primär und sekundär abgesichert. 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 u. Cassettentonbandgerät

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

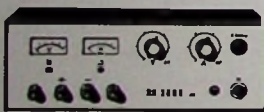
GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

HANNOVER-MESSE: Halle 11, Stand 11



Transistor-Netzgeräte

Modell „RN 3005“



Regelbar und transistorstabilisiert mit einstellbarer elektronischer Sicherung. Regelbereich 0-30 V. Strombereich bis 500 mA. Bausatz DM 199,-; Baumappte 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. **Ausgangsstrom** 0-1 A bzw. 0-0,5 A.

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

Görler-Translator-UKW-Tuner 312-0045

(HF-Eingangsteil) im Stahlblechgehäuse. Gedruckte Schaltung. 2 Trans., Betriebspannung. 9-10 V. Automat. Scharfstellungsanschluß (AFC). Empfangsbereich. 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. Nachn. 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

Fmeldet... **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 Marktstellung 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 Vorjahres (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' Gloeilampenfabrieken 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 Elektrik 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-Vorführsaal in der Halle 11 B, zu sehen sein. Außerdem soll an fünf Abenden dem interessierten Publikum zwischen 20.15 und 22 Uhr im Erdgeschoß 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 reges 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 anzuhören.

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 amorpher Werkstoffe;

2. Packungstechnik (kritische Auseinandersetzung über die Verfahren zur elektrischen Verbindung und zum mechanischen Zusammenbau elektronischer Funktionseinheiten für die Mittel- 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 Düsseldorf 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 Lüdenda und Horst-Ludwig Stein. Prokurist und Leiter der Zentralen Werbung von SEL.

Farbfernsehen in Schweden nach dem PAL-System

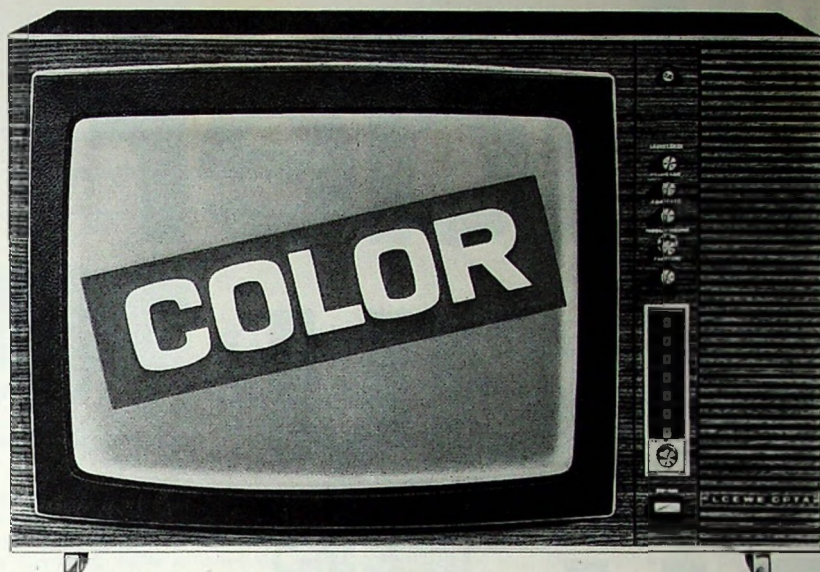
Der schwedische Erziehungsminister, Olof Palme, hat nach einer Sondersitzung des Kabinetts mitgeteilt, daß das schwedische Fernsehen ab 1. April 1970 mit Farbfernsehsendungen nach dem PAL-System beginnen werde.

Aufträge aus Osteuropa für SEL

Aufträge im Gesamtwert von über 44 Mill. DM hat SEL aus der UdSSR, Rumänien und Bulgarien erhalten. In Rumänien 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 Nachbaulizenz 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 verwerthen, 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 chamöis) • Exakte Schwarzwerthaltung 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, Industrieelektronik 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.

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

Hannover-Messe Halle 13



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



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 Sachverständigenrats bewegen werden. Der Umsatz der deutschen Elektroindustrie lag 1967 mit 31,7 Mrd. DM um zwei Prozent unter dem Ergebnis des Vorjahres; 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 Gebrauchsgüterzweige 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 Grundsatzforschung 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 Kernenergietechnik. 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.“

-lh

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 Fernsendsendeanenne für den Fernsehender 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 Fernsehender wird in Zukunft der auch im Sauerland errichtete Typ „3“ vorgesehen – mit einer Gesamthöhe von 173 m der höchste Typenturm.

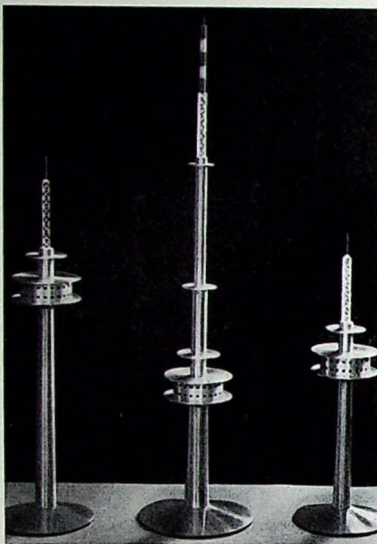
Die Fernmelde- und Fernsehtürme sind Knotenpunkte eines unsichtbaren Netzes, das sich über das ganze Land ausbreitet. Immer enger werden die Maschen dieses Netzes. Die Bundespost verfügt heute im Richtfunk über 24 000 km Fernsehleitungen und 14,3 Millionen Sprechkreiskilometer für Fernspreverbindungen.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

Seit Anfang der fünfziger Jahre, als für die Wiedereinführung des Fernsehendfunks 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 erfordert 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 Antennenzuleitungen 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-

rosten. 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 Hörrundfunk sind an einem 24 Meter hohen Stahlgitterträger angebracht, der im oberen Teil des Betonschafts 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 kegelförmigen 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 Fernsehender 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 Landschaftsschutzbehörden 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 Nonplus-ultra 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 Spitzenklasse, sondern bereits in Geräten für den breiten Hi-Fi-Markt. Daneben ist bemerkenswert, daß in steigendem Maße auch Halbleiter wie Metall-Oxyd-Typen (MOS), Feldeffekttransistoren 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 Störspannungspegels 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 ausreichender 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 Tonabnehmersystem „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 Kanaltrennung. 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 Tonabnehmersysteme geringeren Gewichts bestimmt.

Die französische Firma ERA ist sehr rühmend 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 vernünftigen Preisen 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 ausmachten. 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 „Präme 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 Baufriederung 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 Baßmembrane, 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 Dreiwegbox „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 Magnetköpfe und eingebautem 2 X 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 Funktionssicherheit 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-Bauteilen 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 Wiedergabeanlagen verkauft; 1967 waren es bereits über 30 000. Bemerkenswert ist, daß davon die Hälfte ausländischen Ursprungs waren.

W. Schaff

Persönliches

F. Herriger neuer ZVEI-Vorsitzter



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

F. Herriger wurde 1932 Mitarbeiter der Telefunken Gesellschaft für drahtlose Telegraphie 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 Fernsehgerätegeschäftes der Standard Elektrik Lorenz AG. Ende 1962 ging Herriger wieder zu Telefunken zurück, übernahm dort als Vorstandsmitglied die Leitung des Geschäftsbereiches „Bauelemente“ und wurde Mitte 1964 zum stellvertretenden Vorstandsvorsitzter ernannt. Anfang 1965 wurde er Vorsitzter des Vorstandes der Telefunken AG. Bei der Eingliederung von Telefunken in die AEG wurde er am 1. Juli 1966 stellvertretender Vorstandsvorsitzter der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken. Im April 1966 wurde Dr.-Ing. Herriger in den Vorstand des ZVEI und zu dessen stellvertretendem Vorstandsvorsitzter gewählt.

S. Taukert bei Felten & Guillaume Carlswerk AG

Im Rahmen der Neuordnung des Elektrozeiles 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 Emag EAG, wo er das Gebiet für stufenlose Antriebe — elektronische und magnetische Ausrichtungen 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 Felten & Guillaume 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 Umsetzanlagen in Bayern.

Neue Röhren

PCL 805

Als Weiterentwicklung der Vertikal-Ablenkröhre 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 PL 805 eine Verbundröhre gleicher Leistung zur Verfügung. Als Ergänzung des Röhrenprogramms bietet der Typ PCL 805 große Freizügigkeit bei der Auslegung von Vertikal-Ablenkschaltungen.

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 Raumaufteilung.

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 Emittierfolger 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 Farbortverstärker

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

nung wird ohne Übertrager aus zwei engtolerierten Widerständen R4, R5 gebildet, denen je ein Emittierfolger für jeden der beiden nachfolgenden Farbverstärker nachgeschaltet ist. Die Emittierfolger (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 Emittierfolger sind mit den nachfolgenden Ausgangsverstärkern T4 und T5 gleichstromgekoppelt. Deshalb können alle vier Transistoren von einer gemeinsamen Basisvorspannung am Verbindungspunkt der Matrixwiderstände gesteuert werden. Über R6 wird hier auch die Spannung vom Colorkiller zum Sperren aller vier Transistoren zugeführt.

Die zwei Ausgangsverstärker haben in den Emittierkreisen 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 Koppelung bei diesen Transformatoren eine so breitbandige Übertragung, daß mögliche Verzerrungsprodukte der vorangehenden Stufen zu den Synchrondemodulatoren übertragen werden könnten. Deshalb ist ein Filter in jedem Kanal zwischen den Breitbandübertragern und den Synchrondemodulatoren eingefügt worden. Die Filter haben eine charakteristische Impedanz von 1 kOhm (das ergibt einen Quellwiderstand für die Synchrondemodulatoren 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. Synchrondemodulatoren

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

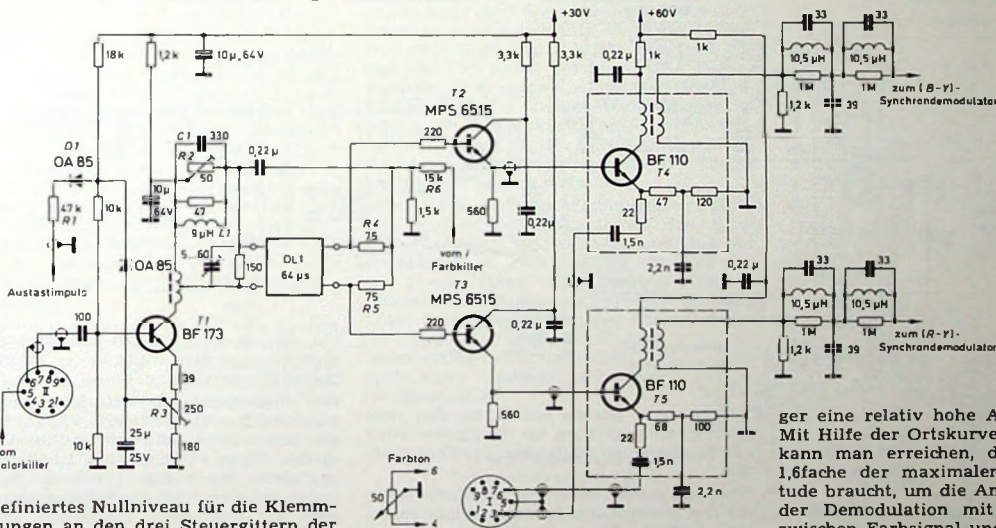


Bild 6a. Schaltung von Laufzeitdemodulator und Farbortverstärker

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 niederfrequente Tastimpuls für die Burstausastung 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 bestimmter Kreis mit einer Güte <1 gebildet wird.

Im Emittierkreis 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 Mittel-lage für Normaleinstellung, und man kann durch Änderung der Schleiferstellung die Veränderung im (R-Y)- und im (B-Y)-Kanal relativ zueinander variieren.

Im Emittierkreis 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 durch Bedienung des Farbtonreglers nur Änderungen der Stufenverstärkung um etwa $\pm 30\%$ und keine gleichzeitigen Phasenfehler im Synchron-demodulator entstehen.

In den Kollektorkreisen von T4 und T5 liegen zwei Breitbandübertrager zur Speisung der Synchrondemodulatoren. 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 Amplitudenfehler 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 differentiellen 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-

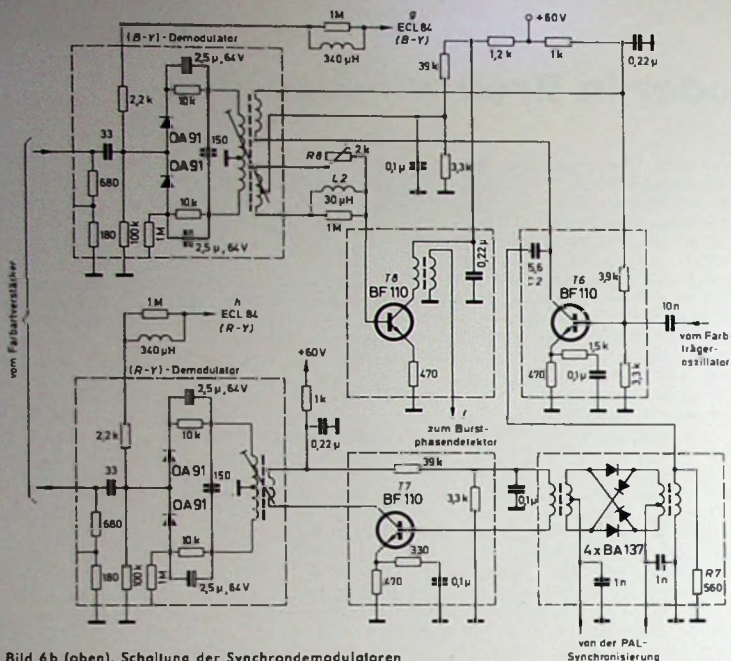


Bild 6b (oben). Schaltung der Synchrondemodulatoren

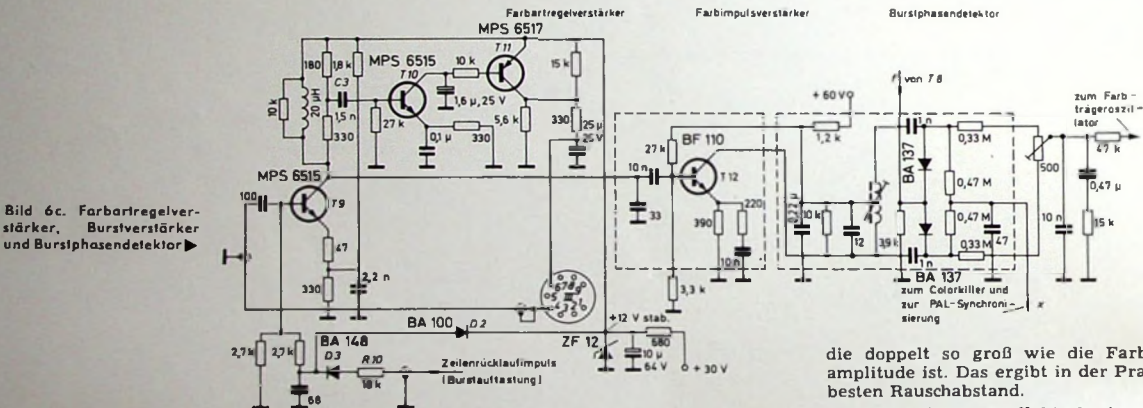


Bild 6c. Farbartregelverstärker, Burstverstärker und Burstphasendetektor

nisierung) moduliert. Das ergibt sehr genaue 180°-Phasensprünge. Das Signal gelangt nun über T 7 zum (R-Y)-Synchronmodulator, an dessen Eingang etwa 28 V_{eff} 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 Farbträger für die Synchrondemodulatoren ausgekoppelt werden. T 6 kann aber nicht 28 V_{eff} liefern und zugleich direkt mit dem Burstphasendetektor belastet werden, der sogar 30 V_{eff} 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 eine Phasenabgleich möglich ist, der praktisch keine Amplitudenänderung ergibt. Im Kollektorkreis liegt ein Breitbandübertrager, der ein Signal von 30 V_{eff} für den Burstphasendetektor liefert. Der Übertrager ersetzt einen abgestimmten Kreis unter denselben

Bedingungen, wie sie bereits bei den zwei Farbsignalverstärkern für die Ansteuerung der Synchrondemodulatoren erwähnt wurden.

Die recht große Amplitude des Farbträgers für den Burstphasendetektor 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 Burstverstärker mit dem Transistor T 9. Der Transistor wird mit etwa 10 mA Emittorstrom betrieben und durch Rücklaufimpulse aufgetastet. Die Dioden D 2 und D 3 sowie der Serienwiderstand R 10 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 V_{eff} 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 Feinabstimmungsbereich des Kanalwählers. Direkt am Kollektor von T 9 wird ein Burstsignal von etwa 5 V_{eff} ausgekoppelt, das T 12 auf etwa 100 V_{eff} verstärkt. Damit wird der Burstphasendetektor gespeist, der dann mit einer Burstamplitude 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 Breitbandübertragern 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 Burstimpuls-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 Farbträgeroszillators. 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.

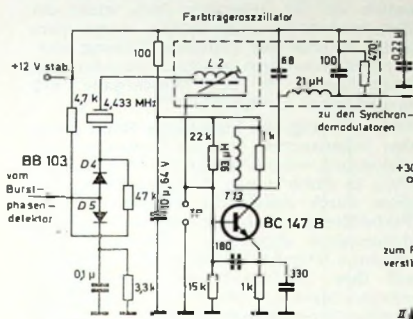


Bild 6d. Quarzgesteuerter Farbrägeroszillator mit Kapazitätsdiennachstimmung

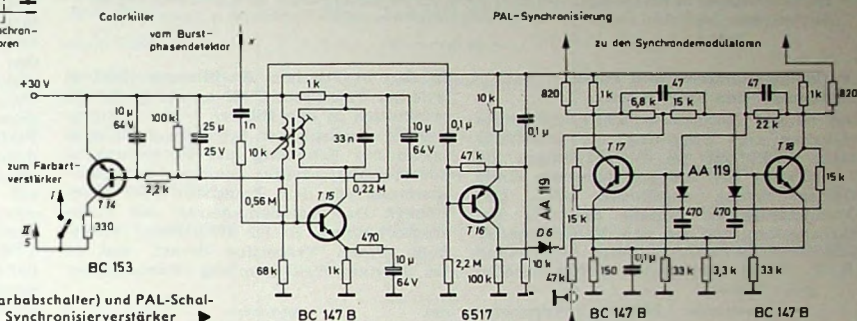


Bild 6e. Colorkiller (Farbabschalter) und PAL-Schalter mit zugehörigem Synchronisierverstärker ▶

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 recht schmal 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 Ankoppelkdiode *D* 6 sonst gesperrt ist.

3.6. Farbdifferenz-Endstufen

Die Farbdifferenz-Endstufen (Bild 6f) sind wegen möglicher Hochspannungsüberschläge in der Bildröhre mit Röhren ausgeführt. Die Matrixierung zur Gewinnung des ($G - Y$)-Signals ist im Anodenkreis der ($R - Y$)- und ($B - Y$)-Verstärker mittels entglatterter, langzeitstabiler Widerstände (R_{11} , R_{12}) ausgeführt. Bei einem zu 100 % gesättigten Farbbalkensignal wird der Sättigungsregler so eingestellt, daß an der Anode des ($B - Y$)-Verstärkers $R\ddot{o} 1$ 205 V_{BB} liegen. Danach wird die ($R - Y$)-Amplitude mittels des Einstellreglers R_{13} im Katodenzweig von $R\ddot{o} 3$ so justiert, daß das ($R - Y$)-Signal an der Anode dieser Röhre 165 V_{BB} ist. Mit diesen Spannungen ergibt die Matrixierung ein ($G - Y$)-Signal, dessen Genauigkeit nur noch von den Matrixwiderständen bestimmt wird. Die ($G - Y$)-Amplitude wird dann mit dem Einstell-

regler R 14 am Steuergitter von RÖ 2 auf 95 V₈₉ 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 Luminophorwirkungsgrade für alle drei Grundfarben hat. Dies ist aber nur bei wenigen Bildröhren gegeben. Man kann aus den Angaben der Bildröhrenhersteller berechnen, daß die erforderlichen Steuerungsspannungen um etwa 30 % variierbar sein müssen. Das liefert die Grundlage für die Dimensionierung der Steuerungspotentialerzeugung.

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_ö 2.

2. Die Matrizierung ergibt ein negatives (G — Y)-Signal, dessen Phasenlage umgekehrt und das in Rö2 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

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 Farbbildröhre 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.

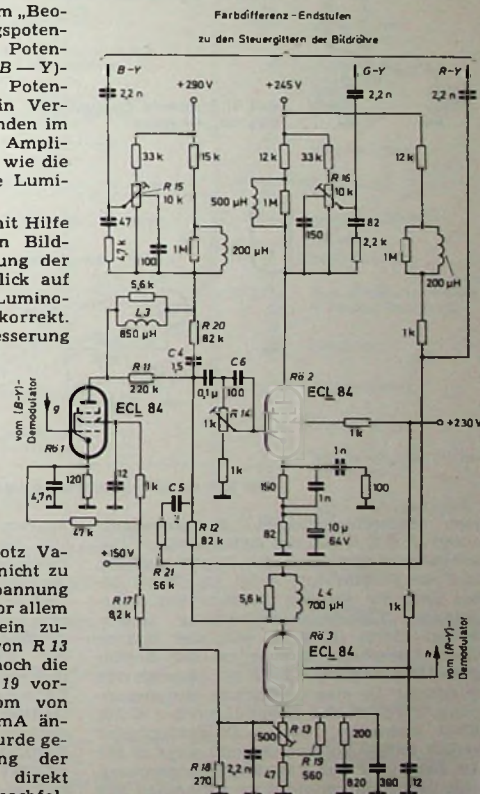


Bild 6f. Schaltung der drei Farbdifferenz-Endstufen ►

Um den Arbeitspunkt von R63 trotz Variation der Katodengegenkopplung nicht zu verändern, muß man die Katodenspannung künstlich festhalten. Das bewirkt vor allem der Widerstand R17, über den ein zusätzlicher Strom in den Schleifer von R13 eingespeist wird. Außerdem sind noch die Korrekturwiderstände R18 und R19 vorhanden, wodurch der Anodenstrom von 10 mA sich um maximal etwa 1,5 mA ändern kann. Anodenmatrizierung 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 Farbfernsehempfängern lassen sich sowohl Farbsendungen als auch Schwarz-Weiß-Sendungen empfangen. Es hat sich gezeigt, daß für Farbsendungen eine etwas rötlich beladene 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 blaublebte 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 Farbfernsehempfänger mit RGB-Ansteuerung der Farbbildröhre (Telefunken) und mit Farbdifferenzsignalansteuerung 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 Farbschalter gesteuerter Schalter *S* einen Widerstand (*R* 701, *R* 702) bestimmter Größe parallel

In der praktischen Ausführung (Bild 3) tritt der Transistor *T* 701 an die Stelle des symbolisch in den Bildern 1 und 2 dargestellten mechanischen Schalters *S*. Er wird ferner zur Erhöhung und Phasenumkehr der vom Farbschalter kommenden Steuerungsspannung von dem Transistor *T* 702 angesteuert. Das Katodenpotential der Farbabschalt-Röhre *R* 302 (C-System) beeinflußt diesen Transistor derart, daß er bei Schwarz-Weiß-Empfang öffnet und bei

Bild 1. Prinzipschaltung des „Aureomat“ von Telefunken (RGB-Ansteuerung der Farbbildröhre)

Bild 2. Erweiterte Prinzipschaltung des „Aureomat“

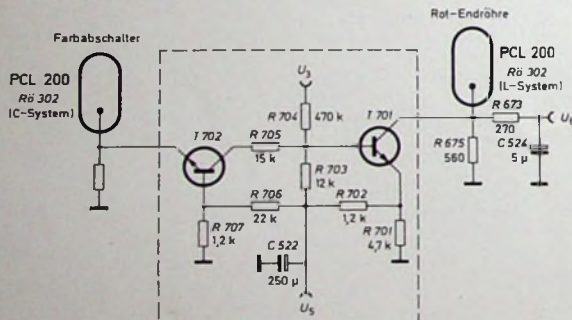


Bild 3. Praktisch ausgeführte „Aureomat“-Schaltung

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*₀ eine zusätzliche Gleichspannung *U*₅ 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 Kollektorstärker *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 Katode 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 Katodenspannungsteiler *R* 673, *R* 675 geschaltet.

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

den Telefunken-Farbfernsehgeräten 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 konturenschärfer 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 Leuchtdichtesignal abgeleiteten Spannung. Die gelbliche Tönung erfolgt dabei proportional dem Weißinhalt des Leuchtdichtesignals. 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 Grautöne 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 Weißinhalt

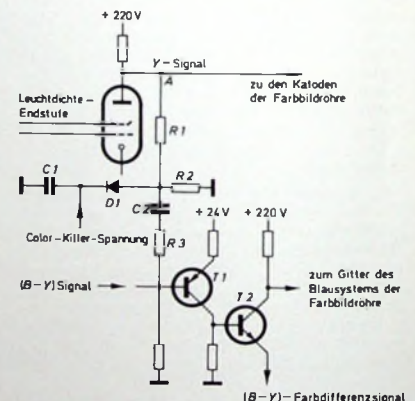


Bild 4. Schaltung der Farbton-Umschaltung von Loewe Opta (Farbdifferenzsignalansteuerung)

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 *T* 2 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 Buchstabenabkürzungen (A, CT, MA, OR oder dergleichen). Auf die Bedeutung dieser Buchstaben wird noch in einer später folgenden kurzen Liste eingegangen.

	stufenlos einstellbar		Spule, Wickel		Kohlenbleitbleiter		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.		KEY
	Kontakt, fest		Drehung in beiden Richtungen		Chassisanschluß		Sicherung
	logische Verneinung		Stromweg; Leiter; Draht		Anschluß mit Bezeichnung		Hochspannungssicherung
	Magnetkern		Anschlußpunkt		Buchse		Gabelverbindung
	Überbrückungskontakt eines Schalters		negative Polarität		Steckerstift		kreisförmige Gabel
	Segment eines Schalters		dielektrische Fortpflanzung (außer in Luft)		zweipoliger Stecker		veränderbare Induktivität
	Schaltbuchse		Widerstandselement		Kontakthülse		stufenlos einstellbare Induktivität
	Buchsenkontakt		Fortpflanzung in Luft oder im Raum		beweglicher Kontakt mit Verriegelung		Glühlampe
	Steckerstift		Resonator mit abgestimmtem Hohlraum		beweglicher Kontakt ohne Verriegelung		Meßinstrument
	Anzeigelampe		Tunnelhalbleiter		Zerhackkerzung		Mikrofon
	Stromflußrichtung, Einweg-		Abbruchspannungshalbleiter		Ruhekontakt, geschlossen		Modusabschwächer
	Stromflußrichtung, Zweiweg-		Wandler für Zündladung		Ruhekontakt, geschlossen		Moduswandler
	Heizfaden; direkt geheizte Katode		Schleifenöffnung		Arbeitskontakt, geöffnet		Bewegungsübertragung in beiden Richtungen
	indirekt geheizte Katode		Schleifenöffnung mit Reiheninduktivität		Arbeitskontakt, geöffnet		Generator
	Zündelektrode		Schleifenöffnung mit Reihenwiderstand		Magnetkern von Übertrager oder Spule		Doppelleitung
	Erregeranode		Thermoregler		Hohlleiterankopplg.		Doppelleitung
	Schleifenkopplung		Thermozelle		Stromflußrichtung, Einweg-		galvanisch entkoppelte Kreuzung
	Röhrenkolben		Thermoelement, allgemein		Stromflußrichtung, Zweiweg-		galvanisch gekoppelte Kreuzung
	Röhrenkolben		Sichtanzeige, allgemein		Kaltkatode; ionisch geheizte Katode		abgeschirmtes Kabel mit 1 Leiter
	Stromerzeuger		UND-Schaltung		Photokatode		Hohlleiter mit rundem Querschnitt
	Elektromotor		ODER-Schaltung		ionisch und zusätzlich geheizte Katode		Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt
	UND-Schaltung		EXKLUSIVES-ODER-Schaltung		Ablenkelektrode		positive Polarität
	ODER-Schaltung		Umkehrschaltung (Inverter)		Anode		nichtlineares Widerstandselement
	EXKLUSIVES-ODER-Schaltung		Verstärker		Auftrell- bzw. Röntgen-elektrode		spannungsabhängiger Widerstand
	Umkehrschaltung (Inverter)		Dipolantenne		kombinierte Anode und Kaltkatode		spannungsabhängiger Widerstand
	Verstärker		Antenne, allgemein		Anode mit Ionenheizkatode und Zusatzheizung		Halbleiterschicht mit einem galvanischen Anschluß
	Oszillator		Rahmenantenne		abgespaltener Röhrenkolben		
	logische Schaltung		Gegengewichtantenne				
	Sicherung		Überspannungsableiter, allgemein				

	Halbleiterschicht mit mehreren Anschlüssen		Transformator: Übertrager		elektromechanischer Zähler		Schicht zwischen Kollektor und Schicht ungleicher Leitfähigkeit
	gleichrichtende Schicht, P über N		Transformator: Übertrager		Unstetigkeit, Reihenelement		Halbleiterdiode; Gleichrichter
	gleichrichtende Schicht, P über N		Transformator: Übertrager		Unstetigkeit, induktiver Blindwiderstand		explosive Zündladung
	gleichrichtende Schicht, N über P		Übertrager mit Polungsangabe		Unstetigkeit, Widerstand		Zünder für Zündladung
	gleichrichtende Schicht, N über P		Anzeigelampe		Unstetigkeit, Leilwert		Kippschalter
	PN-Emitter		Anzeigelampe		Unstetigkeit, induktiver Blindleitwert		Messerkontaktschalter
	NP-Emitter		Anzeigelampe mit Farbangabe		flüssige Kathode		gefederter Umschalter
	Kollektor		Umkehrschaltung; Inverter		fester Rohrenanschluß (oben) und Zuleitung		Dreiwegschalter (Kippschalter)
	Übergang zwischen Schichten ungleicher Leitfähigkeit		Verstärker		Hochspannungssicherung (Öl)		Sicherheitsöffner
	Lichtabhängigkeit		Verstärker mit zwei Eingängen		Handapparat		Sicherheitsschließer
	Temperaturabhängigkeit		Verstärker mit zwei Ausgängen		Spule mit Kern		Sicherheitsschließer
	Halbleiterdiode; Gleichrichter		Verstärker mit eigener Stromversorgung		Spule mit Anzapfungen		Arbeitskontakt, geöffnet
	Ausschalter		Ableiter mit mehreren Spalten		Widerstandslampe		Thermorelais
	Tastenschalter mit Ruhekontakt		veränderbarer Spannungsteiler (Dämpfungsglied)		Draht- oder Zuleitungsanschlüsse		Thermostat mit Arbeitskontakt
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt		Wecker		Draht- oder Zuleitungsanschlüsse		Fallscheiben - Anzeigelampe
	Schalter m. gefedertem Arbeitskontakt		Summer		Koaxialkabel		Spezial-Anzeigelampe
	Schalter m. gefedertem Ruhekontakt		komb. Anode - Photokathode		zweiadriges Kabel		monostabile Flip-Flop-Schaltung
	Schalter m. gefedertem Ruhekontakt		Lautsprecher		Phasenschieber		Schmitt-Trigger
	Schalter m. Arbeitskontakt und Verriegelung		Durchführungskondensator		Fernsprech-Hörkapsel		Verzögerungsschaltung
	Schalter m. Arbeitskontakt und Verriegelung		Unterbrecher		Gleichrichter		variabler Verstärker
	Schalter mit Ruhekontakt und Verriegelung		Anschluß mit Bezeichnung		Wechselstromrelais		Ableiter mit Kugelelektroden
	Schalter mit Ruhekontakt und Verriegelung		Relaisspule		Schnellanzugrelais		unsymmetrisches Dämpfungsglied
	leitend, Arbeitskontakt geschlossen		Relaisspule		Schnellabfallrelais		Zelle einer Batterie
	Kabelabschluß		Relaisspule mit Kennzeichnung des Wickelanfangs		Widerstand mit Anzapfungen		Kondensator, allgemein
	Kurzschlußabschluß		Relaisspule mit Kennzeichnung des Wickelanfangs		Widerstand mit Anzapfungen		symmetrischer Lichtwandler
	Kurzschlußabschluß einer Reihewiderstandes		zweipolige Vermittlungsbuchse		veränderb. Widerstand mit Anzapfung		Erde
	Thermoelement, Beheizungssteil		ungepolte zweipolige Buchse		veränderb. Widerstand mit Anzapfung		Stückverbindung (geschlossen)
	Thermoregler		gepolter zweipoliger Stecker		stufenlos einstellbarer Widerstand		passende Hohlleiterflansche
	Thermoelement mit Ruhekontakt		Halbleiterflansch, rechteckig		stufenlos einstellbarer Widerstand		Arbeitskontakt
	Thermoelement mit Arbeitskontakt		Halbleiterflansch, rechteckig		nichtlinearer Widerstand		Zeitschalt-Arbeitskontakt
	Thernewid (Heißleiter)		Zerhacker mit geteilter Zunge		spannungsabhängiger Widerstand		verzögerter Arbeitskontakt
			umlaufender Kontakt		Halbleiterschicht mit galvanischen Anschlüssen		Richtungskoppler, allgemein
			Wechsler ohne Unterbrechung		Halbleiterschicht mit galvanischen Anschlüssen		Dynode
					Schicht zwischen Schichten gleicher Leitfähigkeit		Fliehkraftregler

	LC-Schaltung mit Blindleitwert 0 bei Resonanz
	Kolben einer Röntgenröhre
	Hohlraumresonator m. Gitterelektroden
	Doppelhohlraumresonator mit Gittern
	Triode mit direkt geheizter Katode, Kolben geerdet
	Pentode
	Doppeltriode mit Aquipotentialkathoden
	Vervielfacherröhre
	Kathodenstrahlröhre mit statischer Ablenkung
	Kathodenstrahlröhre mit magnetischer Ablenkung
	Gasentladungsröhre mit Quecksilbervorrat, Zünd- und Steuer- elektroden
	Gasentladungsröhre mit Quecksilbervorrat, Erreger, Steuergitter und Halleanode
	Quecksilberdampf-Gleichrichterröhre mit Zündelektrode
	Gleichrichterröhre mit Vorratskathode, sechs Anoden und Zündelektrode
	Resonanzmagnetron mit Koaxialausgang
	Resonanzmagnetron m. Permanentmagnet
	Triffmagnetron
	abstimmbares Magnetron
	Reflexklystron

	Zweikammerklystron
	Sende-Empfangs-(TR)-Röhre
	Röntgenröhre mit direkt geheizter Katode und Fokussiergitter
	Röntgenröhre mit Steuergitter
	Röntgenröhre mit geerdeter Abschirmung
	Doppelfokus-Röntgenröhre mit umlaufender Anode
	Röntgenröhre mit Beschleunigungselektroden
	Hochspannungssicherung
	Hochspannungs-Ölsicherung
	Hall-Generator
	Drossel mit Sättigungskern (Pfeil: Gleichstromwicklung)
	Leuchtstofflampe
	Leuchtstofflampe m. vier Anschlüssen
	Wechselstromglimmlampe m. Kalikathode
	zweiadriges Kabel, Abschirmung geerdet
	Kabelbaum: Bündel
	Kabelbaum: Bündel
	Kabelbaum: Bündel
	Kabelbaum: Bündel
	Fremdgerät: Ausbaustufe
	veränderbarer Phasenschieber
	Schreib-, Lese- und Läschkopf
	Stereo-Kopf
	Kopfgarnitur
	drehbarer Anschluß

	Koaxialanschluß, in Hohlleiter drehb.
	Rundhohlleiteranschluß, in Rechteckhohlleiter drehbar
	PNP-Transistor
	PNINIP-Halbleiter
	PNINIP-Halbleiter
	Kapazitätsdiode (varicap, varactor)
	Kapazitätsdiode (varicap, varactor)
	PNIP-Transistor mit ohmschem Anschluß
	NPIN-Transistor mit ohmschem Anschluß
	PNIN-Transistor mit ohmschem Anschluß
	NPIN-Transistor mit ohmschem Anschluß
	zweipoliger Kippschalter
	mehrpoliger Drehschalter
	Thermorelais
	Thermorelais
	Thermostat komplett mit Heizer und Wechsler
	Thermostat komplett mit Heizer und Wechsler
	Strommeß-Halbleiter-Thermoelement
	Übertrager (Transformator) mit Polkennzeichnung
	Zerhacker mit Parallelantrieb
	Zerhacker mit getrenntem Antrieb
	Anrufklappe
	Anrufklappe m. Rückstellung von Hand
	Anrufklappe m. elektrischer Rückstellg.
	Flip-Flop-Schaltung
	Verzögerungsschaltung
	Verzögerungsschaltung
	Röhrensockel mit großen und kleinen Stiften

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 μ s dauern, auf ± 1 dB genau gemessen. Der Spitzenwert des Eingangssignals wird dabei mit einer langen Entladezeitkonstante (> 30 s) gespeichert, um das Ergebnis bequem am Anzeigeelement ablesen zu können. Durch weiteres Durchdrücken der „Peak“-Taste läßt sich die Anzeige auf Null zurücksetzen. Den Scheitelfaktor von kontinuierlichen Signalen kann man durch Messen des Spitzenwertes und des Effektivwertes ermitteln.

Bild 1. Präzisions-Impulsschallpegelmesser „8052 A“ (links) zusammen mit dem Oktavfilter „8055 A“ in gemeinsamem Gehäuse; im Vordergrund das Kondensatormikrofon „15118 A“ mit FET-Verstärker

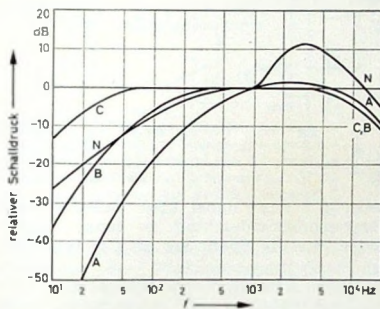
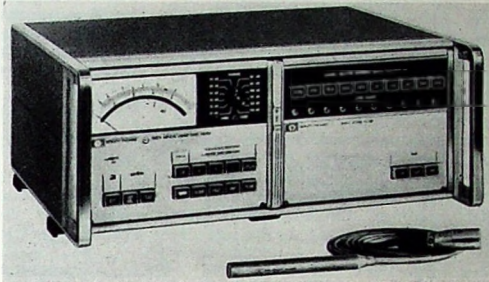


Bild 2. Bewertungskurven

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 Fluglärmmessungen) 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 Oktavfiltersatz „8055 A“ oder dem Terzfiltersatz „8050 A“ ergibt einen vollständigen Oktavbeziehungswise Terzpegelanalyzer.

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 impulshaltige Schallvorgänge oder Schallvorgänge von kurzer Dauer. Hierbei sorgt eine zusätzliche Zeitdehnerschaltung mit einer Entladezeitkonstante von etwa 3 s dafür, daß der Maximalwert des Effektivwertes des Impulsschallpegels auf dem Anzeigeelement 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 μ V bis 10 V bei Vollauschlag. Die Eingangsimpedanz ist 100 k Ω . Mit den Mikrofonverstärkern „15108 B“ und „15118 A“ kann sie auf etwa 10^4 Ω 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. Daher 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

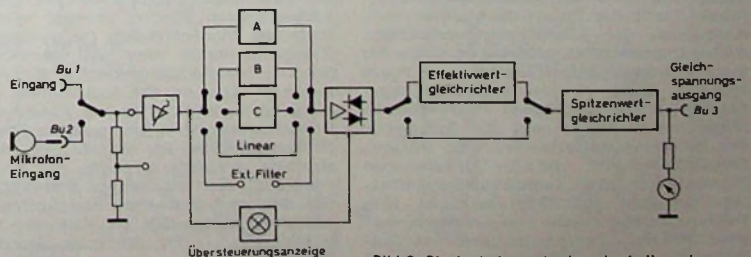


Bild 3. Blockschaltung des Impulsschallpegelmessers

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

Mikrofonvorverstärkers über $Bu2$ 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 Eingangspegeln (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.

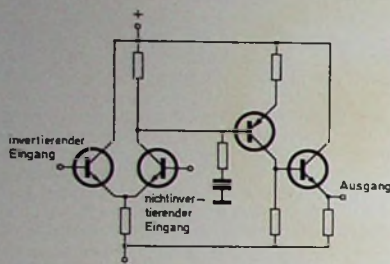


Bild 4. Schaltung der Operationsverstärker

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-Korrekturfaktors 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 Verstärker-Ausgang 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 Normanforderungen 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 Quadriernetzwerk) 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 Quadriernetzwerk und einem Integrator.

Die eigentliche Gleichrichterdiode ist in das Gegenkopplungsnetzwerk eines Operationsverstärkers geschaltet (Bild 5). Solange die Diode D1 nicht leitet, arbeitet der Verstärker ohne Gegenkopplung, so daß sehr niedrige Eingangsspannungen über einem Wert, der größer ist als die

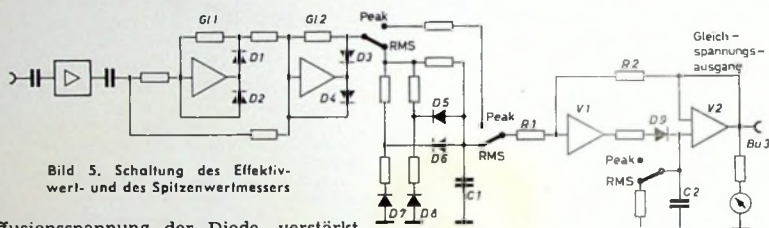


Bild 5. Schaltung des Effektivwert- und des Spitzenwertmessers

Diffusionsspannung der Diode, verstärkt werden. Wenn aber die Ausgangsspannung des Verstärkers so hoch wird, daß D1 leitet, dann schließt sich der Gegenkopplungspfad, und am Ausgang der Diode erscheint die in Einwegschaltung gleichgerichtete Spannung. (Die Diode D2 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 G1 in einem Summiervverstärker addiert, wobei die in Einwegschaltung gleichgerichtete Spannung eine doppelt so große Amplitude haben muß wie die nichtgleichgerichtete Wechselspannung. Am Diodenausgang von G2 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 Quadrierschaltung mit gleitend vorgespannten Dioden. Hierbei wird mit Hilfe der Diodenstrecken die quadratische Kennlinie durch eine aus geradlinigen Stücken bestehende geknickte Kurve angenähert. Die an C1 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-

den Strecken; bei größeren Scheitelfaktoren aber schaltet sich auch noch eine dritte Strecke ein. Dadurch vermindert sich der Ladewiderstand für C1, 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 Diodendiffusionspannungen. Um den Dynamikbereich nach unten ausdehnen zu können, wurde die Schaltung mit Hilfe der Dioden D7 und D8 kompensiert [1]. Diese Kompensation stabilisiert auch das Temperaturverhalten der Quadrierschaltung. Der Kondensator C1 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 V1 und V2, von denen V1 als Komparator und V2 als Impedanzwandler arbeitet. Die negative Spannung am Kondensator C1 steuert den Verstärker V1 in positiver Richtung in die Sättigung. Der Kondensator C2 wird dabei über einen kleinen

Begrenzungswiderstand so lange aufgeladen, bis die Spannung an C2 den Wert

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

erreicht. C2 kann sich in der Stellung „Peak“ (Spitzenwertmessung), in der die Ausgangsspannung des Doppelweggleichrichters unter Umgehung des Quadriernetzwerks unmittelbar zum Spitzenwertmesser gelangt, nur über die sehr große Eingangsimpedanz des Verstärkers V2 entladen. Die Entladezeitkonstante ist größer als 30 s.

In den Stellungen „Slow“, „Fast“ und „Impulse“ („RMS“ im Bild 5) wird ein Widerstand parallel zum Kondensator C2 geschaltet.

Beim Betätigen der „Check“-Taste schaltet sich die stabilisierte Ausgangsspannung eines astabilen 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 V Ausgangsspannung zur Versorgung der hp-Kondensatormikrofone.

Schrifttum:

- [1] Szilard, 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 Netztransformators 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 preisgün-

Bei den hier beschriebenen Schaltungen sind als Schalter nichtabschaltbare Thyristoren eingesetzt. Dadurch können der Sinuswelle nur Ausschnitte von 90° bis 180° entnommen werden. Die Verwendung von Thyristoren ist vorteilhaft, weil sie die Gleichrichtung mitübernehmen. Das Ansteuersignal für die Zündelektrode der Thyristoren wird über einen Schwellwertschalter geliefert und die für diesen erforderliche Betriebsspannung über die Gleichrichterdioden $D1$ gewonnen (s. Bild 1).

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 $T1$ und $T2$). Der positive Ausgangsimpuls des Schmitt-Triggers wird hier zunächst durch das RC-Glied $R9, C1$ differenziert. Mit Hilfe des Transistors $T3$ wird dann die Polarität der Differenzierimpulse geändert und mit den entstehenden positiven Impulsspitzen der Thyristor angesteuert. Der Schmitt-Trigger ist dort vorteilhaft, 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 $R5, C_E$ in dessen Emittierkreis. 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

Die untere Spannungsgrenze beträgt bei den genannten Netzgeräten etwa 30 V. Für

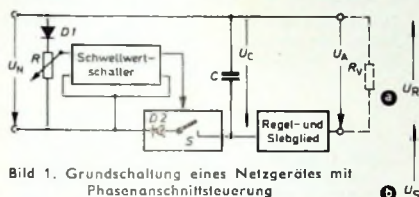
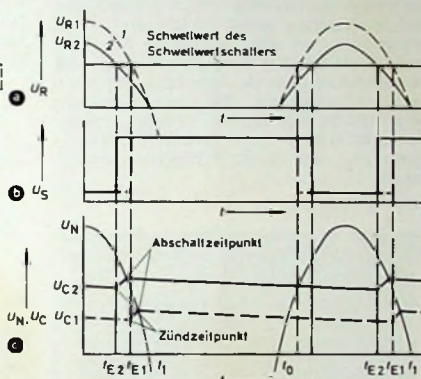


Bild 1. Grundschiung eines Netzgerätes mit Phasenanschnittsteuerung

Bild 2. Zeitliche Spannungsverläufe der Grundschiung nach Bild 1: a) Spannungen am Spannungsteiler R , b) Spannungen am Ausgang des Schwellwertschalters 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 Phasenanschnittsteuerung

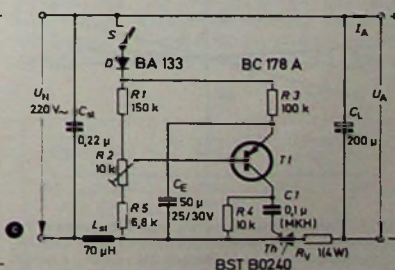
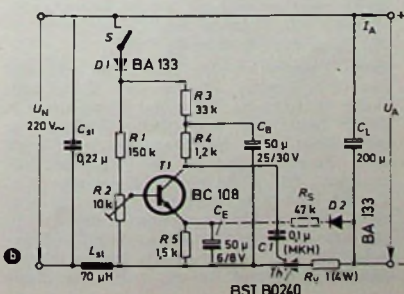
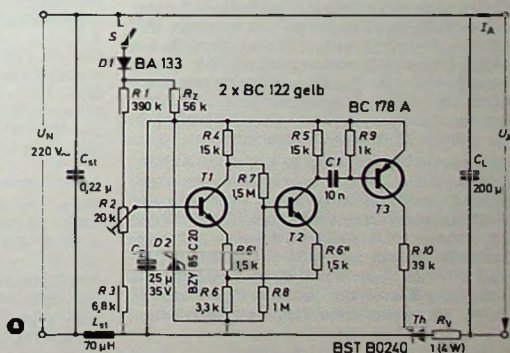
Bei der Phasenanschnittsteuerung verwendet man zum Gleichrichten nur Ausschnitte aus der praktisch sinusförmigen Netzspannung. Ihre Spannungsamplituden bestimmen die Größe der entstehenden Gleichspannung. Dieses Prinzip wird mit Hilfe eines Schalters verwirklicht, der den Ladekondensator für eine Zeitdauer, 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 Grundschiung eines Netzgerätes mit Phasenanschnittsteuerung. Mit dem Einsteller R wird der Einsattpunkt des Schwellwertschalters auf der positiven Sinushalbwelle eingestellt. Je nach der Größe der Spannungsamplitude am Abgriff 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 .

Die Thyristoren werden bei den Spannungen U_{R1} oder U_{R2} am Regelwiderstand R zu den Zeitpunkten t_{E1} beziehungsweise t_{E2} gezündet. Die Thyristoren schalten wieder ab, wenn die Spannung an ihnen Null wird, das heißt, wenn die Spannung U_C am Ladekondensator gleich der Netz-

Bild 3. Netzgeräte mit Phasenanschnittsteuerung ($U_A = 150$ V, $I_A = 0,5$ A): a) mit Schmitt-Trigger als Schwellwertschalter, b) mit NPN-Transistor als Schwellwertschalter, c) mit PNP-Transistor als Schwellwertschalter



kleinere Spannungen werden die Ausschnitte aus der Sinushalbwellen 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 Istspannung des Netzes 250 bis 300 V.

Der Ausgangsstrom wird durch die höchstzulässige 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

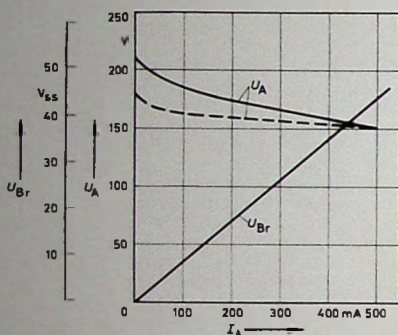


Bild 4. Ausgangsspannung U_A und Brummspannung U_Br als Funktion des Ausgangsstroms I_A (gestrichelte Kurve: U_A mit Nachführglied R_S , D 2 im Bild 3b)

in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom. Der Zusammenhang ist ungefähr der gleiche wie bei den üblichen Einweggleichrichterschaltungen mit Transformatoren. Mit einer vorgeschalteten Zweweggleichrichtung läßt sich die Brummspannung verringern. Einer Reduzierung der Brummspannung durch Vergrößern der Ladekondensatoren sind durch die dabei zunehmenden Ladestromspitzen Grenzen gesetzt. Diese Stromspitzen 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-

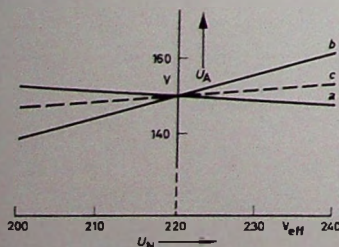


Bild 5. Ausgangsspannung U_A von Netzgeräten mit Phasenanschnittsteuerung: a Schaltung nach Bild 3a, b Schaltungen nach den Bildern 3b und 3c, c Schaltungen nach den Bildern 3b und 3c mit Z-Diode

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 $-5 \cdot 10^{-4}$ V/grd und für die Schaltung nach Bild 3c maximal $+5 \cdot 10^{-4}$ V/grd. 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

aufgenommene Leistung	abgegebene Leistung	Verlustleistung	Wirkungsgrad
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 ($I_A = 0,5$ 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 ($I_A = 0,5$ 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 konnten die in Tab. I genannten Werte gemessen werden.

1.2.5. Besonderheiten

Ohne zusätzliche Maßnahmen könnten beim Einschalten sehr große Ladestromspitzen 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_Z , C_Z , im Bild 3b R_S , C_E und im Bild 3c R_3 , C_E).

Beim Einschalten des Thyristors während der abfallenden Flanke der Sinushalbwellen entsteht im Netz eine Störspannung. Diese liegt ohne zusätzliche Maßnahmen weit über dem Störspannungswert nach dem Funkstörgrad N der VDE-Bestimmungen. Mit Hilfe eines LC-Gliedes (L_{st} , C_{st} im Bild 3) können die Netzgeräte entört 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 Grundschiung eines transformatorlosen Netzgerätes mit Kondensatorumladung (Bild 6) hat Ähnlichkeit mit der

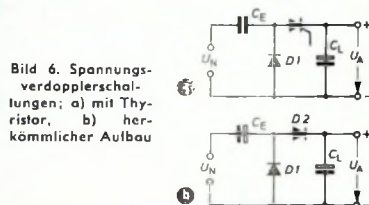


Bild 6. Spannungsverdopplerschaltungen: a) mit Thyristor, b) herkömmlicher Aufbau

Grundschiung 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

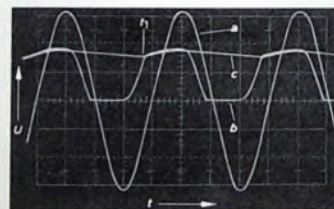


Bild 7. Zeitlicher Verlauf der Spannungen an den Kondensatoren C_E und C_L im Bild 6a sowie der Netzspannung: a) Netzspannung U_N , b) Spannung $U_N - U_{CE}$, die an D 1 auftritt, c) Spannung U_{CL} am Ladekondensator

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 Entladestrom 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

$$U_{CL}(t) = U_{CL1} + \frac{\int_{t_1}^t i \, dt}{C_L} - \frac{(t - t_1) I}{C_L} \quad (3)$$

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

$$U_{CL}(t) = U_{CL1}(t) + U_N(t) \quad (4)$$

verknüpft. Mit Gl. (1) ergibt sich daraus

$$\int i \, dt = C_E U_{CL1} - C_E U_{CL}(t) + C_E U_N(t). \quad (5)$$

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

$$U_{CL}(t) = \frac{U_{CL1}}{1 + \frac{C_E}{C_L}} + \frac{U_{CL1}}{1 + \frac{C_E}{C_L}} + \frac{U_N(t)}{1 + \frac{C_E}{C_L}} - \frac{(t - t_1) I}{C_E + C_L} \quad (6)$$

Die ersten beiden Glieder sind Gleichspannungen, während die Netzspannung U_N praktisch sinusförmig verläuft. Bei der Spannung U_{CL} 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 Entladestrom 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 Kondensatorumladung. Der Kondensator C_E ist so bemessen, daß er sowohl den aufgenommenen Strom bei einem Kurz-

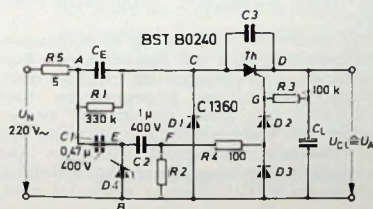


Bild 8. Schaltung eines Netzgerätes mit Kondensatorumladung (Dimensionierung nach Tab. II)

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 Anstiegs der Netzspannung ein Ladestrom in den Kondensator C_L .

Der Thyristor erhält nur dann eine Zündspannung, wenn die Spannung am 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 abgeschaltetem 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

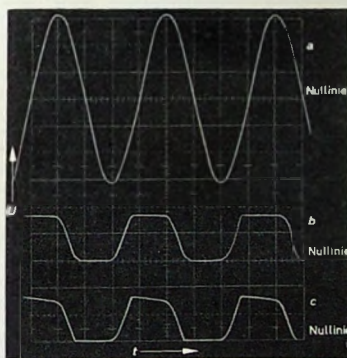


Bild 9. Entstehung der Thyristorsteuerspannung in der Schaltung nach Bild 8 (Zeitchase 5 ms je Rasterzeile, Spannungsachse 100 V je Rasterzeile); a Netzspannung U_N , b Spannung an der Z-Diode zwischen den Punkten E und B, c Spannung hinter dem Differenzglied zwischen F und B

Kondensator $C1$ 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 Differenzglied $R2, C2$ geleitet. Die Kapazität des Kondensators $C2$ muß einen ausreichend großen Steuerstrom für die Zündelektrode des Thyristors liefern können. Im vorliegenden Fall wurde $C2 = 1 \mu F$ gewählt. Im Zusammenwirken mit der Diode $D3$ entsteht schließlich eine Spannung mit dem im Bild 9,

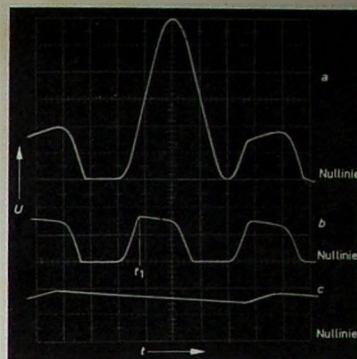


Bild 10. Zeitliche Spannungsverläufe im Umladekreis der Schaltung nach Bild 8 (Zeitchase 5 ms je Rasterzeile, Spannungsachse 100 V je Rasterzeile); a Spannung zwischen den Punkten C und B, b Spannung an der Steuerelektrode des Thyristors, c Spannung am Ladekondensator C_L ; Dachschräge der Spannung an der Steuerelektrode 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)

Kurve c, gezeigten Verlauf. Die Dachschräge dieser Spannung soll stärker sein als der zeitliche Spannungsrückgang am Ladekondensator C_L durch den Verbraucher (Bilder 10b und c). Dann kann der Thyristor nur in der Nähe des Nulldurchganges 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 Katode 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 Ladestoß überschritten wird.

Die in Tab. II zusammengestellten Angaben beziehen sich auf vier Ausführungsbeispiele von transformatorlosen Netzgeräten mit Kondensatorumladung. 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 (MP, 220 V~)	C_L (Elektrolytkondensator)	$D2, D3$	$R2$	$C3$ (MP, 600 V)	entnehmbarer Strom	Stromflußwinkel durch den Thyristor
30 V	28,5 V	20 μF	2500 $\mu F/35/40$ V	BAY 44	100 kOhm	0,56 μF	0,5 A	165°
150 V	147 V	20 μF	200 $\mu F/300/330$ V	BA 133	68 kOhm	0,82 μF	0,4 A	120°
265 V	250 V	25 μF	200 $\mu F/300/330$ V	BA 133	100 kOhm	1 μF	0,35 A	85°
330 V	320 V	25 μF	200 $\mu F/350/385$ V	BA 133	100 kOhm	1 μF	0,27 A	80°

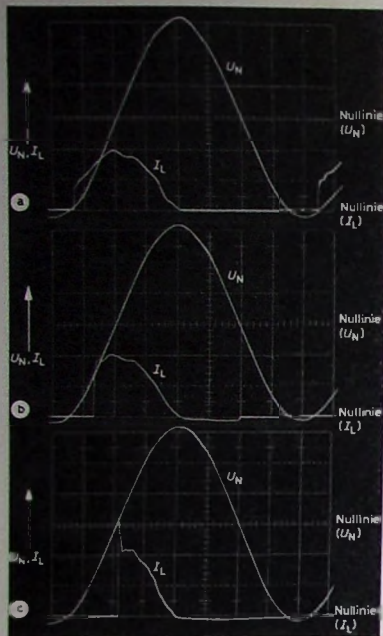


Bild 11. Zeitlicher Ladestromverlauf I_L der Schaltung nach Bild 8 und Netzspannung U_N (Zeitachse 2,5 ms je Rasterzeile, Spannungsschneise 100 V je Rasterzeile, Stromachse 1 A je Rasterzeile); a) Netzgerät für 30 V, 0,5 A, b) Netzgerät für 150 V, 0,4 A, c) Netzgerät für 330 V, 0,27 A

malladung von C_L 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

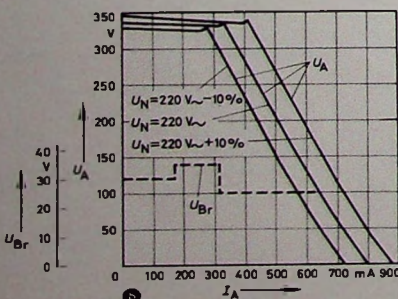
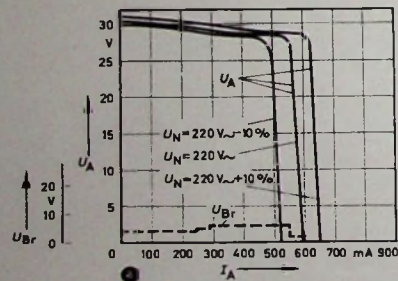


Bild 12. Ausgangsspannung U_A und Brummspannung U_{Br} als Funktion des Ausgangsstroms I_A mit der Netzspannung U_N als Parameter; a) Netzgerät für 30 V, 0,5 A, b) Netzgerät für 330 V, 0,27 A

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 zu großer Belastung bricht die Ausgangsspannung zusammen; die Bauelemente werden dabei jedoch nicht überlastet. Die Sprünge in der Brummspannung sind durch das angewendete Prinzip des bedarfsweisen 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-

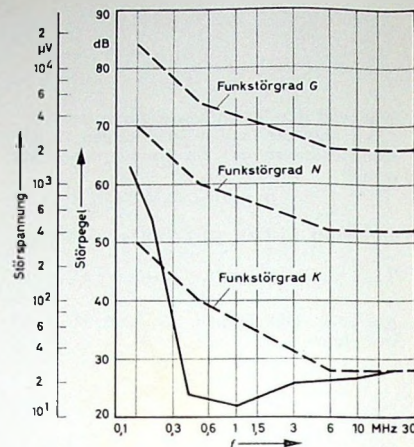


Bild 13. Frequenzgang der Funkstörspannung und des Störpegels bei einem Netzgerät mit Kondensatorumladung für 150 V, 0,4 A. Die gestrichelten Kurven zeigen zum Vergleich die Funkstörgrade G, N und K nach VDE 0875

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 Leistungsgruppe 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.

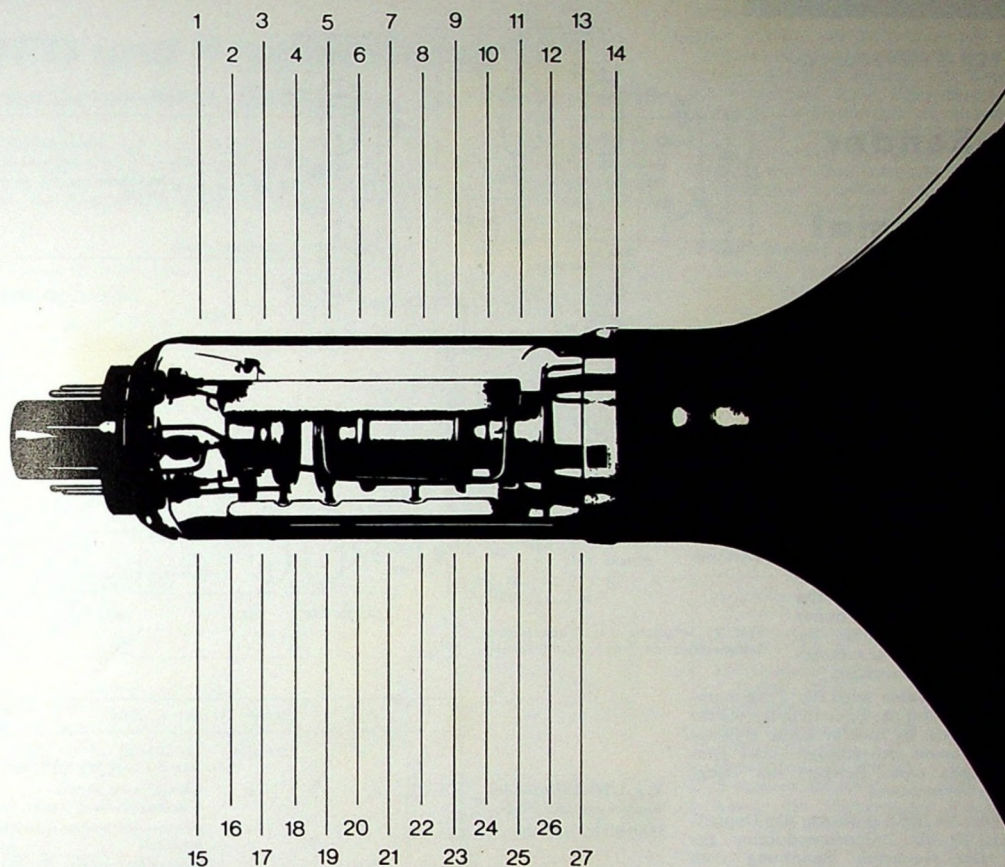
Unterschränke (serienmäßig in modernem Einbrennlack) sind mit abnehmbaren Seitenwänden, rückseitiger Tür, rückseitigem Eingangsstecker im Bodenrahmen und frontseitig mit einer Schukodose ausgestattet. Die Tischplatten (üblicherweise mit pastellblauem PVC-Belag) bestehen aus verstärkten Preßspanplatten,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

Neue Griffformen bei LötKolben

Die Firma Ersch 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-Lötnadel 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-



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) 35141, Telex: 07-23 594

Im weltweiten **ITT** Firmenverband



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

W. MEYER-STÜVE, DL 1 GA

DSB-Sender im Kleinformat

Im Amateurfunkbetrieb werden in zunehmendem Maße Einseitenbandsender mit Trägerunterdrückung benutzt. Den nahezu gleichen Effekt erreicht man aber auch mit Doppelseitenbandsendern 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 Versuchsgert gut beobachtet werden.

Im Balancemodulator wird der Träger unterdrückt, während die Seitenbänder durchgelassen werden, da hierfür keine Balance besteht. Es lassen sich Röhren- oder Diodenschaltungen (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 Steuergrittern von R6 3 gleichphasig zugeführt. Das Potentiometer P 1 im Gitterkreis des Balancemodulators symmetriert den Eingangskreis. Der Anodenschwingkreis C 1, L 2 von R6 3 ist ebenfalls symmetrisch aufgebaut. Der Drehkondensator C 1 erfordert einen von Masse isolierten Einbau. Zur isolierten Herausführung der Antriebsachse kann beispielsweise eine isolierte Kupplungsmuffe für 6-mm-Achsen von Mozar benutzt werden.

Wegen der Kompaktabweise 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 Katodenkreis von R6 1a und Telegrafie durch Auftastung einer 250-V-Spannung im Schirmgitter von R6 3. Die Inbetriebnahme des Quarzoszillators erfolgt durch Einstellen des Schwingquarzes (zum Beispiel 3,75 MHz).

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

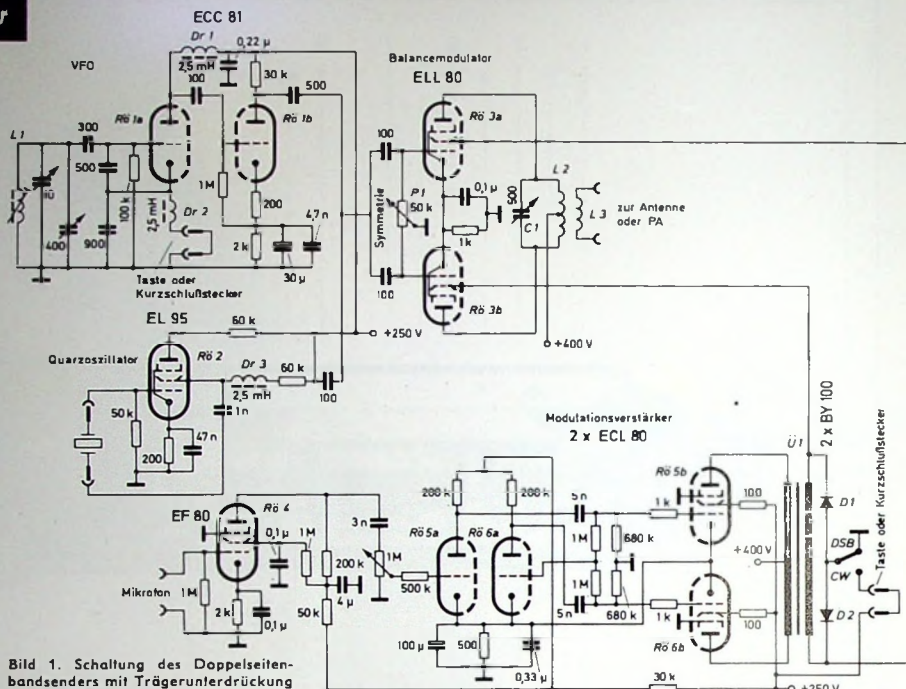


Bild 1. Schaltung des Doppelseitenbandsenders mit Trägerunterdrückung

Tab. I. Wickelraten der Spulen und des Modulationsübertragers

	Wdg.	Draht	Körper, Kern
L 1	26	0,2 CuLS	„B 5/25-512“
L 2	2 × 11	1 CuAg	„Gw 5/13 × 0,75 FC-FU II“
L 3	4	1 CuAg	Wickelkörper 30 mm Ø, Windungsabstand 1 mm zwischen die beiden Teilwicklungen von L 2 gewickelt
U 1	primär: 2 × 500 sekundär: 1000	0,1 CuL 0,1 CuL	Kern EI 48 (wenn die Sekundärwicklung ebenfalls eine Mittelanzapfung erhält, können die Dioden D 1 und D 2, die nur die elektrische Mitte herstellen sollen, entfallen)

50-kOhm-Potentiometer P 1 im Gitterkreis von R6 3 entsprechend verstellt. Eine weitere Möglichkeit bietet ein P 1 parallel geschaltetes Milliampereometer. Aber auch durch Abhören im Empfänger läßt sich die beste Einstellung ermitteln. Die gemessene Ausgangsleistung des Mustergerätes war 0,8 W bei 400 V Anodenspannung von R6 3. Bei Auftastung einer 250-V-Spannung im Schirmgitterkreis des Balancemodulators wurden 3 W erreicht. Wird eine größere Ausgangsleistung gefordert, so ist ein Endverstärker (PA) nachzuschalten. Auch die Sendeveruche ergaben gute Resultate. Die dänische Amateurstation OZ 3 WP wurde mit einem guten DSB-Signal geloggt. Die dem Verfahren nachgesagten Demodulationsschwierigkeiten konnten nicht beobachtet werden.

Allgemein ist zu sagen, daß in SSB/DSB-Technik betriebene Sender mit größeren Leistungen starke Störungen benachbarter Stationen hervorrufen können, wenn die Trägerunterdrückung falsch eingestellt ist oder ein zu hoher Modulationsgrad vorliegt. Diese Störungen können größer sein als die von amplitudenmodulierten Sendern erzeugten. Dies gilt auch für kommerziell hergestellte Geräte. Im Interesse der Fairneß anderen Funkamateure gegenüber ist daher der Betriebseinstellung größte Aufmerksamkeit zu widmen.

Amateurfunk auf der Hannover-Messe

Der Amateurfunk wird vom 27.4. bis 5.5.1968 mit einem repräsentativen Stand auf dem Messe-Freigelände an der Nordallee, Ecke Stahlstraße, auf dem Ausstellungsgelände der Rheinstahl-Gruppe vertreten sein. Die im Deutschen Amateur Radio-Club (DARC) und im Verband der Funkamateure der Deutschen Bundespost (VFDB) organisierten Amateure werden hier sichtbar für alle Besucher die Verbindung zur Welt und mit den Gästen auf der Messe demonstrieren. Zugleich soll die Öffentlichkeit über Sinn und Zweck des Amateurfunks und die geltenden Lizenzbestimmungen aufgeklärt werden. Unter dem Sonderschein DL 8 M (= Messe Hannover) werden moderne Amateurfunkstationen betrieben. Eine Funklernschreibstation wird die neuesten Amateurnachrichten gedruckt auswerfen. Äußeres Wahrzeichen wird die Antennenanlage mit dem freistehenden 30-m-Stahlrohrmast von Rheinstahl sein. Der Stand ist von 9.00 Uhr bis 18.00 Uhr durchgehend besetzt. Außer dem verglasten Senderraum steht ein kleines Konferenzzimmer zur Verfügung. Funkamateure, die sich dem Messegelände nähern, können mit einem Handfunksprechgerät sofort Kontakt mit der Messe-Amateurfunkstelle aufnehmen und für sie hinterlassene Nachrichten entgegennehmen oder einen Treffpunkt vereinbaren.

DARC und VFDB laden alle Funkamateure und Interessierten ferner zum Treffen am Sonnabend, dem 4.5.1968, ins Restaurant des Postparlaments, Hannover, Bischofsholerdamm 121, ein; offizieller Beginn 19.00 Uhr. Neben der internationalen Fachsimpelei wird die leichte Muse dafür sorgen, daß auch die Damen zu ihrem Recht kommen.

BFO und Produktdetektor

Zwei Transistor-Mini-Bausteine für Koffersuper

Leistungsfähige Koffereempfänger werden von KW-Amateuren immer mehr für Telegrafie- und SSB-Empfang verwendet. Verschiedene Spitzenkoffer sind bereits mit BFO und Produktdetektor ausgestattet. Die in diesem Beitrag beschriebenen Mini-Bausteine sind für den Selbstbau bestimmt und eignen sich für Telegrafieempfang beziehungsweise für Telegrafie- und SSB-Empfang.

Mini-BFO-Baueinheit

Daten der BFO-Baueinheit

Frequenz:	etwa 460 kHz
Abstimmung:	Kapazitätsdiode
Stromaufnahme:	0,2 mA
Betriebsspannung:	1,5...12 V
Bestückung:	BC 107 B

Die BFO-Baueinheit ist als Zusatz für Koffereempfänger gedacht. Damit lassen sich die Zeichen unmodulierter Telegrafiesender in eine Tonfrequenz umwandeln. Der BFO wird auf eine höhere oder niedrigere Frequenz als die der ZF-Stufen abgestimmt und sein Signal dann zusammen mit der ZF demoduliert. Bei CW-Signalen ist dann die Differenzfrequenz hörbar.

Schaltung

Der Transistor T_1 (BC 107 B), der eigentlich fast ausschließlich als NF-Transistor Verwendung findet, kann in der Schaltung nach Bild 1 wegen seiner verhältnismäßig hohen Transistorkapazität (30 MHz) ohne weite-

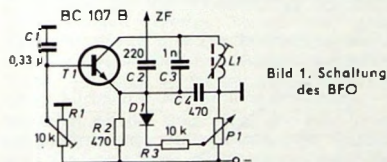


Bild 1. Schaltung des BFO

res verwendet werden. Der Arbeitspunkt des in Basisschaltung arbeitenden Transistors wird mit dem Regler R_1 eingestellt. Die Stufe mit dem Kreis C_3, C_4, L_1 ist infolge der kapazitiven Spannungsteilung durch die Schwingkreis Kondensatoren C_3, C_4 zum Emittor rückgekoppelt.

Der BFO wird mittels der Kapazitätsdiode D_1 abgestimmt. Diese verändert durch die Parallelschaltung zu C_4 die Gesamtkapazität. Über den Regler P_1 und den Schutzwiderstand R_3 führt man der Diode D_1 die zur Kapazitätsänderung erforderliche variable Vorspannung zu.

Die BFO-Einheit wird mit der Batteriespannung des Koffereempfängers betrieben. Sie arbeitet einwandfrei bei Versorgungsspannungen zwischen 1,5...12 V. Da bei höherer Spannung das Gerät eine größere Schwingamplitude hat, muß dann der Kopplungskondensator C_2 , der das BFO-Signal am Emittor des Transistors T_1 abgreift, verkleinert werden. Das Verhältnis von BFO- zu ZF-Signal darf nicht zu groß sein, da sonst schwächere Telegrafiesender mitgezogen werden und dadurch unhörbar bleiben.

Mechanischer Aufbau

Alle Bauteile werden liegend auf der 2,6 cm × 3,5 cm großen Resopalplatte (Bild

der 2 und 3) angeordnet und unter der Platte in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Die Verdrahtung ist kreuzungsfrei möglich.

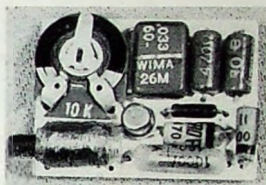


Bild 2 (oben). Ansicht der BFO-Baueinheit

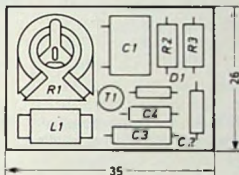


Bild 3. Aufbau der Einzelteile auf der Montageplatte

Spule L_1 wird aus 0,2 mm dickem CuL-Draht gewickelt. Auf den 5 mm dicken Spulenkörper wickelt man etwa 200 Windungen in 5 Lagen auf. Man erreicht dann

eine Induktivität von etwa 0,3 mH bei halb eingedrehtem Kern.

Beim Einbau des BFO-Zusatzes in einen Koffereempfänger muß auf die richtige Einbaulage geachtet werden, um Kopplungen zu vermeiden. Eine abgeschirmte Zuleitung zum ZF-Verstärker ist unbedingt notwendig, da sonst der Empfänger eventuell durch von außen einfallende Störungen zugestopft wird. Den Abstimmregler mit Ein-Aus-Schalter befestigt man je nach Gerät an einer der Gehäusewände.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor das Gerät in Betrieb genommen wird, untersucht man die Verdrahtung auf etwaige Fehler. Dann stellt man den Schleifer des Trimpotentiometers R_1 auf Masse, um beim Einschalten den Transistor nicht zu zerstören. Anschließend wird mit R_1 die Stromaufnahme auf etwa 0,2 mA eingestellt und durch Verdrehen des Spulenkerns von L_1 die Frequenz etwa 1 kHz höher als die der ZF abgestimmt. Es ist darauf zu achten, daß die Kapazitätsdiode D_1 in Sperrrichtung eingelötet ist, da sie sonst ihre Funktion als variabler Kondensator nicht erfüllt.

Einzelteilliste für BFO-Baueinheit

Kondensatoren (C_1 : 60 V = ; C_2, C_3, C_4 : 400 V =)	(Wima)
Trimpotentiometer „59 Tr“, 0,08 W	(Dralowid)
Potentiometer (P_1) „58 Z m. DS 16“	(Dralowid)
Widerstände, 0,5 W	(Dralowid)
Spulenkörper „B 4/24-829“ mit Kern	(Vogt)
Kapazitätsdiode BA 112	(Intermetall)
Transistor BC 107 B	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

SSB-Zusatz (BFO+Produktdetektor)

Daten des SSB-Zusatzes

BFO-Frequenz:	etwa 460 kHz
Abstimmung:	Kapazitätsdiode
Stromaufnahme:	0,25 mA
Betriebsspannung:	1,5...12 V
Bestückung:	2 × BC 107 B

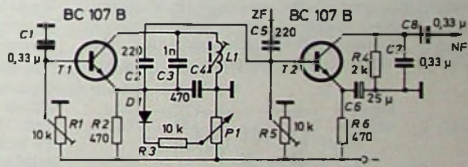


Bild 4. Schaltung des SSB-Zusatzes

Der SSB-Zusatz besteht aus einem BFO als Trägeroszillator und dem Produktdetektor als Mischer. Die Schaltung des BFO ist vorstehend eingehend beschrieben. Deshalb werden hier nur die Schaltung und der Aufbau des Produktdetektors näher erläutert.

Der SSB-Zusatz zum Empfang von Stationen in Einseitenbandtechnik kann wegen seiner geringen Abmessungen in den meisten Koffereempfängern leicht untergebracht werden.

Schaltung

Das BFO-Signal gelangt über C_2 (Bild 4), die Zwischenfrequenz über C_5 an die Basis des Transistors T_2 (BC 107 B). Mit dem Trimpotentiometer R_5 wird der Arbeitspunkt festgelegt. Kondensator C_7 siebt die restliche HF am Kollektor aus. Über C_8 wird die NF ausgekoppelt und dem Verstärker zugeführt. Auch hier ist C_2 bei höheren Betriebsspannungen zu verkleinern.

Einzelteilliste für SSB-Zusatz

Kondensatoren (C_1, C_7, C_8 : 60 V = ; C_2, C_3, C_4, C_5 : 400 V =)	(Wima)
Elektrolytkondensator (C_6 : 3 V =)	(Wima)
Trimpotentiometer „59 Tr“, 0,08 W	(Dralowid)
Potentiometer (P_1) „58 Z m. DS 16“	(Dralowid)
Widerstände, 0,5 W	(Dralowid)
Spulenkörper „B 4/24-829“ mit Kern	(Vogt)
Kapazitätsdiode BA 112	(Intermetall)
Transistoren 2 × BC 107 B	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

Mechanischer Aufbau

Der Aufbau des SSB-Zusatzes wird auf einer 2,6 cm × 6,8 cm großen Resopalplatte (Bilder 5 und 6) durchgeführt. Links auf

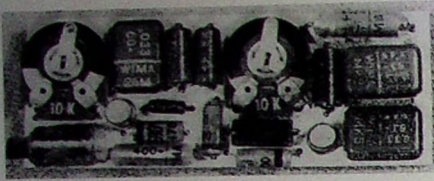


Bild 5. Blick auf den SSB-Zusatz. Links ist der Oszillator, rechts der Produktdetektor aufgebaut

der Platte ist der BFO, rechts der Produktdetektor angeordnet. Unter dem Basisspannungsteiler $R1$ des BFO-Teiles ist die Spule $L1$, rechts daneben sind der Transistor $T1$ und die Kapazitätsdiode $D1$ untergebracht. Auf dem rechten Teil befindet sich der Transistor $T2$ des Produktdetektors mit den NF-Auskoppel- und HF-Abblockkondensatoren.

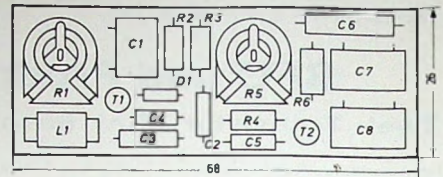


Bild 6. Anordnung der Bauelemente auf der Resopalplatte

FT 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 k Ω m
Transistoren:	4 \times 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 entzerren.

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 Plattenspielerchassis oder in einem Verstärkergehäuse untergebracht werden.

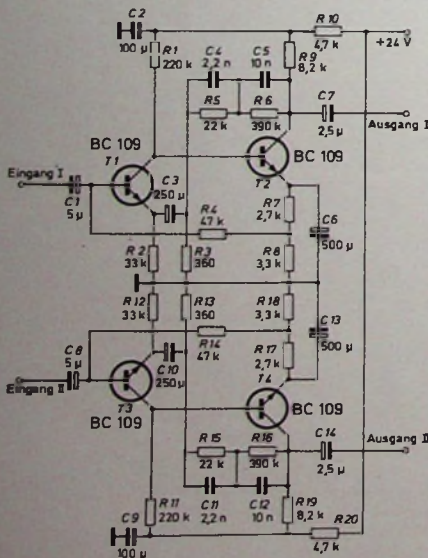
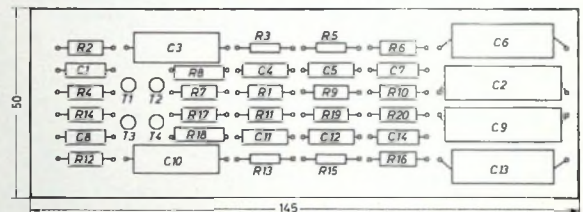


Bild 1. Schaltung des kompletten Stereo-Entzerrer-Vorverstärkers

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 $R4$ von 47 k Ω m festgelegt. Der Kondensator $C3$ (250 μ F) trennt den Transistor $T1$ (BC 109) von Gleichströmen des frequenzabhängigen Gegenkopplungsglieds $C4$, $C5$, $R5$, $R6$. $C2$ stabilisiert und siebt die Betriebsspannung.

Aufbau

Die beiden Kanäle des Verstärkers sind entsprechend den Bildern 2 und 3 auf einer doppellagigen 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 Verdrah-

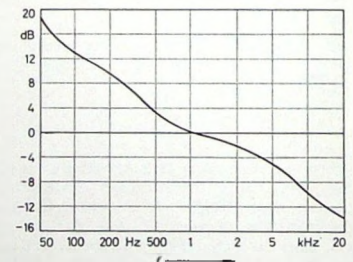


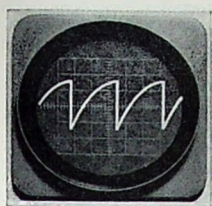
Bild 4. Frequenzgang des Entzerrer-Vorverstärkers

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 entzerzt.

W. W. Diefenbach

Einzelteilliste

Widerstände ($R1 \dots R20$, 0,5 W)	(Siemens)
Kondensatoren „FKS“ ($C4$, $C11$: 100 V $_{\text{eff}}$) und „MKS“ ($C5$, $C12$: 100 V $_{\text{eff}}$)	(Wima)
Elektrolytkondensatoren ($C1$, $C3$, $C6 \dots C8$, $C10$, $C13$, $C14$: 10/12 V $_{\text{eff}}$)	(Wima)
Elektrolytkondensatoren ($C2$, $C9$: 35/35 V $_{\text{eff}}$)	(Telefunken)
Transistoren 4 \times 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 Kippspannung 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 Thyatrons 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 ungebräuchlich.

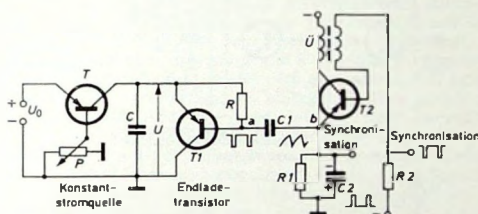


Bild 57. Aufladung mit konstantem Strom über Transistor

Bild 57 zeigt eine erheblich kompliziertere, jedoch modernere Schaltung, die mit Transistoren arbeitet und selbständig Kipp-schwingungen 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, $T1$ übernimmt die Funktion des Schalters S im Bild 52, und $T2$ sorgt dafür, daß dieser Schalter periodisch geöffnet und geschlossen wird. Dieser Transistor bildet zusammen mit dem Über-träger U und dem RC-Glied $R1, C2$ in der Emittlerleitung einen Sperrschwinger, dessen Wirkungsweise bekannt sein dürfte. Im Augenblick des Einschaltens setzen die Schwingungen ein, und der Emittlerkondensator $C2$ wird durch den starken Emittlerstrom schnell mit der eingetragenen Polarität aufgeladen. Ist der Emittler genügend negativ geworden, so reißen die Schwingungen ab. Nun kann sich $C2$ über $R1$ langsam entladen, was einem Anstieg der Spannung an $C2$ in positiver Richtung entspricht. Sobald der Emittler ausreichend positiv ist, setzen die Schwingungen erneut ein, der obere Anschluß von $C2$ wird wieder negativ usw. Wir erhalten dabei, wie im Bild 57 eingetragen, am Emittler eine exponentiell verlaufende Kipp-schwingung mit verhältnismäßig langsamem Anstieg und schnellem Abfall. Das Produkt $R1 \cdot C2$ bestimmt im wesentlichen die Periodendauer dieser Schwingung, da der steile Abfall, die „Rücklaufzeit“, wegen des kleinen Entlade-widerstandes über die Emittler-Kollektor-Strecke von $T2$ nur einen Bruchteil der Gesamtperiode ausmacht.

Diese Schwingung gelangt nun über $C1$ zur Basis von $T1$. $C1$ bildet in Verbindung mit R , dem Basiswiderstand von $T1$, ein Differenzierglied, und das bedeutet, daß am Punkt a im Gegen-satz zum Punkt b nur noch die steilen Rücklaufspitzen der Kipp-spannung auftreten. Diese Spitzen sind es, die den Schalter S im Bild 52 periodisch schalten, da sie den Transistor $T1$ öffnen. Fehlen die Impulse, so bleibt $T1$ gesperrt, weil seine Basis dann Emittlerpotential hat.

Nun betrachten wir T in Verbindung mit $T1$ und nehmen zu-nächst an, daß an a keine Impulse vorhanden sind. Dann kann sich C über die Emittler-Kollektor-Strecke von T zeitlinear auf-laden, denn die Kollektorstrom-Kollektorspannungs-Kennlinie von T verläuft in der hier vorliegenden Basis-schaltung praktisch

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

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

Bleibe $T1$ dauernd gesperrt, so würde sich C allmählich auf den Wert U_0 aufladen und dort verharren. Treten jedoch an a Im-pulse auf, so wird beim Eintreffen des ersten die Emittler-Kollek-tor-Strecke von $T1$ leitend, und C kann sich bis auf den Wert der Emittler-Kollektor-Restspannung $U_{CE\text{ sat}}$ von $T1$ entladen. Fällt dann der Impuls wieder fort, so beginnt eine erneute Aufladung.

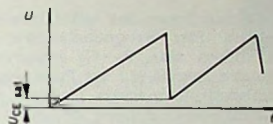


Bild 58. Kurvenform der linearisierten Spannung

Bild 58 zeigt den Verlauf der so zustandegekommenen Kippspan-nung, deren Frequenz durch die Frequenz des Sperrschwingers $T2$ bestimmt ist. Diese wiederum hängt (abgesehen vom Einfluß der verschiedenen Spannungen usw.) vor allem von der Zeitkon-stante $R1 \cdot C2$ ab.

Lassen wir nun den Ladestrom I von T sowie die Kapazität C konstant, erhöhen jedoch laufend die Kippfrequenz von $T2$, so kann sich C immer weniger weit aufladen, da schon bald ein neuer Entriegelungsimpuls auf die Basis von $T1$ 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 $T2$ stehen, das heißt, es muß

$$\frac{U \cdot C}{I} \approx K \cdot R1 \cdot C2 \quad (29)$$

sein. Darin bedeutet K einen konstanten Faktor. Machen wir die linke Seite von Gl. (29) erheblich größer als die rechte, so ver-kleinert sich die Kippspannung, während sie sich im umgekehr-ten Fall erhöht. Mit dem Potentiometer P im Bild 57 können wir den Ladestrom und damit den Wert des Ausdrucks $U \cdot C/I$ ver-ändern; P wirkt also als Amplitudenregler. Die Kippfrequenz (Frequenz der Zeitablenkung) kann jedoch nur durch $R1$ und $C2$ beeinflußt werden, denn sie hat den Wert

$$f \sim \frac{1}{K \cdot R1 \cdot C2} \quad (30)$$

Wir kommen nun zu einem weiteren wichtigen Problem. Soll auf dem Leuchtschirm der Oszillografenröhre ein stehendes Bild erscheinen, dann muß die Kippfrequenz starr mit der Vorgangs-frequenz verknüpft sein; es muß „Synchronismus“ herrschen. Diesen Synchronismus kann man nun in einer Schaltung nach Bild 57 durch eine zusätzliche Beeinflussung des Transistors $T2$

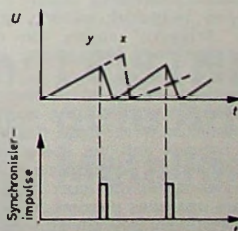


Bild 59. Zum Prinzip der Synchronisierung

erzwingen, indem man Impulse, die man aus der Meßfrequenz ableitet, beispielsweise dem Emittler von $T2$ 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 Kippspannung, 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 Emittor schlagartig so stark positiv, daß T_2 bereits früher, nämlich im Punkt y , geöffnet wird. Infolgedessen 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

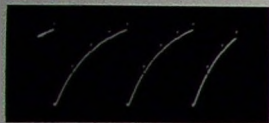


Bild 60. Wirkung von Synchronisierimpulsen auf eine Kippschwingung: erst jeweils der vierte Impuls löst den Rücklauf der Kippschwingung aus, da die Spannung erst dann auf einen genügenden, zum Rücklauf ausreichenden Wert gestiegen ist

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 Zeitablenkungsspannung, die durch P eingestellt werden kann, bestimmt die Länge der Horizontalinie auf dem Leuchtschirm, die sogenannte Zeitlinienlänge. Unter dem Synchronisierbereich 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 Elektronenstrahloszillografie 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 Emittor, so daß T leitet. Sein Kollektorstrom ruft an R_2 einen Spannungsabfall hervor, so daß zwischen Kollektor und Emittor von T praktisch nur die Emittor-Kollektor-Restspannung, also praktisch Emittorpotential, herrscht. Diese Spannung liegt auch an der Basis von T_1 und führt zu dessen Öffnung. Infolgedessen ist der Widerstand zwischen Kollektor und Emittor von T_1 sehr klein, und da er parallel zu C_1 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-Restspannung 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 „Anschießen“ der Schaltung bewirkt und Triggerimpuls genannt wird. Dieser Impuls führt zu einer vorerst kurzzeitigen Sperrung von T , so daß dessen Kollektorspannung negativ wird. Diese Spannung ist jetzt auch an der Basis von T_1 wirksam und führt zu dessen Sperrung. Nunmehr ist der Widerstand zwischen Kollektor und Emittor von T_1 sehr hoch, und C_1 kann sich über R_4 aufladen. Der Ladestrom ruft an R_3 einen Spannungsabfall mit der eingetragenen Polarität hervor, und dieser Spannungsabfall gelangt über die mit „Rückführung“ bezeichnete Leitung sowie über R_1 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 T_1 gesperrt, und zwar so lange, bis die Ladung von C_1 praktisch beendet ist. Dann ist der Ladestrom und damit der Spannungsabfall an R_3 so klein, daß T zu leiten beginnt. Gleichzeitig wird die Spannung an der Basis von T_1 immer positiver, so daß T_1 sehr schnell öffnet und sich C_1 über die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors ent-

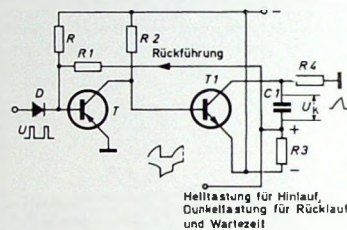


Bild 61. Triggerbare Kippschaltung

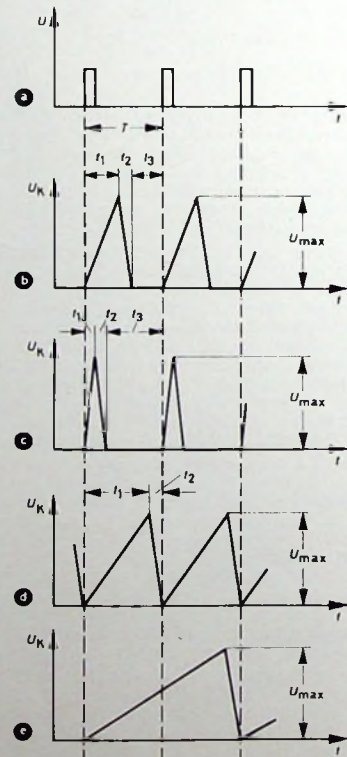


Bild 62. Verschiedene Triggerzustände

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 selbständig 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 selbständig, 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 Elektronenstrahloszillografen 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 Zeitdauer 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 schmaler 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

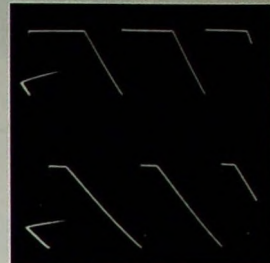


Bild 63. Typisches Oszillogramm für eine getriggerte Zeitablenkspannung. Man erkennt deutlich die Wartezeit und den Hinlauf. Der Rücklauf ist so kurz, daß er im Oszillogramm kaum noch zu sehen ist; der Hinlauf verläuft streng zeitlinear

eine sehr exakte und ruhige Wiedergabe des Oszillogramms. Normgemäß wird übrigens die in Richtung der Zeitachse für 1 cm Strahlauslenkung benötigte Zeit als Zeitmaßstab bezeichnet, den man in s/cm, in ms/cm oder auch in μ s/cm mißt. Dieser Zeitmaßstab ist bestimmend 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 Bildausschnittes, und als Triggerung wird die Auslösung jeder einzelnen Zeitablenkung eines nicht selbständig 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-Fl-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 hineinzeigende Emittierpfel gehört an die obere Zuführung).

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

$$U_{CE\ 0\ min} = 1,15 \cdot U_B \quad (8)$$

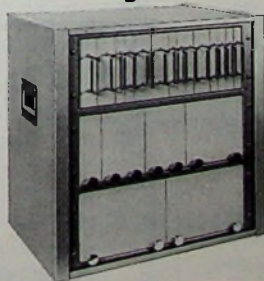
Vom Kleingehäuse



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 kratzfesten 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 OKLOBZIJIA
 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

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis

NTSC · PAL · SECAM

- von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)
 330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhang
 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

Diode-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-Stereophonie

- 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

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

Meisterschule für das Radio- und Fernsichttechnikerhandwerk 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

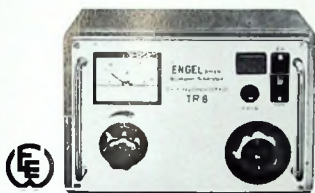
Modernste technische Ausstattung und beste Lehrkräfte!

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

Fordern Sie einen kostenlosen Prospekt und Anmeldeformulare an!

REGEL-TRENN- TRANSFORMATOR Type TR 8

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



ENGEL GMBH
62 WIESBADEN-SCHIERSTEIN
Rheingaustraße 34-36
Telefon: 60821 - Telex: 4186860

Christiani Elektronik-Labor

Grundlagen der Elektronik.
Vermittelt durch neuartigen Fernlehrgang.
Nach der Methode Christiani.
Erlebt in selbstaufgebauten 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



AA116	DM -50
AA117	DM -55
AC122 gn	DM 1.25
AC151 V	DM 1.60
AC187/188 K	DM 3.45
AD133 III	DM 6.95
AD148 V	DM 3.95
AF118	DM 3.35
BC107 A;B	DM 1.20 10/DM 1.10
BC108 A;B;C	DM 1.10 10/DM 1.10
BC109 B;C	DM 1.20 10/DM 1.10
BC170 B	DM 1.05 10/DM -95
BF115	DM 3.20 10/DM 3.10
ZG2.7... ZG33	je DM 2.40
2N706	DM 1.65 10/DM 1.55
2N708	DM 2.35 10/DM 2.20
2N2218	DM 3.10 10/DM 2.90
2N2219 A	DM 4.35 10/DM 3.95
2N3702	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-Bausteinbibliothek - eine moderne
Schaltungssammlung von HF/NF-
Baugruppen mit Beschreibungen und
Bildern.

Schutzgebühr DM 3.50; Nachn. 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

Tongeneratoren m. Netz- u. Vibr.

12x6 Oktaven, Bausatz	DM 438,50
12x8 Oktaven, Bausatz	DM 529,50
Stummelpedal 13 Tasten	DM 76,70
Stummelpedal 25 Tasten	DM 127,70
Kirchenorgelpedal	
30 Tasten	DM 229,50
Schweller m. Folienwiderst.	DM 35,-
Orgelgehäuse auf 4 Beinen	
mit Deckel für 1 Manual	DM 99,-
Orgelgehäuse mit durch-	
gehenden Wangen	
für 1 Manual	DM 174,50
dito für 2 Manuale	DM 350,-
Bänke 60 cm	DM 79,50
100 cm	DM 120,-
125 cm	DM 136,50

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 Reparaturen,
trotzdem Garantie u. Umtauschrecht.
Kleinste Raten. Fordern
Sie Gratis-Katalog 907 T

NOTHEL Deutschlands größtes
Schreibmaschinenhaus

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, Kalkheim/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 Bewerbungs-
unterlagen 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

VALVO

Bauelemente für
die gesamte Elektronik

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 0468/641

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 Wärmehaushalts 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 Freizügigkeit bei der Schaltungsauslegung.



Wir stellen aus
Halle 11, Stand 1314



VALVO GmbH Hamburg