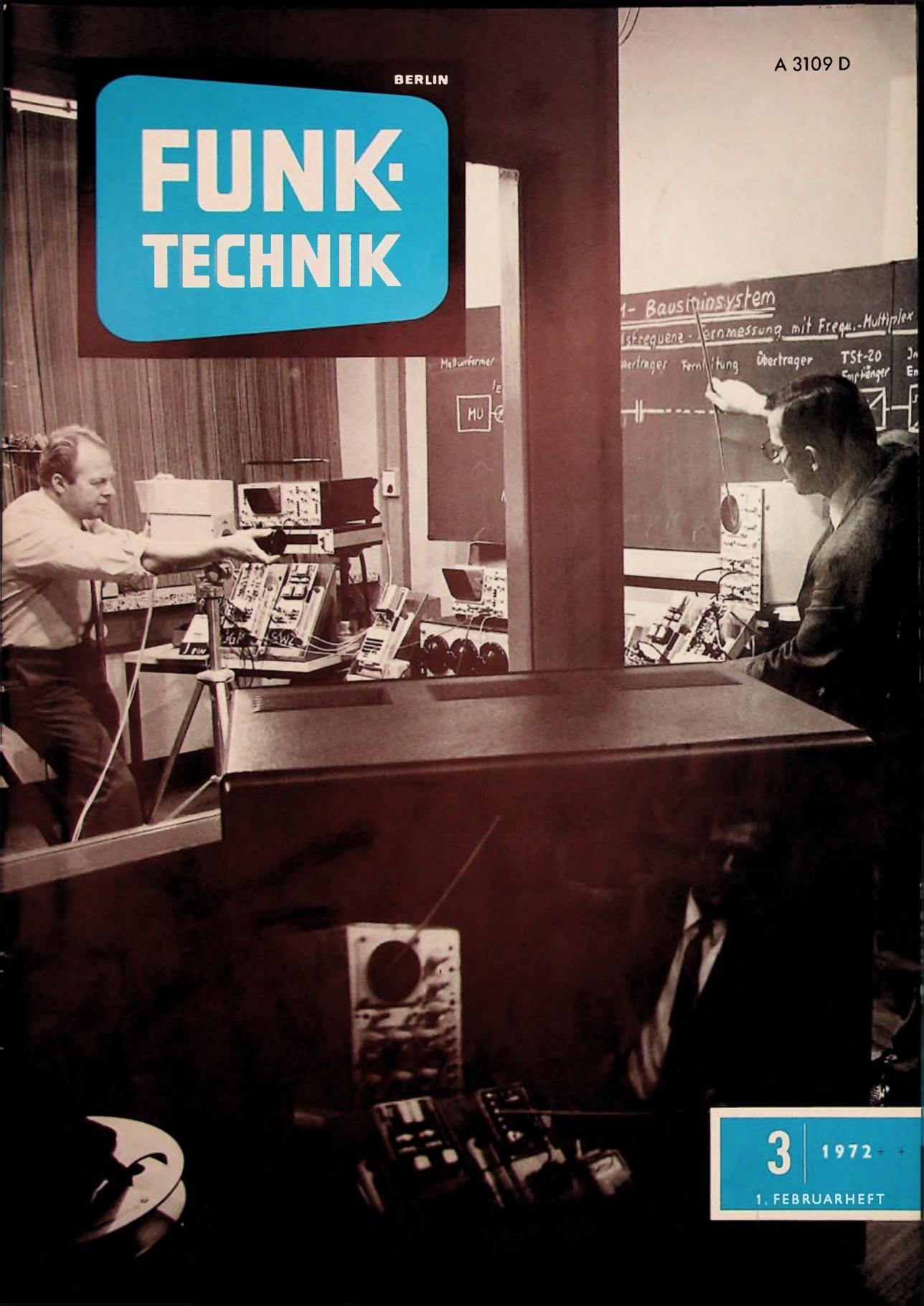


BERLIN

A 3109 D

FUNK- TECHNIK



Meßverfahren



1- Bausteinssystem

1stfrequenz - Vermessung mit Frequ.-Multiplex

Übertrager Fernleitung Übertrager TSt-20 Empfänger

3

1972

1. FEBRUARHEFT

Spitzenschreiber

XY-Schreiber ZSK: Spitzenschreiber aller Zweikoordinatenschreiber dank seiner einmaligen dynamischen Eigenschaften.

- Schreibgeschwindigkeit in X- und Y-Richtung > 150 cm/s
- Startbeschleunigung > 7 g
- Überschwingen < 1 mm, unabhängig von der Sprungamplitude

Der ZSK im Prinzip ein selbstabgleichender Kompensator, verfügt über völlig getrennte Systeme für jede Koordinate. Ein fernsteuerbarer Zeitbasis-Generator (0,1 ... 10 s/cm) für X- oder Y-Richtung ist im Grundgerät eingebaut. Eingänge erdfrei; Polarität durch Tastendruck wählbar. Bequeme und saubere Handhabung durch Kugelschreiberminen und elektrostatische Papierhalterung; Formate bis DIN A3. Symbolgenerator zum Schreiben von Punkt- (8 Symbole) und Polygon- diagrammen zusätzlich lieferbar. Vielseitige Anwendung durch fünf verschiedene – mit einem Griff auswechselbare – Einschübe, verwendbar gleichermaßen für ZSK und YT-Schreiber ZSG 1:

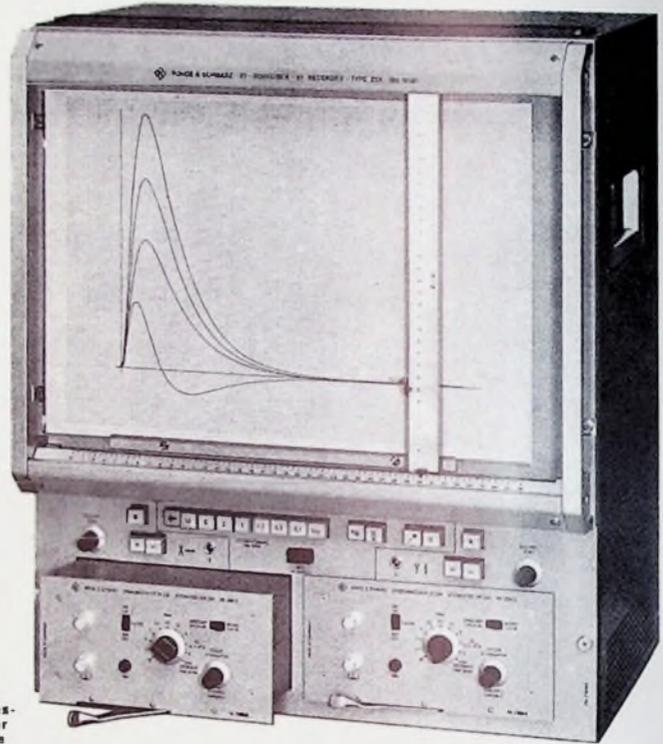
Spannungsteiler-Einschub: Ablenkfaktor 0,1 ... 10 V/cm, Eingangswiderstand 5 ... 1000 M Ω

DC-Verstärker-Einschub: Ablenkfaktor 10 μ V/cm ... 11 V/cm, Eingangswiderstand 1 ... 10 M Ω

Log. DC-Verstärker-Einschub: Darstellung von Spannungen und Strömen (DC) im lin. dB-Maßstab. Dynamikumfang 80 dB. Ablenkfaktor 2/4/6/8 dB/cm (kalibriert) oder 0,8 ... 8 dB/cm stetig.

AC-DC-Converter-Einschub: Frequenzbereich 10 Hz ... 300 kHz, Ablenkfaktor 0,02 ... 1 V/cm.

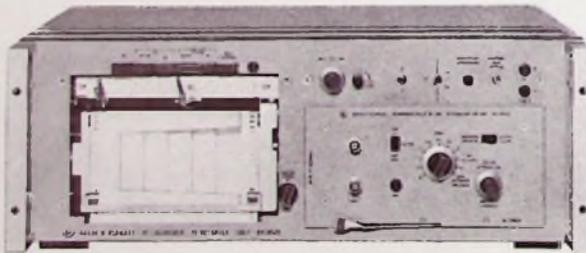
f-DC-Converter-Einschub: Erzeugung eines linearen Frequenzmaßstabes bis 2 MHz, Ablenkfaktor 10 Hz/cm ... 50 kHz/cm.



ZSK: einfacher Austausch der Einschübe durch Schnellverriegelung

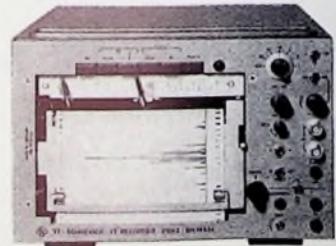
YT-Schreiber ZSG 1: ein vielseitiger Gleichspannungsschreiber zur Absolutwert- und Quotientenregistrierung mit ZSK-Einschubprogramm. Neben den ausgezeichneten dynamischen Eigenschaften – Übergangszeit 100 ms bei 10 cm Schreibbreite, Überschwingen < 1 mm – kennzeichnen den ZSG 1 hohe Genauigkeit, Temperaturstabilität und Robustheit.

YT-Schreiber ZSG 2: ein preisgünstiges Kompaktgerät, das nicht nur in den dynamischen Eigenschaften dem ZSG 1 gleicht; wählbare Nullpunktlage und Mitlaufpotentiometer gehören ebenso dazu wie fernsteuerbare Registrierfunktionen. **Ablenkfaktor 1 mV/cm ... 10 V/cm, Spannungsregistrierung bis \pm 300 V.**



ZSG 1 mit Spannungsteiler-Einschub.

ZSG 2



Datenblätter oder unverbindliche Vorführung gern auf Wunsch.



ROHDE & SCHWARZ

Zentralvertrieb:
8000 München 80
Mühlhofstraße 15
Tel. (0811) 41 29-1
Telex 523 703

Vertrieb und Service:
1000 Berlin 10
2000 Hamburg 50
5000 Köln 1
7500 Karlsruhe
8000 München 2

Ernst-Reuter-Platz 10
Große Bergstraße 213-217
Sedanstraße 13-17
Kriegsstraße 39
Dachauer Straße 109

Tel. (0311) 341 4036
Tel. (0411) 381466
Tel. (0221) 77 22-1
Tel. (0721) 239 77
Tel. (0811) 5210 41



AUS DEM INHALT

1. FEBRUARHEFT 1972

gelesen - gehört - gesehen	76
FT meldet	78
Erforschung des Mars	79
Human-Factor-Untersuchungen	80
Verfahren zur galvanischen Abscheidung dimensionsstabiler FeNi-Legierungen	80
Ionenimplantation zur Halbleiterdotierung	80
Magnetische Bildaufzeichnung Anschluß von Bildaufnahme- und Bildwiedergabegeräten an Farbfernsehempfänger	81
Lautsprecheranlage für das Münchener Olympiastadion	85
Meßtechnik Digital-Vielfachmeßgerät mit automatischer Bereichsumschaltung	86
Vorgeregelt Chopper-Netzteile für 100 und 200 W	88
Winkelcodierer mit Halbgenerator-Abtastung	88
Elektroakustik Elektronisch gesteuerte Lichteffect-Anlagen für Diskotheken	89
Personliches	90
Für den KW-Amateur Frequenzstabiler 2-m-Steuerender	91
Bauelemente Optoelektronische Bauelemente	95
Sender und Programme	98
Service-Technik Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern	99
Für den jungen Techniker Der Multivibrator in Theorie und Praxis	103
Lehrgänge	106

Unser Titelbild: Im Prozeßrechner-Schulungszentrum von Siemens in Karlsruhe arbeitet man mit modernen Unterrichtsmethoden: in einzelnen Kursen werden 40 % der Vorträge als „Fernsehkonserven“ geboten. Die erforderlichen Unterrichtsfilme werden in einem firmeneigenen Studio auf Magnetband aufgezeichnet.
Aufnahme: Siemens

Aufnahmen, Verfassers, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167, Tel. (03 11) 4 12 10 31, Telex 01 81 632 vrftk, Telegramme: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radcke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Stellvertreter: Dietrich Gebhardt, Chefgraphiker: Bernh. W. Beerwirth, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheckkonto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1. Berlin 65, Konto 79302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 3,- DM, Auslandspreise lt. Preisliste (auf Anforderung). Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof.



Ein wertvolles Fachbuch

DR.-ING. NORBERT MAYER (IRT)

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis

NTSC · PAL · SECAM

Aus dem Inhalt

Grundlagen der Farbenlehre

Begriffe der Farbenlehre · Farbfilter, Farbspiegel, Meßfilter · Bestimmung der zu übertragenden Farbwerte · Farbmeter · Weiß im Farbfernsehen · Zusammenhang zwischen Weiß in der Szene und Weiß im Farbempfänger

Aufnahmegeräte

Farbdiapositivabtaster · Farbdiapositivabtaster mit Vidicon · Lichtpunktfarbfilmabtaster · Vidiconfarbfilmabtaster · Farbfilm und Farbfernsehen · Lichtpunktabtastung für undurchsichtige farbige Vorlagen · Farbfernsehkameras für Direktübertragung

Wiedergabeeinrichtungen

Farbwiedergabeeinrichtung mit drei Einzelröhren · Lochmaskenröhre · Einstrahl-Farbwiedergabeeinrichtungen

Übertragungsverfahren

Kompatibilität, Rekompatibilität · Farbbildaufbau nach dem Prinzip der Kolorierung · Signalübertragung nach dem Prinzip der konstanten Leuchtdichte · Übertragungsverfahren nach dem Prinzip der konstanten Leuchtdichte · Fehler im Prinzip der konstanten Leuchtdichte · Übertragungsverfahren mit Farbträger · Einfache Farbfernsehstudieeinrichtung · Halbbildfolgeverfahren · Übertragungsverfahren und Farbfernseh-Wiedergabeeinrichtung

Farbfernsehempfänger

Grundschialtung · Amplitudencharakteristik des ZF-Verstärkers · Gelrennte Demodulation für Leuchtdichtesignal und Chrominanzsignal · Verstärkung des Leuchtdichtesignals und des Chrominanzsignals · Austastung des Chrominanzsignals, Farbkiller und automatische Sättigungsregelung · Farbdemodulatoren · Laufzeitglieder für PAL und SECAM · Farbträgerregeneratoren

Meßeinrichtungen

Farbbalkengeber · Vektorskop · Messung der differentiellen Phase und der differentiellen Verstärkung · Phaseneichung von Meßgeräten

Tabellen · Amerikanische/englische Fachwörter · Schrifttum · Sachwörter

330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhang
ISBN 3 87853 018 8 Ganzleinen 32,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-
FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (Borsigwalde)

**Stereo-Kopfhörer „LBB 9901“**

Mit dem „LBB 9901“ bietet Philips einen neuen preisgünstigen Stereo-Kopfhörer mit ausgewogenen Klangeigenschaften an, der sich an nahezu alle Geräte der Unterhaltungselektronik anschließen läßt. Er überträgt den Frequenzbereich von 40 Hz bis 18 kHz und hat eine Impedanz von $2 \times 600 \text{ Ohm}$. Der nominelle Leistungsbedarf beträgt $2 \times 1 \text{ mW}$. Der Kopfhörer ist in seinen äußeren Teilen aus Plastikmaterial gefertigt und läßt sich deshalb leicht sauberhalten. Dieses Material bestimmt auch das sehr niedrige Gewicht von nur 250 g. Der „LBB 9901“ hat den neuen fünfpoligen Normstecker nach DIN 45327; ein Adapter für Philips-240“-Kopfhörerausgänge wird mitgeliefert. Ein weiterer Adapter zum Anschluß an 4-8-Ohm-Lautsprecheranschlüsse kann vom Philips-Service unter der Bestellnummer „4812 321 27037“ bezogen werden.

Anschlußplatte „FAD 3“

Musikliebhaber können zur Verbesserung der Fernsehtonqualität mit der Anschlußplatte „FAD 3“ von Telefunken den Fernsehtonüber ihre Hi-Fi-Anlage wiedergeben. Dieser Adapter, der außerdem auch einwandfreie Tonbandaufnahmen von Fernsehgeräten ermöglicht, läßt sich einfach an der Geräte-Rückwand anbringen (Telefunken-Fernsehergeräte haben an der Rückwand bereits einen Durchbruch für den Anschlußstecker). Für den elektrischen Anschluß sind nur zwei Lötstellen erforderlich. Muß die Geräte-Rückwand einmal abgenommen werden, so läßt sich der Adapter durch eine servicegerechte Steckverbindung leicht und schnell vom Chassis lösen.

Anpaßglied für genormte Fernsehempfänger-Antenneneingänge

Um den Übergang von symmetrischen Band- und Schlauch-Antennenleitungen mit 240 Ohm Wellenwiderstand auf die neuen unsymmetrischen 75-Ohm-Fernsehempfänger-Antenneneingänge nach der IEC-Norm zu erleichtern, liefert Philips unter der Bestellnummer „851 0313“ ein Anpaßglied 240 Ohm/75 Ohm. Im Zuge der Umstellung auf die neue IEC-Norm wird Philips das Bauteilprogramm der Antennenelektronik entsprechend erweitern.

Koaxialrelais mit Reedkontakten

Um die Vorteile von Reedkontakten auch für die Hochfrequenztechnik nutzen zu können, entwickelte Rohde & Schwarz Koaxialrelais, bei denen der Innenleiter mit Reedkontakten durchgeschaltet wird. Das Programm umfaßt Relais mit Arbeits- und Umschaltkontakten. Zum Beispiel besteht die Möglichkeit, einen Eingang auf zwei oder auf bis zu sieben Ausgänge zu schalten. Die obere Frequenzgrenze liegt bei 1 GHz.

Neue Rundfunk-Heimempfänger und Stereo-Geräte

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Abmessungen (B x H x T) cm	Bemerkungen
Blaupunkt Granada Stereo	UM	2 x 10	42 x 8,3 x 18	Stereo-Steuergerät
Loewe Opto Sweet-clock	UM	0,3	25 x 7 x 14	eingebaute Schaltuhr

Neue Auto-Empfänger und -Tonhandgeräte

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Bemerkungen
Blaupunkt Hildesheim Ludwigshafen Goslar CR	ML UM UML	5 5 2 x 5	eingebautes Stereo-Cassetten-Wiedergabegerät
ACR 922			Stereo-Cassetten-Wiedergabegerät

Silizium-PNP-Hochspannungstransistoren 2N6211, 2N6212, 2N6213

Die dreifachdiffundierten Silizium-PNP-Transistoren 2N6211, 2N6212 und 2N6213 von RCA (vormals Entwicklungstypen TA7719, TA7410 und TA8330) sind die Komplettartypen zu den Transistoren 2N3583, 2N3584 und 2N3585. Die neuen PNP-Typen zeichnen sich aus durch kurze Schaltzeiten von maximal 0,6 μs Anstiegszeit, maximal 2,5 μs Speicherzeit und maximal 0,6 μs Abfallzeit sowie durch hohe Kollektor-Emitter-Sperrspannungen U_{CE0} von 350 V (2N6213), 300 V (2N6212) und 225 V (2N6211). Die Verlustleistung beträgt 35 W (25 °C Gehäusetemperatur), der Kollektorstrom 2 A und die Gleichstromverstärkung 10-100 bei 1 A. Die Transistoren im TO-66-Gehäuse eignen sich besonders für Leistungsschalter, getastete Netzgeräte, Konverter, Inverter und Hi-Fi-Verstärker.

Hochleistungs-Germaniumtransistoren für Elektrofahrzeuge

Delco-Radco (Vertrieb: Ditratherm) entwickelte eine Reihe neuer Hochleistungs-Germaniumtransistoren mit den Bezeichnungen DTG 5000, DTG 5100, DTG 5200 und DTG 5300 für den Einsatz in Elektrofahrzeugen. Diese im „Hydrokinetic“-Verfahren legierten Transistoren weisen ungewöhnlich gleichförmige Sperrschichten auf und sind damit hervorragend gegen zweiten Durchbruch geschützt. Durch ein weiteres Verfahren, SPAC (Surface Passivation and Ambient Control) genannt, wird erreicht, daß während der Lebensdauer der Transistoren sich die Kennwerte nur geringfügig verändern. Die Transistoren eignen sich für Schaltungen, in denen hohe Ströme an induktiver Last zu schalten sind, zum Beispiel bei Motorsteuerungen, Spannungswandlern und Stellantrieben.

Nulldurchgangstrigger SN72440 für Thyristoren und Triacs

Der Nulldurchgangstrigger SN72440 von Texas Instruments wurde als Ansteuerlement für Thyristoren und Triacs entwickelt. Er triggert nur im Spannungs-Nulldurchgang, wodurch die Anstiegsgeschwindigkeit des Einschaltstroms sehr klein gehalten wird und Probleme infolge HF-Storstrahlung vermieden werden. Anwendungsbereiche des SN72440 sind alle Applikationen, die mit dem Integral der elektrischen Leistung arbeiten, zum Beispiel Elektroöfen, Heizkammern oder galvanische Geräte. Der Nulldurchgangstrigger wird im Dual-in-line-Kunststoffgehäuse geliefert.

Verstärker „1702“ mit extrem niedrigem Fehlerstrom

Der neue Verstärker „1702“ von Teledyne Philbrick ist für Anwendungen bestimmt, bei denen es auf sehr niedrigen Fehlerstrom, kleines Stromrauschen und hohen Eingangswiderstand sowie außergewöhnliche Gleichaktsspannungs-Unterdrückung ankommt. Typische Applikationen für diesen Baustein, der einen Fehlerstrom von maximal 0,005 pA und einen Eingangswiderstand von 10^{12} Ohm aufweist, sind Langzeitintegratoren, hochgenaue Photostromverstärker, Ladungsverstärker und Impedanzwandler sowie Anwendungen in der Elektromedizin.

Prozeßrechner-Doppelsystem zur Raffinerie-Automatisierung

Eine Doppelrechneranlage, bestehend aus zwei Prozeßrechnern des Siemens-Systems „300“, hat die Mobil Oil AG in ihrer neuen Raffinerie in Wörth am Rhein (westlich von Karlsruhe) in Betrieb genommen. Mit dieser Prozeßrechneranlage soll erstmals für Deutschland und Westeuropa eine vollständige Raffinerie von Computern automatisch gesteuert und zugleich optimal gefahren werden.

Analog-Digital-Umwandlung im Rechenzentrum

IBM-Rechenzentren bieten jetzt eine neue Dienstleistung an, die dem Versuchingenieur in Industrie und Forschung die Arbeit wesentlich erleichtert. Ein neues Programm (ADUSA - Analog-Digital-Umwandlung mit statistischer Auswertung) steht für eine schnelle und vielseitige Auswertung der physikalischen Meßgrößen kontinuierlicher Prozesse zur Verfügung.



Die Geschichte vom Händler, der guten Umsatz machte und dann auf hohe See ging. Er hatte das Loewe-Schaufenster-Display.

Besagter Händler wechselte die Planken seines Geschäftes mit denen eines Luxus-Dampfers. Für einfach märchenhafte Tage, die nichts kosteten. Die Entspannung tat ihm wohl. Denn die Tage zuvor waren stürmischer als sonst.

Das märchenhafte Schaufenster-Display war Schuld daran, daß Kunden kamen und viele Fragen stellten. Daß sie wissen wollten, was an diesen Loewe-Koffern so märchenhaft sei. Kurzum – dieser Händler hatte viel zu tun. Trotzdem nahm er sich die Zeit, das Loewe-Rätsel zu lösen. Und gewann dann prompt. Heute fährt er auf hoher See und amüsiert sich.

Das Schönste an dieser Geschichte ist, daß sie sich noch nicht zugetragen hat, daß sie erst noch passiert. Daß Sie dieser Erfolgshändler sein können. Also, machen Sie doch mit.

LOEWE OPTA



COUPON

- Ich bestelle ... Schaufenster-Displays von Loewe Opta mit 7 Kofferradios
- Ich möchte auf hohe See – und beteilige mich am Loewe-Rätsel.

Jeder, der diesen Coupon einschickt, hat Anspruch auf das Loewe-Rätsel, auch, wenn keine Bestellung erfolgt.

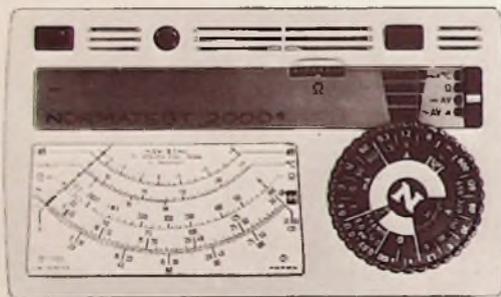
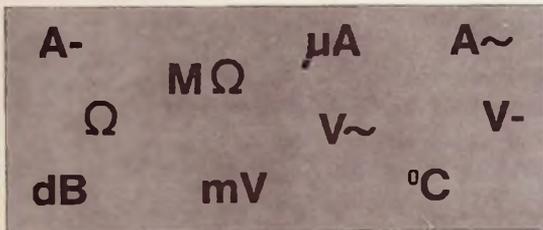
Coupon bitte auf Postkarte kleben und an Ihren Loewe Opta Lieferanten einsenden.



Jedem
sein eigenes
Vielfachmeßgerät



NORMATEST 2000



preisgünstig, klein, leicht und äußerst vielseitig
Meßbereichendwerte bei

Gleichstrom	30 μ A bis 6 A	(9 Bereiche)
Gleichspannung	12 mV bis 600 V	(9 Bereiche)
Wechselstrom	150 μ A bis 6 A	(8 Bereiche)
Wechselspannung	1,5 V bis 600 V	(6 Bereiche)

Meßbereichumfang bei

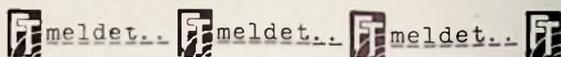
Widerstand	10 Ω ... 5 M Ω	(2 Bereiche)
Temperatur	20 $^{\circ}$ C ... 240 $^{\circ}$ C	
Aussteuerung	-20 dB ... + 52 dB	(5 Bereiche)

NORMATEST 2000 bietet mehr :

- nur 2 Anschlußbuchsen für alle Bereiche
- Drehschalter für Meßbereichwahl
- große Skalenlänge (85 mm)
- geringe Frequenzabhängigkeit bis 30 kHz
- handliche Form (160 x 98 x 44 mm)
- geringes Gewicht (nur ca. 350 g).

GOSSEN GMBH
Mess- und Regeltechnik
8520 Erlangen
Telefon (09131) 827-1

NORMA · Fabrik elektrischer
Meßgeräte, Gesellschaft mbH
A-1111 Wien
Postfach 88



**Vorstand der Telefunken Fernseh
und Rundfunk GmbH bestellt**

Zu Vorstandsmitgliedern der *Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH* wurden die Direktoren Dipl.-Kfm. Oskar Schmidt als Sprecher des Vorstandes, Wilhelm Mössner als sein Vertreter und zuständig für Entwicklung und Fertigung, Dipl.-Kfm. Bernhard Husmann für Vertrieb und Marketing sowie Erhard Schleiff für kaufmännische Angelegenheiten bestellt. Im Vertriebs- und Marketing-Bereich zeichnet Dir. Wilhelm Kahle für den Inlandsvertrieb der Gesellschaft verantwortlich, Heinrich Brockmann leitet den Auslandsvertrieb.

Imperial mit eigenem Programm

Die Vertriebsaktivitäten der früheren *Imperial GmbH Radio Fernsehen Phono* werden von der neugegründeten *Imperial Fernseh und Rundfunk GmbH*, Hannover, einer Tochtergesellschaft der *Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH*, übernommen. Geschäftsführer dieser Gesellschaft sind Werner Eilenstein und Dr. rer. pol. Dipl.-Ing. Alexander Lentze.

Imperial- und *Kuba-*Geräte werden über die bestehende eigene Geschäftsstellen-Organisation beziehungsweise die Generalvertretungen der *Imperial Fernseh und Rundfunk GmbH* vertrieben. Das Geräteangebot unter den Marken *Imperial* und *Kuba* wird sich wie bisher von den *Telefunken-Erzeugnissen* unterscheiden. Bei den *Imperial-Geräten* handelt es sich um vertriebs- und überwiegend preisgebundene Ware.

Philips mit dem Fernsehgerätegeschäft zufrieden

Für die Fernsehgeräteabteilung der *Deutschen Philips GmbH* war 1971 ein erfolgreiches Jahr. Zwar blieb der Absatz von Schwarz-Weiß-Geräten in den letzten Monaten des Jahres etwas hinter den Erwartungen zurück, aber im Bereich der Farbfernsehgeräte vollzog sich eine sehr günstige Entwicklung.

Während im Jahre 1970 Farbfernsehgeräte am Fernsehgeräteumsatz der *Deutschen Philips GmbH* zu zwei Drittel beteiligt waren, erreichten sie 1971 bereits drei Viertel des Fernsehgeräteumsatzes. Für 1972 wird erwartet, daß der Anteil der Farbfernsehgeräte weiter steigt, wenn auch nicht ganz so stark wie 1971.

Der Übergang von der 90°-Bildröhre zur 110°-Bildröhre vollzieht sich reibungslos. Es werden bereits mehr 110°-Geräte als 90°-Geräte verkauft.

Texas Instruments erweitert Distributor-Netz

Für *Texas Instruments* sind seit kurzem zwei neue Distributoren tätig, und zwar im Ruhrgebiet die *RTG E. Springorum KG*, 46 Dortmund, Postfach 426, sowie im Raum München/Nürnberg die *Celdis GmbH*, 8 München 80, Orleansplatz 5, und 85 Nürnberg, Winklerstr. 33. Beide Distributoren haben das *Texas Instruments*-Programm abrufbereit auf Lager.

Klöckner-Moeller auch in Karlsruhe vertreten

Mit der Einweihung des neuen Technischen Außenbüros am 15. Dezember 1971 ist die *Klöckner-Moeller GmbH* nun auch in Karlsruhe vertreten. Das Haus in der Griesbachstraße 4 wurde völlig modernisiert und funktionell eingerichtet. Die technische Leitung liegt in den Händen von Karl Rischard, Leiter des kaufmännischen Bereichs ist Harry Hoffner.

Siemens baut Management-Zentrum

Siemens wird in Feldafing am Starnberger See ein Management-Zentrum errichten. Im Mai 1974 sollen in dem neuen Zentrum die Schulungskurse aufgenommen werden, die heute noch weitgehend dezentralisiert abgehalten werden müssen. Sie sind für die über 20 000 Führungskräfte des mittleren und oberen Führungskreises des Unternehmens bestimmt. 70 Mitarbeiter können jeweils gleichzeitig, auf drei Schulungseinheiten verteilt, an den Veranstaltungen des Firmenprogramms teilnehmen, das Seminare bis zu vier Wochen Dauer vorsieht. Für den notwendigen körperlichen Ausgleich sorgen Sportanlagen und eine Schwimmhalle. Die Baukosten für das Management-Zentrum werden etwa 10 Mill. DM betragen.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Erforschung des Mars

Die führenden Länder auf dem Gebiet der Raumfahrt beschäftigen sich in letzter Zeit intensiv mit Projekten zur Erforschung des Mars. Das bedeutendste Ereignis zum Jahresende war die weiche Landung der sowjetischen Raumfahrerkapsel am 2. Dezember 1971, die mit der automatischen Sonde Mars 3 zum Mars gebracht worden war. Der Flug dauerte 188 Tage mit einer letzten Flugbahnkorrektur am 2. Dezember. Die dazu erforderlichen Operationen wurden autonom mit dem Bordsystem zur kosmischen Astronavigation und dem Bordcomputer durchgeführt. Die Geräte berechneten selbsttätig Größe und Richtung der Korrekturimpulse. Damit waren die Voraussetzungen für das Lösen der Landekapsel, für ihren Eintritt in die Marsatmosphäre und für die weiche Landung auf dem Mars gegeben. Die Landekapsel tauchte nach der Trennung in die Atmosphäre des Planeten ein und schwebte an einem Fallschirm zum Landepunkt zwischen den Gebieten Elektris und Phaetonis. Nach dem Abtrennen der Landekapsel setzte die Orbitalstation Mars 3 den Flug auf einer Kreisbahn in etwa 1500 km Entfernung von der Oberfläche des Planeten fort.

Als kompliziert erwies sich die Nachrichtenübermittlung von der Landekapsel zur Erde. Man übertrug die Signale zunächst zur Orbitalstation Mars 3. Dort wurden sie aufgezeichnet und später während Funkkontakt zur Erde bestand, ausgestrahlt. Allerdings waren die von der Marsoberfläche empfangenen Bildsignale nur von kurzer Dauer und brachen unvermittelt ab.

Funksignale kommen ferner von der russischen Orbitalstation Mars 2 zur Erde. Sie wurde am 19. Mai 1971 auf eine interplanetare Bahn gebracht und schwenkte schon am 27. November auf die Bahn eines künstlichen Marsatelliten ein. Auf ihrem 470 000 000 km langen Weg führten die an Bord der 4650 kg schweren Station untergebrachten wissenschaftlichen Geräte Untersuchungen des interplanetaren Weltraums durch. Sie sollten unter anderem die Charakteristiken des Sonnenplasmas, die kosmische Strahlung und die Strahlungsverhältnisse erforschen.

Bei Mars 2 erfolgten Bahnkorrekturen am 17. Juni sowie am 20. und 27. November. Dabei wurde das letzte Manöver durch die Bordautomatik ohne Funkfernsteuerung von der Erde aus durchgeführt. Mars und Erde entfernen sich täglich etwa 1 000 000 km voneinander, so daß die Funksignale von der Marsumlaufbahn mit jedem Tag später im Steuerungszentrum auf der Erde eintreffen. Da die Laufzeit der Funksignale zur Erde etwa 8 min beträgt, ist es kompliziert, einen Raumflugkörper von der Erde aus zu steuern. Außerdem sind Übertragungen von und zum Raumflugkörper immer nur dann möglich, wenn zwischen dem Raumflugkörper und dem Steuerungszentrum auf der Erde gewissemaßen „Sichtverbindung“ besteht, wenn also zwischen beiden sich nicht etwa die Erde oder der Mars befindet. Um die Funkverbindungsmöglichkeiten möglichst weitgehend auszunutzen und möglichst viele Informationen übertragen zu können, verbesserte man die Antennensysteme des Flugleitentrums und erhöhte die Empfindlichkeit der Empfangsgeräte. Als sich Mars 2 bis auf etwa 60 000 km der Marsoberfläche genähert hatte, erhielt die Station von der Erde den Befehl, alle weiteren Vorgänge selbst zu steuern.

Der Wissenschaft fehlen heute noch genaue Daten über die Physik der Oberfläche und der Atmosphäre des Planeten Mars. Ungenügend ist bisher auch das Gravitationsfeld des Mars erforscht, und unzureichend sind ferner die Kenntnisse über den Einfluß der anderen Planeten und der Sonne auf die Bewegung der Marsatelliten. Wichtig sind in diesem Zusammenhang Fotos von der Marsoberfläche. Auch die Erforschung der Strahlungsfähigkeit des Planeten in einem breiten Wellenlängenbereich vom Ultraviolett bis zum Zentimeterband spielt eine wichtige Rolle. Ununterbrochene, langdauernde Beobachtungen gestatten es, den Charakter der auf dem Planeten auftretenden Veränderungen festzuhalten. Gerade die zeitliche Veränderlichkeit des Mars — das Dunkelwerden großer Teile seiner Oberfläche in bestimmten Jahreszeiten — veranlaßte die Wissenschaft zu verschiedenen Hypothesen. Man weiß heute zwar, daß diese Erscheinungen nicht unbedingt mit den Jahreszeiten zusammenhängen, kennt aber die Gründe dafür noch nicht.

Als besonders interessant gilt auf dem Mars das Gebiet Hellas. Nach von Marssonden übermittelten Fernsehbildern handelt es sich hier um eine nahezu ebene Fläche, soweit das Auflösungsvermögen der Fernsehkameras das erkennen läßt. Das Nachbargebiet ist dagegen mit Kratern übersät. Zwischen beiden Gebieten erheben sich kurze Bergrücken, die in Terrassen nach Hellas hin abfallen. Verschiedene Argumente berechtigen zu der Annahme, daß im Raum von Hellas Grundwasser an die Oberfläche tritt. Man vermutet, daß in Hellas ein großes, von Frostboden überzogenes und mit Gestein abgedecktes Wassereservoir existiert. Das würde auch das Fehlen von Kratern erklären. Wenn nämlich die Decke durchschlagen wird, füllt sich der Trichter mit Wasser, und wo dieses hervortritt, bilden sich Rauhflecken und Eis.

Die Fernsehaufnahmen, die der amerikanische Marsatellit Mariner 9 zunächst vom Mars übertrug, ließen kaum Einzelheiten der Marsoberfläche erkennen. Dieses Phänomen glaubt man jedoch durch den zur Zeit der Aufnahmen vorhandenen rätselhaften Dunstschleier des Mars erklären zu können. Der seit September 1971 auf dem Mars beobachtete Sturm ist der längste und heftigste, den man bisher registriert hat. Möglicherweise handelt es sich hier aber nicht um Staub- oder Sandwolken, die mit hoher Geschwindigkeit aufgewirbelt werden, sondern um Partikel von Kohlendioxid, die beim Abschmelzen der Eisflächen im Frühjahr in der dünnen Atmosphäre verdampfen und zu Wolken kondensieren. Vor allem während dieser Stürme kommt es zu Erosionsvorgängen und zu Veränderungen der Marslandschaft. Im jetzigen Stadium der Marsforschung werden auch noch keine direkten biologischen Experimente angestellt. Untersuchungen dieser Art dürften erst in den nächsten Jahren möglich sein, wenn es gelingt, geeignete Apparaturen auf den Mars zu bringen.

Wie schon diese wenigen Beispiele zeigen, wartet auf die Wissenschaft noch ein weites Forschungsprogramm. Mit größeren Erfolgen darf man aber erst dann rechnen, wenn der Start von Raumflugkörpern zum Mars nicht viel komplizierter sein wird, als es heute bereits der Start von künstlichen Erdtrabanten ist.

Werner W. Diefenbach

Human-Factor-Untersuchungen

Es ist die Aufgabe von Human-Factor-Untersuchungen, an allen Schnittstellen humaner und technischer Bereiche die Faktoren und Wirkzusammenhänge zu ergründen und zu manifestieren, die für den Dialog zwischen Mensch und Technik entscheidend sind. Human-Factor-Ingenieure helfen in Zusammenarbeit mit Designern, Konstrukteuren und Arbeitspsychologen bei der Gestaltung von Geräten mit, um die Zugriffsmöglichkeiten ihrer Benutzer dem Arbeitstempo der modernen Technik anzupassen. Human-Factor-Untersuchungen sind damit zu einem unentbehr-

lichen Hilfsmittel geworden, um Eingabegewohnheiten und Geübtheitsgrade der Benutzer zu ermitteln. Sie liegen der technischen Konzeption eines Gerätes bereits im frühen Stadium seiner Entwicklung zugrunde.



Datenfernsprecher von Siemens, dessen Gestaltung ein Ergebnis moderner Human-Factor-Untersuchungen ist.

Ein Ergebnis dieser Arbeiten ist beispielsweise die Gestaltung von Datenfernsprechern. Die Anordnung von Tastenfeld und Display zur optischen Informationsrückkopplung der eingetasteten Werte ergibt in der gefundenen Form ein Höchstmaß an Eingabesicherheit und Bedienungskomfort. Auch die Lage des Hörers über der Lautsprecheröffnung ist kein Zufall. Dort befindet er sich im günstigsten Zugriffsbereich und trägt außerdem wirksam zur Schallreflexion in den frontalen Bereich bei.

Ähnliches gilt für die Entwicklung des Bildfernsprechers. Durch Versuchsreihen wurde zunächst festgestellt, daß die Augenhöhe einer repräsentativen Auswahl von Testpersonen über einem Schreibtisch von 78 cm Höhe durchschnittlich 40 cm beträgt und daß der menschliche Kopf beim Benutzen eines Bildfernsprechers vom Schreibtisch aus um 7-15° nach vorn geneigt ist. Mit diesen Werten konnte eine optimale Bildschirmordnung gefunden werden. Auch die Lage der Kamera ergab sich aus einer orientierenden Untersuchung, nach der zwei Drittel der Dauer eines Gespräches aus Unterhaltung bestehen und während der übrigen Zeit Bild- und Datendienste durchgeführt werden. Damit wird der Siemens-Bildfernsprecher sowohl der Abbildung des menschlichen Gesichts als auch der Wiedergabe von

Gegenständen auf dem Schreibtisch gerecht. Eine ähnliche Bedeutung, wie sie dem Fahrersitz in Kraftfahrzeugen und dem Schreibtischsessel bei Bildfernsprechern zukommt, hat der Standort des Operators bei Datenverarbeitungsanlagen. Ausgehend von ergonomischen Werten, werden die Griff- und Sichtbereiche zum Computer unter Einbeziehung seiner Peripherie festgelegt. Für das Zusammenspiel von Operator und Computer spielt auch das sogenannte Raumklima eine wesentliche Rolle, das durch Faktoren wie Licht, Farbe und Temperatur be-

stimmt ist. Das kürzlich von Siemens gelieferte Rechenzentrum der Frankfurter Flughafen AG ist ein weiteres Beispiel für die Mitarbeit von Human-Factor-Ingenieuren. In Zukunft wird der Human-Factor-Ingenieur eine noch wichtigere Stellung einnehmen, wenn es darum geht, den „Handschlag“ der Technik zum Menschen zu kultivieren und die gegenseitigen Möglichkeiten des Dialogs zu optimieren.

Verfahren zur galvanischen Abscheidung dimensionsstabiler FeNi-Legierungen

Wissenschaftlern des Forschungsinstituts von AEG-Telefunken in Ulm ist es jetzt erstmals gelungen, ein galvanotechnisches Verfahren zu entwickeln, das es erlaubt, dimensionsstabile „Invar“-Legierungen aus wässrigen Lösungen abzuscheiden. Dieser Werkstoff mit der ungefähren Zusammensetzung von 64 Gew. % Eisen und 36 Gew. % Nickel zeichnet sich besonders dadurch aus, daß er im Temperaturbereich von -100 bis +200 °C einen sehr geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten in der Größenordnung von 1 bis $4 \cdot 10^{-6}/\text{grd}$ hat, also bei Temperaturschwankungen seine Abmessungen nur sehr geringfügig verändert. Von dieser physikalischen Eigenschaft wird schon seit längerem bei der Herstellung von Präzisionsbauelementen Gebrauch gemacht. Zum Beispiel fertigt man in der Richtfunk- und Radartechnik die Halbleiter vielfach aus diesem Material, um hohe Frequenzsta-

bilitalität zu erreichen. Vor allem werden „Invar“-Legierungen aber beim Satelliten-Einsatz von Halbleitern verwendet. Während jedoch bis heute diese zum Teil kompliziert geformten dickwandigen Gebilde auf mechanischem Wege oder nach dem Gußverfahren gefertigt werden mußten, ist es nun möglich, sie durch Galvanoformung ähnlich den bereits bekannten Verfahren mit Cu, Ni und Ag zu erzeugen. Weitere interessante Anwendungen dürften sich in Zukunft in den Fällen ergeben, in denen der Gerätebauer oder Konstrukteur bei schwankenden Einsatztemperaturen besonders auf Dimensionsstabilität zu achten hat und andere Fertigungsverfahren wegen der Kompliziertheit der Strukturen nicht in Betracht kommen.

Im einzelnen beruht das neue Verfahren auf der FeNi-Legierungsabscheidung aus einem Sulfamatelektrolyten mit verschiedenen Zusätzen, die zur Elektrolytstabilisierung und zur Verringerung mechanischer Spannungen im galvanisch abgeschiedenen Werkstoff dienen. Zur Zeit arbeitet AEG-Telefunken zusammen mit der Schering AG in Berlin an einer weiteren Verbesserung des Elektrolyten, vor allem im Hinblick auf seinen großtechnischen Einsatz.

Ionenimplantation zur Halbleiterdotierung

Die Dotierung von Halbleiterkristallen durch Beschuß mit beschleunigten Dotiermaterial-Ionen bietet gegenüber der herkömmlichen Diffusionstechnik einige für bestimmte Anwendungen entscheidende Vorteile, zum Beispiel niedrige Prozeßtemperatur von nur 400 bis 900 °C, exakte Kontrolle kleinster Dotiermaterialmengen bis herab zu 10^{10} Atomen je cm^3 und verschwindende laterale Dotierung unter Maskenändern. Schwierigkeiten traten anfangs wegen der Storanfälligkeit der relativ aufwendigen Anlagen und der ungenügenden Kenntnis des Verhaltens implantierter Atome auf. Eine rege Forschungs- und Entwicklungstätigkeit hat der Ionenimplantation jetzt jedoch den Weg in die Produktion geebnet. Mit Vorteil wird sie bisher hauptsächlich als Prädepositionsprozeß zur kontrollierbaren Erzeugung von Dotiermaterialkonzentrationen in der Größenordnung $10^{16}/\text{cm}^3$ und darunter eingesetzt. Abstimmdioden, Feldeffekttransistoren, MOS-Schaltkreise mit durch die Implantation verschiebbarer Schwellenspannung, CO-MOS-Schaltkreise für die Uhrenindustrie und hohe integrierte Widerstände in Digital-Analog-Wandlern zählen zu den Anwendungen.

Den ersten Untersuchungen dieser Dotiertechnik in den USA, in Japan und an einigen Hochschulinstituten hat sich AEG-Telefunken vor zwei Jahren mit Unterstützung des Bundesministeriums für Bildung und Wissenschaft mit einem umfangreichen Forschungsprogramm angeschlossen, das zu Prototypen von Abstimmdioden, MOS-Feldeffekttransistoren und Mikrowellenbauelementen führte. Die jetzt angefangene zweite Stufe verfolgt das Ziel, den Prozeß in die Produktion überzuführen.

Anschluß von Bildaufnahme- und Bildwiedergabegeräten an Farbfernsehempfänger

1. Allgemeines

Um Bildaufnahme- und -wiedergabegeräte für den Heimgebrauch sinnvoll anwenden zu können, ist es erforderlich, Fernsehempfänger mit entsprechenden Anschlüssen auszustatten. Solange jedoch Fernsehempfänger solche Anschlüsse nicht enthalten, muß man eine Übergangslösung finden. Da Eingriffe in den Empfänger zu kompliziert sind, sollten sie vermieden werden, und zum Anschluß von Bildaufzeichnungs- und Wiedergabegeräten an ältere Empfänger sind dann Modems zu verwenden. Der Modem sollte aber die gleiche Schnittstelle für den Recorder aufweisen wie die künftigen Fernsehempfänger. Eine wesentliche Konsequenz aus der Ausstattung des Fernsehempfängers mit Recorderanschlüssen ist die Notwendigkeit der Netztrennung, das heißt der galvanischen Trennung des Empfängers vom Netz. Während die Netztrennung bei Röhrengeräten aber noch zu einem erheblichen Mehraufwand führen muß, wird bei transistorbestückten Farbfernsehempfängern und den hier ohnehin erforderlichen neuartigen Stromversorgungssystemen diese Eigenschaft nahezu ohne Mehrpreis mitgeliefert.

Von den verschiedenen möglichen Schnittstellen bietet sich das Multiplexsignal FRAS oder eine Farbdifferenzsignalschnittstelle Y , $(R - Y)$, $(B - Y)$ als technisch vertretbare Lösung an. Berücksichtigt man jedoch einerseits, daß bei allen heute üblichen Bildwiedergabe- und aufzeichnungsverfahren für den Heimgebrauch eine Transcodierung der Farbinformation für die Aufzeichnung erforderlich ist, und hält man andererseits fest, daß zur Zeit bereits vier verschiedene Farbfernsehnormen benutzt werden, so müßte man bei Verwendung der FRAS-Schnittstelle daraus die Konsequenz ziehen, für jedes dieser Farbfernsehverfahren den Recorder beziehungsweise das Wiedergabegerät mit einem entsprechenden Transcoder auszustatten. Im Interesse einer internationalen Normung ist es daher zweckmäßiger, die Farbdifferenzschnittstelle zu verwenden. Eine genaue Analyse zeigt, daß hierbei sogar die Eigenschaften der Farbfernsehübertragungssysteme für die Aufzeichnung besser ausgenutzt werden und die Qualitätsverluste bei der Aufzeichnung und Wiedergabe geringer sind. Bei Verwendung der Farbdifferenzschnittstelle ergibt sich jedoch eine veränderte Konzeption für die Kontrast- und Farbsättigungseinstellung, die aber ebenso einfach wie die bisherige realisiert werden kann.

Dipl.-Ing. Michael KoubeK ist Leiter des Fernsehapplikationslabors im Bereich Halbleiter der Siemens AG, München.

Vortrag auf der 19. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft am 8. September 1971

2. Bildaufzeichnungs- und -wiedergabeverfahren

Bei den heute für den Heimgebrauch zur Diskussion stehenden Bildaufzeichnungs- und -wiedergabeverfahren handelt es sich um die Magnetbandaufzeichnung, Electronic-Video-Recording, Selectavision, den Super-8-Film und die Bildplatte. Bei allen Verfahren ist eine Transcodierung der Farbinformation für die Aufzeichnung beziehungsweise zur Wiedergabe nach einem der eingeführten Farbfernsehsysteme erforderlich. Magnetaufzeichnung und Electronic-Video-Recording kommen dabei dem PAL- und NTSC-Verfahren wenigstens nahe. Bei der Selectavision erfolgt dagegen eine vollkommen andere Codierung, und beim Super-8-Verfahren sind die Farbausgangssignale R , G , B Ausgangspunkt für die Signalformung. Für die Farbfernsehsysteme NTSC, SECAM, PAL in der europäischen und PAL in der amerikanischen Version müßten daher jeweils spezielle Geräte gebaut werden. Dies widerspricht aber den Vorstellungen von der rationalen Fertigung solcher Geräte und den Bedürfnissen eines weltweiten Vertriebs. Vor allem aber bedeutet ein solches Verfahren eine Qualitätseinbuße bei der Wiedergabe und im Falle der Magnetbandaufzeichnung auch bei der Aufnahme. Der wiedergabeseitige Qualitätsverlust entsteht dadurch, daß bei Verwendung einer FRAS-Schnittstelle eine zweifache Signalumwandlung erfolgt, und zwar durch die Transcodierung im Wiedergabegerät und durch die Decodierung im Empfänger. Bei sofortiger Decodierung der Farbinformation in Form der Farbdifferenzsignale $(R - Y)$ und $(B - Y)$ im Wiedergabegerät können diese hinter dem Decoder in den Empfänger eingeführt werden (nur eine Signalumsetzung).

Aufnahmeseitige Qualitätsverluste infolge der direkten Transcodierung des FRAS-Signals können bei der Magnetbandaufzeichnung dann entstehen, wenn der Farbdecoder (wie beim PAL-System) die Aufgabe hat, Übertragungsfehler zu kompensieren. Solche Fehler können dann unkomponiert aufgezeichnet werden. Solange bei der Wiedergabe wieder in das gleiche System (zum Beispiel PAL) umgesetzt wird, mag eine nachträgliche Kompensation noch möglich sein. Wird jedoch bei der Wiedergabe, zum Beispiel beim Austausch der Bänder mit einem Interessenten in einem anderen Land, nach NTSC oder SECAM transcodiert, so bleiben die aufgezeichneten Fehler bei der Wiedergabe voll erhalten. Eine technisch saubere Lösung kann also nur darin bestehen, so gut wie nur möglich fehlerkompensierte Signale aufzuzeichnen. Diese sind in allen Fällen durch die Farbdifferenzsignale und das Leuchtdichtesignal gegeben.

Der schaltungstechnische Aufwand bei Aufzeichnungs- und Wiedergabegeräten mit Farbdifferenzanschlüssen ist keineswegs größer als bei FBAS-Anschlüssen. Bei einigen Verfahren, beispielsweise bei der Super-8-Abtastung und bei der Selectavision, ist er sogar geringer. Bezüglich einer weiteren Schnittstellenvariante, nämlich Luminanzsignal und codiertes Chrominanzsignal über getrennte Leitungen zu übertragen, gilt auf der Recorderseite sinngemäß das gleiche wie für die FBAS-Schnittstelle. Die schaltungstechnischen Auswirkungen sind hier zu vernachlässigen. Für die Empfängerseite soll im folgenden auf die einzelnen Schnittstellenmöglichkeiten genauer eingegangen werden.

3. Empfängeranschlüsse

Bei der Wahl der Empfängeranschlüsse stehen folgende Fragen im Vordergrund:

Festlegung der Schnittstellen, das heißt der Stellen im Empfänger, an denen die Signale entnommen und an denen sie wieder zugeführt werden sollen.

Anschlußleitungen; hier handelt es sich vor allem darum, ob für Aufnahme und Wiedergabe getrennte Leitungen verwendet werden sollen oder ob eine gemeinsame Leitung genügt. Schließlich ist noch die Form der Anschlußbuchsen und deren Normung zu klären.

3.1 Schnittstellen

Bild 1 zeigt die Blockschaltungen der heute in Farbfernsehempfängern üblichen Schaltungen zur Demodulation, Decodierung und Aufbereitung der Farbinformation. Aus der Variation von zwei Schaltungsgruppen ergeben sich insgesamt vier vorherrschende Konzeptionen. Zwei Variationen betreffen die Auskopplung des Farbtägers. Dieser wird entweder aus dem hinter dem Videogleichrichter 35 vorhandenen Multiplexsignal MAS ausgekoppelt (Bilder 1c und 1d) oder aus dem Intercarrier-Gleichrichter 36 mit entnommen (Bilder 1a und 1b). Zwei weitere Variationen ergeben sich aus der Verwendung von Farbdifferenz-Endstufen (Bilder 1a und 1c) und von RGB-Endstufen 37 (Bilder 1b und 1d).

In der Videofrequenzlage hat man nun insgesamt vier verschiedene Möglichkeiten, Leuchtdichte und Farbinformation aus dem Empfänger zu entnehmen beziehungsweise wieder einzuführen. Bei allen vier Konzeptionen besteht die Möglichkeit, Luminanz- und Chrominanzsignal getrennt zu entnehmen, und zwar das Luminanzsignal entweder vor oder hinter der Laufzeitleitung 34 und das Chrominanzsignal hinter den Farbartverstärkern 31. Dieses Verfahren hat jedoch den Nachteil, daß stets ein Laufzeitunterschied zwischen Lumi-

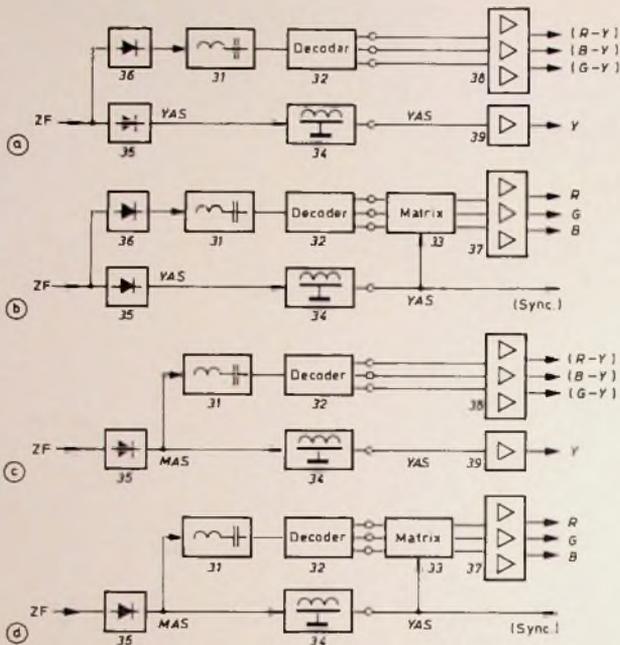


Bild 1. Blockschaltungen der in Farbfernsehempfängern üblichen Schaltungen zur Demodulation, Decodierung und Aufbereitung der Farbinformation

gegenüber der bisherigen Methode zu verwirklichen

3.2. Anschlußleitungen

Bei einer größeren Anzahl zu übertragender Informationen stellt die Frage der Verbindungsleitungen und der Empfängersummschaltung ein besonderes Problem dar. Um genügend Spielraum für künftige Entwicklungen zu haben, sollte die Verbindungsleitung zwischen einem Farbfernsehempfänger und einem Videorecorder

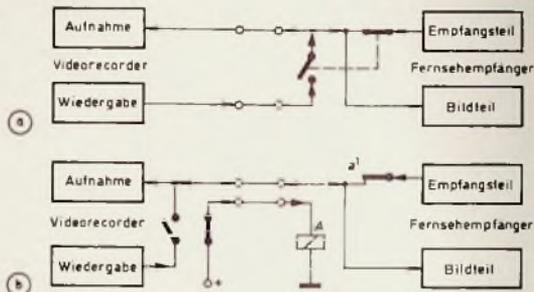


Bild 2 Möglichkeiten zur Verbindung von Videorecorder und Fernsehempfänger. a) zwei Signalleitungen je Information. b) eine Signalleitung je Information und eine zusätzliche Steuerleitung

nanz- und Chrominanzsignal vorhanden ist und diese Unterschiede auch von Empfänger zu Empfänger verschieden sind. Außerdem wird das Chrominanzsignal stets übertragungsseitig bedingte Fehler enthalten, die daher mit zur Aufzeichnung gelangen. Nur in den Konzeptionen nach den Bildern 1c und 1d ergibt sich die Möglichkeit, das Multiplexsignal MAS zu entnehmen. Da hier die gesamte Information in einem Signal vereinigt ist und Gruppenlaufzeitfehler der vorgehenden Stufen klein sind, kann man hier Farb- und Leuchtdichteinformation gleichzeitig entnehmen. Aber auch hier ergibt sich der Nachteil, daß die trägerfrequente Farbinformation sehr stark von Übertragungsfehler abhängig ist, insbesondere können hier sehr starke Pegelunterschiede auftreten, die für die Aufzeichnung kompensiert werden müßten. Außerdem ist auch bei idealen Empfangsverhältnissen das Multiplexsignal nicht normgerecht; im allgemeinen wird ja der Farbträger im Farbfernsehempfänger um 6 dB abgesenkt, um eine verzerrungsfreie Demodulation zu ermöglichen. Abhilfe könnten hier nur neue aktive Demodulatoren vom Typ des TBA 440 bringen, die durch Trägerzusatz die Restseitenbandfehler klein halten und damit auch eine Absenkung des Farbträgers erübrigen.

Bei den Konzeptionen nach den Bildern 1b und 1d kann man die Signale R, G, B und die aus dem Y-Signal abgetrennte Synchroninformation entnehmen. Die Signale R, G, B können zwar mit sehr guter zeitlicher Übereinstimmung erhalten werden, jedoch bleibt dieses Verfahren auf Fernsehempfänger mit RGB-Verstärkern beschränkt. Ein weiterer Nachteil ist, daß eine Kontrast- und Farbsättigungseinstellung hinter der Schnittstelle R, G, B, also im Videoverstärker

37, nur mit sehr großen Schwierigkeiten realisiert werden kann. Ebenso ergibt sich im Recorder für die Codierung im recordereigenen Farbsystem die Notwendigkeit, eine zusätzliche Matrix zur Bildung der Farbdifferenzsignale und des Leuchtdichtesignals beziehungsweise zur Rückgewinnung der RGB-Signale bei der Wiedergabe vorzusehen. Daher kommt auch diese Schnittstelle trotz der Vorteile, zu denen nicht zuletzt auch die Systemunabhängigkeit gehört, nicht in Frage. Als einzige Schnittstelle in allen vier Konzeptionen, an der systemunabhängige Signale gleichzeitig zur Verfügung stehen, findet man die Schnittstelle (R-Y), (B-Y) und Y. Diese Signale treten unmittelbar am Ausgang des Decoders 32 bzw. hinter der Verzögerungsleitung 34 auf. Die Farbdifferenzsignale werden durch den Decoder fehlerkompensiert und stabilisiert, so daß hier die Farbinformation mit optimaler Qualität zur Verfügung steht. Einzige Konsequenz aus der Wahl einer solchen Schnittstelle ist, daß Kontrast- und Farbsättigungsregelung hinter diese Schnittstelle verlegt werden müssen. Das ist aber sehr einfach und mit Vorteilen

neben den beiden Farbdifferenzsignalen und dem Leuchtdichtesignal auch die Möglichkeit zur Übertragung von zwei Tonkanälen für Stereophonie oder zweisprachige Sendungen enthalten. Damit ergeben sich also fünf Leitungen und eine zusätzliche Masseleitung, also insgesamt mindestens sechs Adern.

Nun ergibt sich die Frage, ob – wie in der Audiotechnik – getrennte Leitungen für Aufnahme und Wiedergabe vorgesehen werden sollen oder ob eine einzige Leitung verwendet werden soll und eine vom Recorder gesteuerte automatische Umschaltung des Empfängers erfolgen soll. Im Bild 2 sind diese beiden Möglichkeiten (auf eine Information beschränkt) dargestellt. Obwohl im Heimgebrauch keine sehr langen Leitungen verwendet werden, führt die Verwendung getrennter Aufnahme- und Wiedergabeleitungen (Bild 2a), die gegebenenfalls noch über einen Stecker geführt werden sollen, schon zu verhältnismäßig unhandlichen Einrichtungen, wenn insgesamt fünf Informationen zu übermitteln sind. Daher scheint die heute in den Schwarz-Weiß-Videorecordern angewandte Methode nach

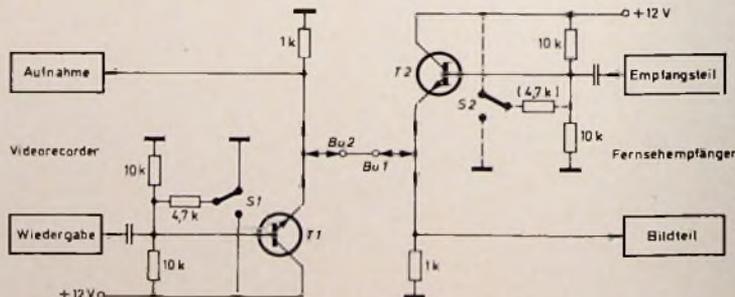


Bild 3. Elektronische Aufnahme-Wiedergabe-Umschaltung mit einer Signalleitung je Information

Bild 2b bedeutend sinnvoller, da sie nur eine einzige zusätzliche Steuerleitung erfordert. Aber auch diese Steuerleitung und das zugehörige Relais können entfallen, wenn man eine vollelektronische Methode anwendet.

Auf der linken Seite im Bild 3 ist der Recorder, auf der rechten Seite der Fernsehempfänger dargestellt. Der Recorder hat die Anschlußbuchse Bu 2 und der Fernsehempfänger die Anschlußbuchse Bu 1. Die für jeweils eine Information bestimmten Ausgangsverstärker im Recorder und Empfänger sind T1 und T2. Werden die Emittoren der beiden Transistoren miteinander verbunden, so entsteht an der Verbindungsstelle ein Signal, das bei NPN-Transistoren dem größeren der beiden Basissignale entspricht. Legt man also beispielsweise an die Basis von T2 eine höhere positive Spannung als an die Basis von T1, so wird der Transistor T1 vollständig gesperrt, während der Transistor T2 leitend ist und innerhalb eines bestimmten Amplitudenbereiches die an seiner Basis liegenden Signale zum Emittor überträgt.

Macht man nun die Betriebsspannung des im Fernsehempfänger enthaltenen Empfangsteiles abschaltbar, so liegt bei abgeschalteter Betriebsspannung die Basis des Transistors T2 an Masse. Ist gleichzeitig der Recorder auf Wiedergabe geschaltet, so wird die Basis-Emitter-Diode des Transistors T2 im Empfänger gesperrt, während T1 leitet und das vom Recorder wiedergegebene Signal über die Verbindungsleitung zum Empfänger gelangt. Dieses Signal kann im Bildwiedergabeteil wiedergegeben werden.

Wird dagegen der Wiedergabeteil des Recorders abgeschaltet und der Empfangsteil des Fernsehempfängers eingeschaltet, so ist der Transistor T1 gesperrt, während T2 das vom Sender empfangene Signal an den Bildwiedergabeteil des Empfängers liefert und so die Fernsehsendung betrachtet werden kann. Gleichzeitig gelangt über die Verbindungsleitung ein Signal zum Aufnahmeverstärker des Bildaufzeichnungsgerätes, so daß das vom Empfänger gelieferte und am Bildschirm beobachtete Signal gleichzeitig aufgezeichnet werden kann.

Durch geringfügige Änderung der Dimensionierung kann man auch eine automatische Umschaltung des Empfängers erreichen. Wählt man nämlich die Basisvorspannung für den Transistor T2 niedriger als die Basisvorspannung für den Transistor T1, so kann der Umschalter im Fernsehempfänger entfallen. Solange der Recorder abgeschaltet ist, gibt dann der Transistor T2 das Videosignal aus dem Empfangsteil an den Bildwiedergabeteil weiter. Schaltet man aber den Recorder auf Wiedergabe, so liegt an der Basis des Transistors T1 eine höhere Spannung als an der Basis von T2. Der Transistor T2 ist dann gesperrt, so daß keine Information aus dem Empfangsteil zum Bildwiedergabeteil gelangen kann. Eine solche Lösung mit automatischer Umschaltung setzt jedoch eine Normung

der Ausgangsgleichspannungspegel für Empfänger und Recorder voraus. Unabhängig von einer solchen Normung sollte aber trotzdem ein Schalter im Fernsehempfänger vorgesehen werden, mit dem der Empfangsteil außer Betrieb gesetzt werden kann. Das Verfahren läßt sich sinngemäß auch auf eine größere Anzahl von Informationen anwenden.

3.3. Anschlußbuchsen

Für den Anschluß von Schwarz-Weiß-Videorecordern wird heute bevorzugt die im Bild 4 dargestellte Buchsenbelegung verwendet. Hier sind drei

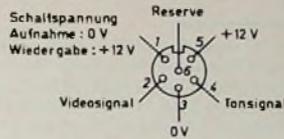


Bild 4 Buchsenbelegung für den Anschluß von Schwarz-Weiß-Videorecordern

Anschlüsse vorhanden, die nicht unmittelbar der Informationsübertragung dienen, und zwar der Anschluß 5, über den die Betriebsspannung von 12V für einen Anschlußadapter geliefert wird, der Anschluß 1, über den eine Schaltspannung zur Aufnahme-Wiedergabe-Umschaltung des Empfängers geliefert wird, und der Anschluß 6, der als Reserve dient. Diese Buchse kann auch für den Anschluß von Farbfernsehempfängern mit Farbdifferenzschnittstelle verwendet werden, wenn man von der bereits beschriebenen Möglichkeit der vollelektronischen Aufnahme-Wiedergabe-Umschaltung des Empfängers Gebrauch macht.

Von Siemens wird für praktische Versuche mit Farbaufzeichnungs- und Wiedergabegeräten die im Bild 5 gezeigte Buchsenbelegung verwendet, die bezüglich der Leuchtdichte- und der Toninformation kompatibel mit der bisherigen Schwarz-Weiß-

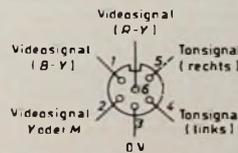


Bild 5 Buchsenbelegung für Anschluß von Farbaufzeichnungs- und -wiedergabegeräten

Videorecorder-Buchse nach Bild 4 ist. Über den bisher als Reserve freigelassenen Anschluß 6 wird das (R-Y)-Signal und an Stelle der Schaltspannung 1 das (B-Y)-Signal geführt. Die Belegung der Stifte 2, 3 und 4 ist gleichgeblieben. Über den Anschluß 5 kann wahlweise die Versorgungsspannung für einen Empfängeradapter oder in Zukunft die Information für den rechten Tonkanal übertragen werden. Mit Rücksicht auf die geplanten Ausbaumöglichkeiten audiovisueller Systeme scheint es sogar sinnvoll zu sein, auf die Belegung des Stiftes 5

mit einer Betriebsspannung zu verzichten und Adapter, besonders solche für die Wiedergabe, mit einer unabhängigen Stromversorgung auszustatten.

3.4. Regelung von Leuchtdichte, Farbsättigung und Farbton

Wie bereits erwähnt, ist es bei Verwendung der Farbdifferenzschnittstelle erforderlich, Leuchtdichte, Farbsättigung und Farbton hinter dieser Schnittstelle einzustellen, um für die Aufzeichnung konstante Signalpegel zur Verfügung zu haben und um auch das vom Recorder gelieferte Signal hinsichtlich dieser Parameter verändern zu können. Eine naheliegende Lösung ist, die Abschlußwiderstände der drei Signaleingänge als Einsteller auszubilden. Hierbei wird ein Dreifach-Tandempotentiometer für die Kontrasteinstellung verwendet. Die beiden Farbdifferenzsignale werden zusätzlich mit einem Zweifach-Tandempotentiometer eingestellt, wodurch die Farbsättigungseinstellung gegeben ist. Die Farbtoneinstellung ist durch eine gegenläufige Veränderung im (R-Y)- und (B-Y)-Kanal mit einem Einfachpotentiometer möglich. Gegenüber den bisherigen Konzeptionen ergibt sich ein Mehraufwand von einem Dreifach-Tandempotentiometer an Stelle eines Einfachpotentiometers. Darüber hinaus ist diese Lösung weder mechanisch noch elektrisch besonders elegant.

Durch Verwendung von Photowiderständen erhält man eine wesentlich einfachere, elegantere und wirtschaftlichere Lösung (Bild 6). Im Eingangs-

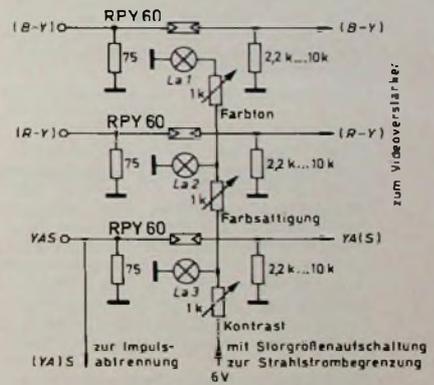


Bild 6. Schaltung zur Regelung von Leuchtdichte, Farbsättigung und Farbton

zweig jedes Kanals ist ein Photowiderstand angeordnet, der durch eine Lichtquelle gesteuert wird. Durch drei hintereinander geschaltete Einfachpotentiometer kann man entweder alle drei Lichtquellen La1, La2, La3 gemeinsam oder für die beiden Farbdifferenzsignale wirksamen Lichtquellen La1, La2 gemeinsam oder nur die für den (B-Y)-Kanal wirksame Lichtquelle La1 einstellen. Damit sind die Funktionen der Kontrast-, Farbsättigungs- und Farbton-einstellung je einem Einfachpotentiometer zugeordnet. Dieses Verfahren

erlaubt auch große Freizügigkeit in der Konstruktion der Printplatten und in der Anordnung der Einsteller, da die Führung der Steuerleitungen unkritisch ist. Außerdem können Fernbedienungssysteme jeder Art sehr leicht angepaßt werden.

Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung ist aber, daß auch die Strahlstrombegrenzung sehr einfach in dieses System mit einbezogen werden kann. Entnimmt man die Versorgungsspannung des Steuerkreises der Strahlstrombegrenzung und sorgt dafür, daß diese Spannung bei Überschreiten eines vorgegebenen Schwellenwertes reduziert wird, so erfolgt automatisch eine entsprechende Kontrastverringerng. Eine Strahlstrombegrenzung durch Regelung des Bild-ZF-Verstärkers ist für Fernsehempfänger mit Videorecorder-Anschlüssen wegen der damit verbundenen Variation der Ausgangssignale an der Schnittstelle nicht durchführbar. Abgesehen davon, genügt dieses

wird eine gelastete Klemmung verwendet. Unmittelbar an die Klemmschaltung mit den Dioden $D1 \dots D8$ schließt sich die integrierte Farbmatrix TBA 680 an, die auch die (G-Y)-Matrix enthält und aus den Farbdifferenzsignalen und dem Leuchtdichtesignal die drei Farbauszugssignale R, G und B bildet. Das Leuchtdichtesignal Y wird in einer Transistorvorstufe T1 umgekehrt, an deren Ausgang auch das Amplitudensieb angeschlossen ist. Die Schaltung nach Bild 7 schließt sich unmittelbar an die Schaltung im Bild 6 zur Einstellung von Kontrast, Farbsättigung und Farbton an.

4. Netztrennung

Ein sehr wichtiges Problem für Fernsehempfänger mit Videorecorder-Anschlüssen stellt die Netztrennung dar. Bei den zur Zeit auf dem Markt befindlichen Geräten ist eine derartige galvanische Trennung des Empfängers

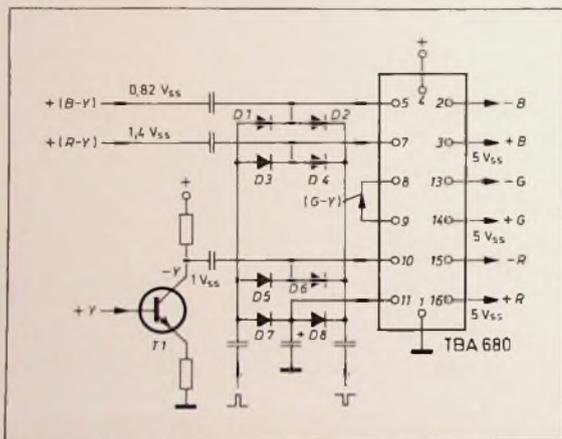


Bild 7. Klemmschaltung zur Wiederherstellung des Schwarzwertes

Verfahren auch wegen seiner Einflüsse auf die Übertragungseigenschaften des Bild-ZF-Verstärkers nicht ganz. Andere Verfahren der Strahlstrombegrenzung, zum Beispiel durch Schwarzwertverschiebung, stehen jedoch in Widerspruch zu den Erfordernissen, so daß der hier beschriebene Vorschlag nicht nur den Erfordernissen der Recorderanschlüsse gerecht wird, sondern auch eine Verbesserung gegenüber dem jetzigen Stand bringt.

Grundsätzlich ließe sich ein ähnliches System auch mit Hilfe von integrierten Schaltungen realisieren, dann jedoch selbstverständlich nicht mit photoelektronischen Bauelementen, sondern durch Steilheitsänderung aktiver Bauelemente. Das Prinzip des elektronischen Potentiometers und der Kopplung mit der Strahlstrombegrenzung könnte jedoch auch dann beibehalten werden.

Für die vom Bildwiedergabegerät kommenden Signale muß eine Wiederherstellung des Schwarzwertes erfolgen. Wegen der Niederohmigkeit der Ausgangsverstärker im Recorder können solche Klemmschaltungen unmittelbar im Eingangsteil des Empfängers angeordnet werden. Bei der im Bild 7 dargestellten Schaltung

vom Netz jedoch nicht vorhanden. Bei der Diskussion über die Ausstattung von Fernsehempfängern mit Recorder-Anschlüssen sind daher mehrere Vorschläge zur Lösung dieses Problems gemacht worden. Einige davon stammen von Versuchen, ältere Empfänger mit Adaptern zum Anschluß von Recorders zu versehen. Dazu gehören die HF-Übertragung, der sogenannte Video-Transformator, optoelektronische Koppler und die Erdungsautomatik.

Im Zusammenhang mit der Entwicklung von Konzeptionen für transistorbestückte Fernsehempfänger sind jedoch neuartige Stromversorgungssysteme entstanden, die die Netztrennung nahezu ohne Mehraufwand mitliefern. Damit erhält man die Möglichkeiten des Netztransformators, der Horizontalablenkung mit Pulse-Mode-Netzteil und die verschiedenen Formen der Schaltnetzteile.

Der Vollständigkeit wegen soll eine Schaltung erwähnt werden, die es ermöglicht, Röhren- oder gemischt bestückte Empfänger ohne galvanische Trennung in Verbindung mit einem Videorecorder trotzdem sicher betreiben zu können. Dazu dient eine Erdungsautomatik, die für die richtige

Polung des Empfängers beim Netzanschluß sorgt und das Chassis des Empfängers immer mit Erde verbindet. Einer der beiden Netzanschlüsse ist stets geerdet. Für einen berührungssicheren Betrieb des Empfängers muß man nun feststellen, welcher Anschluß geerdet ist, und diesen mit dem Chassis verbinden. Als Bezugspotential dient dabei der Schutzleiter, mit dem das Chassis ständig verbunden ist (Bild 8). Hinter dem Netzstecker sind zwei Spannungsfühler (Relais A und B) angeschlossen, die die Kontakte a^1 , a^2 beziehungsweise b^1 , b^2 betätigen. Ist beispielsweise der Anschluß 1 des Netzsteckers geerdet und liegt der Anschluß 2 an der Phase, so erhält Relais A über die Diode $D1$ Spannung und zieht an. Die Kontakte a^1 und a^2 sind dann geschlossen, so daß die geerdete Leitung mit dem Chassis verbunden und somit eine berührungssichere Anschaltung des Empfängers gegeben ist. Wenn dagegen Anschluß 2 geerdet ist, zieht Relais B an, und die Kontakte b^1 und b^2 werden geschlossen. Anschluß 2 liegt dann am Chassis. Sobald eines der Kontaktpaare geschlossen ist, kann man grundsätzlich

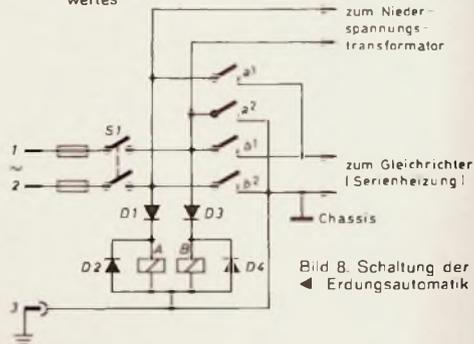


Bild 8. Schaltung der Erdungsautomatik

den Schutzleiter unterbrechen. Das Relais bleibt auch weiterhin angezogen, da jetzt das Chassis mit dem geerdeten Anschluß verbunden ist. Dies bedeutet, daß nach dem Einschalten über den Schutzleiter kein für den Betrieb der Automatik notwendiger Strom fließt und damit die einschlägigen Bestimmungen erfüllt sind. Wird jedoch der Netzstecker in eine Steckdose ohne Schutzkontakt gesteckt, so bleibt der Anschluß 3 frei. Dann zieht keines der beiden Relais an, so daß auch keiner der Schaltkontakte geschlossen wird. Der Empfänger wird jetzt nicht mit dem Netz verbunden, und damit ist jede Gefahr bei Berührung des Chassis ausgeschaltet.

Eines der schwierigsten Probleme für die Einführung von Bildaufzeichnungs- und -wiedergabegeräten ist die Adaptierung älterer Empfänger. Versuche mit verschiedenen Schwarzweiß- und Farbfernsehempfängern haben zwar gezeigt, daß es grundsätzlich möglich ist, nahezu jeden auf dem Markt befindlichen Empfänger mit entsprechenden Adaptern innerhalb der Schaltung des Empfängers auszurüsten. Für eine entsprechende Anpassung ist aber eine Vielzahl von Adapterschaltungen erforderlich, und es werden dabei besonders beim Farb-

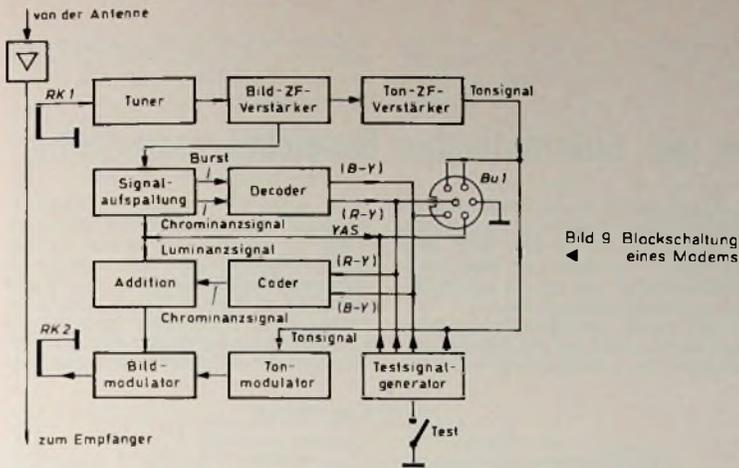


Bild 9 Blockschaltung eines Modems

fernsehempfänger an den Kundendienst Forderungen gestellt, die ein solches Verfahren sowohl wirtschaftlich als auch technisch von sehr zweifelhaftem Wert erscheinen lassen. Man muß daher alle Verfahren, die einen direkten Eingriff in den Empfänger erfordern, ablehnen. Als einzig sinnvolle Lösung ist daher der sogenannte Modem (Modulator-Demodulator) anzusehen, der den Betrieb alterer Fernsehempfänger mit Videorecordern über die Antennenleitung gestattet. Dabei ist nur eine einfache Verbindung des Modems mit der Antenne und dem Fernsehempfänger einerseits und mit dem Recorder andererseits erforderlich.

Das Bild 9 zeigt die Blockschaltung eines solchen Modems. Das vom Antennenanschluß kommende breitbandige Signal durchläuft zunächst einen Antennenverstärker, um die nachfolgenden Verluste auszugleichen. Der Ausgang des Antennenverstärkers wird zum Eingang des Fernsehempfängers durchgeschleift. Über einen ersten Richtkoppler RK 1 wird ein Teil der verstärkten Energie ausgekoppelt und einem herkömmlichen Farbempfangsteil zugeführt. Am Ausgang dieses Farbempfangsteils stehen das Leuchtdichtesignal, die beiden Farbdifferenzsignale $(R-Y)$ und $(B-Y)$ und das Tonsignal zur Verfügung und werden über die sechspolige Recorderbuchse Bu 1 dem Recorder zugeführt. Im Bild-ZF-Verstärker ist die integrierte Schaltung TBA 440 eingesetzt, die wegen ihres aktiven Demodulators ein besonders hochwertiges Videosignal ohne Restseitenbandverzerrungen liefert.

Durch die bereits beschriebene elektronische Umschaltung werden bei Wiedergabe vom Recorder die Ausgangsverstärker des Empfangsteils gesperrt, so daß die vom Recorder kommenden Signale zur Modulator-einheit gelangen können. Sie werden dort codiert und einem Träger im Fernsehbereich 1 aufmoduliert. Über einen zweiten Richtkoppler RK 2 wird das Ausgangssignal des Modulators in die Antennenleitung eingekoppelt.

Bei der Aufnahme gelangt das aufzeichnende Signal ebenfalls zum Modulatorteil und wird daher auch in einen Kanal im Bereich 1 umgesetzt. Man hat damit die Möglichkeit, die Aufzeichnung über den Empfänger zu

kontrollieren, kann aber nach beendeter Kontrolle den Empfänger auch auf ein anderes Programm umschalten und die Aufzeichnung zu einem späteren Zeitpunkt wiedergeben.

Diese Kontrollmöglichkeit ist in jedem Fall erforderlich, um eine optimale Qualität des über den Modem empfangenen und aufgezeichneten Signals zu gewährleisten. Erschwert wird sie jedoch dadurch, daß hierbei zwei Abstimmvorgänge erforderlich sind. Einerseits muß der Empfangsteil des Modems auf den aufzeichnenden Kanal und andererseits muß der Empfänger auf den Kanal des Modulators abgestimmt werden. Um dies zu erleichtern, ist ein einfacher video- und tonfrequenter Testsignalgenerator vorhanden, der durch einen Schalter eingeschaltet wird und eine Abstimmung des Empfängers auf den im Bereich 1 liegenden Kanal des Modems gestattet. Danach kann der Empfangsteil des Modems einwandfrei abgestimmt werden.

Ein Modem in dieser Form ist an sich nur für die magnetische Bildaufzeich-

nung erforderlich. Bei den Nur-Wiedergabeverfahren benötigt man nur die Modulatoreinheit, und auch der Testsignalgenerator kann entfallen. Wegen der vielfältigen Kombinationsmöglichkeiten von Modulator- und Demodulatoreinheit mit verschiedenen Bildaufzeichnungs- und Bildwiedergabesystemen (gegebenenfalls auch mit Kameras) sollte man es vorziehen, den Modem mit einer selbständigen Stromversorgung auszustatten oder wenigstens die Stromversorgung, wenn sie aus dem Bildaufnahme- oder -wiedergabegerät entnommen wird, über eine getrennte Verbindungsleitung zu führen. Hierfür könnte der gleiche Normstecker verwendet werden, wie er bereits in tragbare Rundfunkgeräte eingebaut wird. Andernfalls ergäbe sich zum Beispiel schon beim Anschluß einer Fernsehkamera an ein solches System, für die ja grundsätzlich die gleiche Steckverbindung gewählt werden sollte wie für Recorder und Empfänger, eine Vielfalt von Übergangsteckern und Verbindungsleitungen, die die Übersichtlichkeit erheblich beeinträchtigen würde.

Die an sich recht komplexen Schaltungsfunktionen eines Modems können mit modernen integrierten Schaltungen zu einer konstruktiv trotzdem recht kleinen Einheit zusammengefaßt werden. Wegen der Komplexität des Modems sollte man aber Fernsehempfänger in Zukunft mit Recorder-Anschlüssen ausstatten. Da die Audiovision heute bereits breite Aufmerksamkeit gefunden hat, wird man auch den Anforderungen dieser neuen Technik im Farbfernsehempfänger Rechnung tragen müssen. Dies wird nicht nur das Interesse am Farbfernsehempfänger beleben, sondern auch den Erfolg des Videorecorders für den Heimgebrauch in Zukunft entscheidend mitbestimmen.

Lautsprechanlage für das Münchener Olympiastadion

Der sogenannte Bahnsteig Effekt – das Vielfach-Echo infolge unterschiedlicher Schall-Laufzeiten – bereitet bei der elektroakustischen Ausstattung von Sportstadien oft große Schwierigkeiten. Bei der von Siemens projektierten Lautsprechanlage für das 80.000 Besucher fassende Münchner Olympiastadion kommt der Ton von einer einzigen Schallampel unter dem transparenten Zeltdach auf Höhe der Westtribüne. Die insgesamt 80 Lautsprecher dieser Ampel sind so ausgerichtet, daß alle Tribünenbereiche gleichmäßig beschallt werden.

Damit die direkt unter der Ampel sitzenden Zuschauer den Schall nicht von oben hören, wird dieser Bereich, die sogenannte Nahzone, zusätzlich von zwei kleinen Schallzeilen am Rand des Spielfeldes mit Schall versorgt. Weil die Schall-Laufzeit zwischen diesen Zeilen und den Zuschauern aber kürzer ist als die zwischen Schallampel und Tribüne, glauben die Zuhörer, daß der Schall nur von den Schallzeilen, das heißt also von vorne, kommt. 16 rings um die Aschenbahn installierte niedrige Lautsprecherzeilen sind ausschließlich für die Beschallung des Spielfeldes bestimmt. Sie sorgen für einen synchronen Takt, wie er zum Beispiel beim Einzug der Nationen und für gymnastische Sportveranstaltungen benötigt wird.

Die 500 kg schwere Schallampel ist mit 26 Druckkammer- und 54 Konuslautsprechern be-

steckt, die teilweise speziell für den Einsatz im Olympiastadion konstruiert wurden. Jeweils zu individuell steuerbaren Gruppen zusammengefaßt, sind sie rundum so auf die verschiedenen Tribünenbereiche gerichtet, daß sich eine optimale akustische Ausleuchtung ergibt. Dabei galt es jedoch, eine möglichst geringe Ausstrahlung auf die umliegenden Sportstätten und die nahegelegenen Wohngebäude zu erreichen. Da die in 40 m Höhe schwebende Ampel weder von unten noch über das Zeltdach zugänglich ist, muß sie mittels einer Seilwinde an ihren Platz gebracht werden, um so die Montage und eventuell später notwendig werdende Reparaturen zu ermöglichen. Durch Aufhängung an zwei Stahlseilen und Arretierung mit zwei Führungsstiften wird die Ampel immer in der gewünschten Lage gehalten.

Zur Steuerung der kombinierten Lautsprechanlage dient ein Mischpult in einem eigenen Tonregieraum, in dem sich außerdem 15 Verstärker mit jeweils 100 W Ausgangsleistung sowie je zwei Tonbandgeräte und Plattenspieler befinden. Die über 20 angeschlossenen Mikrofone sind auf die Kabine des Platzsprechers, die Weltkampfleitung, die Ehrenloge, den Tonregieraum und die Sportriege verteilt. Im sogenannten Reportergraben zwischen Laufbahn und Tribüne stehen zusätzlich zehn Mikrofonanschlüsse zur Verfügung; sie ermöglichen offizielle Durchsagen direkt vom Spielfeld aus.

Digital-Vielfachmeßgerät mit automatischer Bereichsumschaltung

Die von *Schneider-Electronique* hergestellten Meßgeräte (Voltmeter, Multimeter, Frequenzzähler, Periodenmesser) arbeiten ausschließlich mit Ziffernanzeige. Vor kurzem wurde dieses Programm durch das „Digitest 750“ (Bild 1) erweitert. Es handelt sich hier um ein Vielfachmeßgerät für den Frequenzbereich 40 Hz bis

auf den Speicher und damit auf die Anzeigeröhren überträgt. Der Zähler läuft jedoch weiter und gibt beim Übergang von 9999 auf 0000 einen Taktimpuls ab, der die nächste Spannungs-Zeitwandlung auslöst. Bei Eintreffen des Übertragsimpulses wird das Zählergebn normalerweise zwischen 180 und 1999 liegen. Ist dies

jetzt leitend, während T2 gesperrt bleibt. Wenn die zu messende Spannung U_x positiv ist, dann werden nach einiger Zeit die Spannungen an den Ausgängen des Integrators I und des Verstärkers A gleich sein. Der Komparator K ändert darauf seine Ausgangsspannung, der Flip-Flop R, S kippt und verändert die Schaltstel-



Bild 1. Vielfachmeßgerät „Digitest 750“ von *Schneider-Electronique*

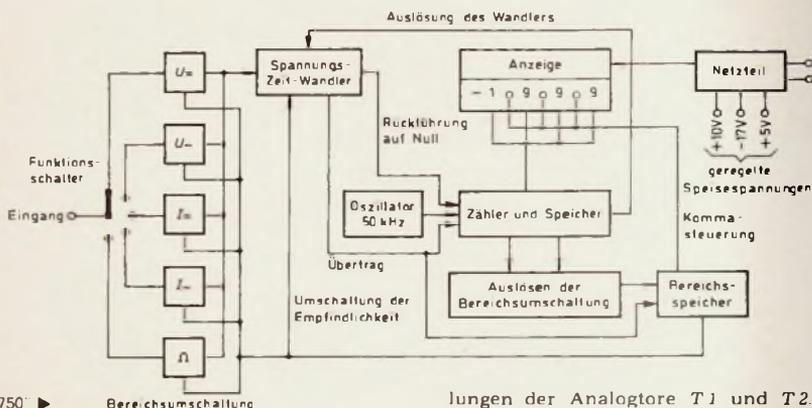


Bild 2. Blockschaltbild des „Digitest 750“

20 kHz für Gleich- und Wechselspannungen (Auflösung 100 μ V), Gleich- und Wechselströme (Auflösung 100 nA) sowie für Widerstände (Auflösung 100 mOhm, Maximalanzeige 2 MOhm). Das „Digitest 750“ dürfte das erste Digitalmeßgerät der unteren Preisklasse sein, bei dem die Umschaltung der Meßbereiche automatisch erfolgt. Im folgenden werden die wesentlichen Funktionen dieses Geräts beschrieben.

1. Schaltung

Der Funktionsschalter im Bild 2 schaltet die den einzelnen Meßfunktionen zugehörigen Spannungs- oder Stromteiler an den Eingang. Wie später gezeigt wird, lassen sich die Spannungsteiler durch Feldeffekttransistoren oder Relais im Verhältnis 1 : 100 : 1000 umschalten. Die Empfindlichkeit des nachfolgenden Analog-Digital-Wandlers läßt sich im Verhältnis 1 : 10 umschalten. Durch Kombination der beiden Umschaltmöglichkeiten erhält man für jede Funktion insgesamt fünf Meßbereiche. Sie entsprechen bei vierstelliger Anzeige bei den Spannungen Maximalwerten von 0,2, 2, 20, 200 und 1000 V, bei den Strömen 0,2, 2, 20, 200 und 2000 mA sowie 200 Ohm, 2 kOhm, 20 kOhm, 200 kOhm und 2 MOhm bei den Widerständen.

Als primärer Taktgeber ist ein Oszillator (50 kHz) eingesetzt, der die Zähldekaden direkt ansteuert. Die zu messende elektrische Größe wird in eine Zeitdauer umgewandelt. Zu Beginn dieser Zeitdauer wird der Zähler auf Null gestellt; am Ende der Zeitdauer wird ein Übertragsimpuls ausgelöst, der den augenblicklichen Zählerinhalt

nicht der Fall, so wird die Bereichsumschaltung ausgelöst. Der dazu benötigte Speicher ist ein Vorwärts-Rückwärts-Zähler, der bei nicht im Normalbereich liegenden Anzeigewerten weitergeschaltet wird. Er steuert die Bereichsumschaltung und die Kommaanzeige.

1.1. Spannungs-Zeit-Wandler

Im Spannungs-Zeit-Wandler (Bild 3) erfolgt ein doppelter Spannungsvergleich. Durch den Taktimpuls t (Bild 4a) wird die Ausgangsspannung des Integrators I auf einen Wert gebracht, der höher ist als die Ausgangsspannung des Verstärkers A. Die Ausgangsspannung des Integrators fällt zeitlinear ab. Das Analogtor T1 ist

lungen der Analogtore T1 und T2. Damit wird $U_x = 0$, und der Komparator kehrt sofort (t_1 im Bild 4c) wieder in den Ausgangszustand zurück, in dem er bleibt, bis die Spannung am Integratorausgang durch Null läuft. Am Ausgang der Torschaltung P erhält man somit einen Impuls, dessen Dauer

$$t_x = \frac{U_x}{U_{ref}} RC$$

der zu messenden Spannung U_x proportional ist.

Die Wandlerschaltung benötigt keinen Nullabgleich, da eventuelle Drifterscheinungen im Verstärker A oder im Komparator K nur die zeitliche Lage von t_x beeinflussen, nicht aber die Dauer dieses Impulses. Durch Umdimensionieren des Gegenkopplungsnetzwerkes R1, R2 des Verstärkers A kann die Spannungsverstärkung im

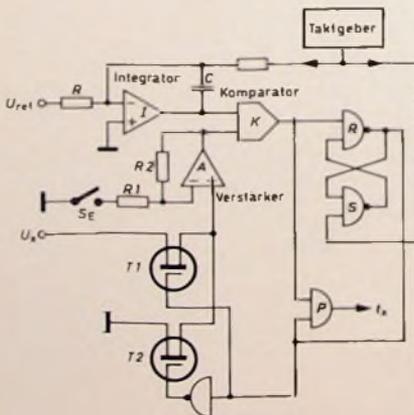


Bild 3 (links). Spannungs-Zeit-Wandler

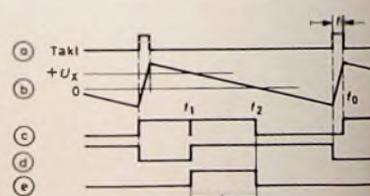


Bild 4. Impulsformen der Schaltung im Bild 3. a) Taktimpuls, b) Integratorimpuls, c) Komparatorimpuls, d) Flip-Flop-Impuls, e) Impuls am Gatter P

Verhältnis 1:10 geändert werden. Wenn der zu messenden Spannung eine Wechselgröße überlagert ist, dann muß im Eingang des Gerätes eine ausreichende Filterung vorhanden sein, da sonst nicht der Mittelwert der Gleichspannung, sondern der zur Zeit t_1 vorhandene Augenblickswert gemessen wird.

Mit der vereinfachten Schaltung im Bild 3 ist es nur möglich, positive Werte von U_x zu messen. Zur automatischen Polaritätsumschaltung liegen Exklusiv-Oder-Gatter vor jedem der beiden Analogtore. Diese Gatter werden von einem JK-Flip-Flop angesteuert, an dessen Zähleingang die

danach geschalteten Analogtor eine höhere Spannung liegt als an dem anfangs betriebenen. Der Impuls t_1 fällt dadurch aus, und die Polarität kann umgeschaltet werden.

1.2. Zähler und Anzeige

Die vier Zähldekaden sind mit ihren Anzeigespeichern in einer speziell für das „Digitest 750“ gefertigten MOS-LSI-Schaltung zusammengefaßt. Die Verlustleistung beträgt weniger als 200 mW, während ein entsprechender, mit TTL-Schaltkreisen aufgebauter Zähler etwa 1,5 W verbrauchen würde. Zwischen dem Wandler im Bild 3 und dem Zähler im Bild 5 befindet sich

die Anzeige bei schwankender oder ungenügend gefilterter Eingangsspannung ständig wechselnd zum Beispiel die Zahlen 999 und 1000 anzeigt. Die Überlagerung der beiden Zahlenbilder würde bei einer 7-Segment-Anzeige 1999 ergeben, während man bei Leuchtziffernröhren deutlich die Schwankung erkennen kann.

Um das Gerät auch mit einer Batterie betreiben zu können, werden die Ziffernanzeigeröhren mit einem Gleichspannungswandler gespeist, der mit einer Frequenz von 6 bis 8 kHz arbeitet. Während einer Halbwelle liegt die Speisespannung an den Anoden der Röhren für die Anzeige der Einer und der Hunderter, während der anderen Halbwelle werden die Röhren für die Zehneranzeige sowie die Tausenderanzeige gespeist. Im gleichen Rhythmus gelangen über je eine Diodenmatrix die Ausgänge der entsprechenden Zähldekaden an die Codewandler.

An den Zehner-, Hunderter- und Tausenderausgängen des Zählers liegt eine Logikschaltung, die auf Zählwerte von < 180 anspricht und damit das automatische Zurückschalten auf einen empfindlicheren Bereich auslöst. Wenn das Zählergebnis 2000 erreicht oder übersteigt, bewirkt eine weitere Logikschaltung eine Umschaltung auf einen weniger empfindlichen Bereich.

1.3. Automatische Bereichsumschaltung

Bei Überschreiten der Zählgrenzen werden von den eben erwähnten Logikschaltungen Signale an den im Bild 6 dargestellten Vorwärts-Rückwärts-Zähler gelegt. Dieser hat acht mögliche Schaltstellungen, von denen jedoch nur fünf (0-4) ausgenutzt werden. Von der nachfolgenden Codewandler-Matrix wird das Komplement von 4 (4) an einen der Hilfseingänge geführt. Dadurch vermeidet man, daß noch weitergezählt wird, wenn das Gerät bereits im unempfindlichsten Bereich arbeitet. Ebenso wird durch ein Signal 0 das weitere Rückwärtszählen verhindert, wenn der empfindlichste Bereich erreicht ist.

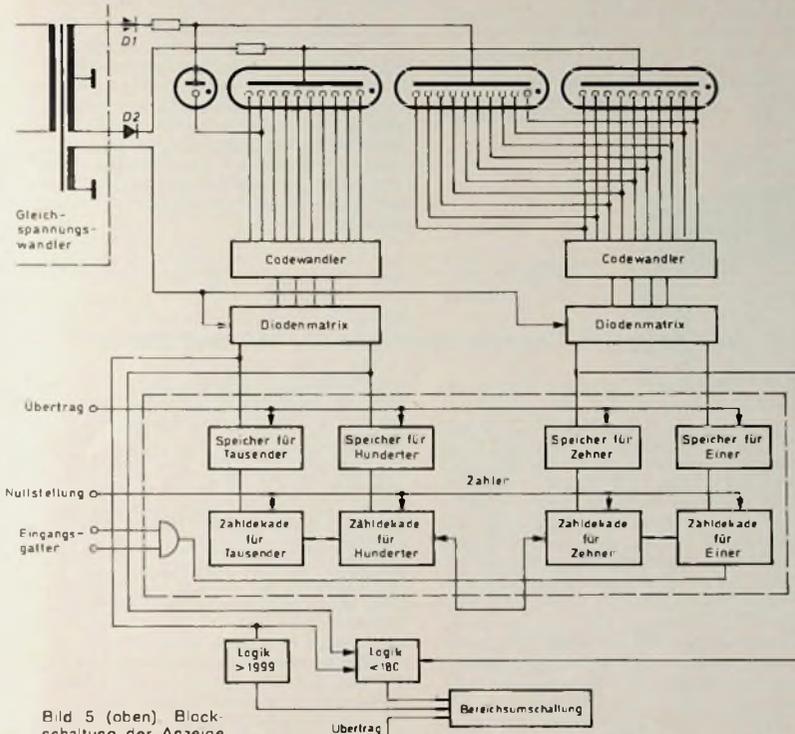


Bild 5 (oben) Blockschaltung der Anzeige und des in einer MOS-LSI-Schaltung zusammengefaßten Zählers

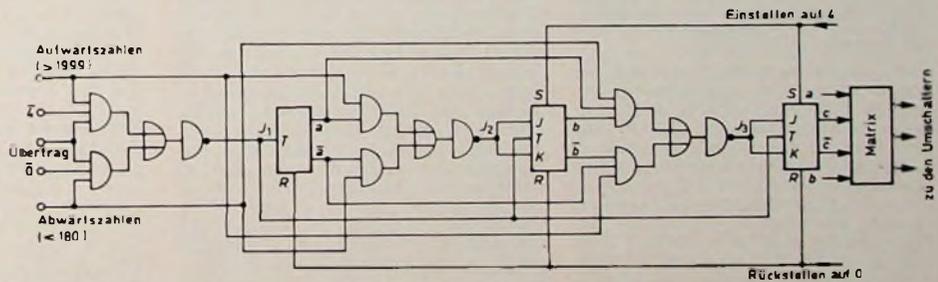


Bild 6. Vorwärts-Rückwärts-Zähler für die automatische Bereichsumschaltung

Taktimpulse gelegt werden. Die Polaritätsumschaltung kann somit nach jedem Durchlauf erfolgen. Über die zusammengelegten JK-Eingänge wird jedoch das Umschalten so lange verhindert, wie die Polarität richtig ist. Als Kriterium dient der Impuls t_1 am Ausgang des Tores P. Bei falscher Polarität kehrt der Komparator nach dem ersten Ansprechen nicht mehr in seine Ausgangslage zurück, da an dem

eine hier nicht dargestellte Logikschaltung, die den Zähler nach Eintreffen des Taktimpulses bis zu Beginn der Zeit t_1 auf Null hält. Am Ende dieser Zeit erfolgt der Übertrag des gezählten Wertes auf die Speicher und damit auf die Anzeigeröhren. Zur Anzeige der Werte wurden Ziffernanzeigeröhren 7-Segment-Röhren vorgezogen. Bei letzteren können nämlich Ablesefehler entstehen, wenn

Bei Beginn einer Messung wird der Zähler im Bild 6 auf Null gestellt, indem ein Impuls an den entsprechenden Eingang gelegt wird. Das Gerät arbeitet so im Bereich höchster Empfindlichkeit. Der der Meßspannung entsprechende Bereich stellt sich dann in mindestens 1,5 s ein. Ein entsprechender Überlastungsschutz ist vorhanden. Das Einstellen auf 4 erfolgt im Strommeßbereich von 2 A durch

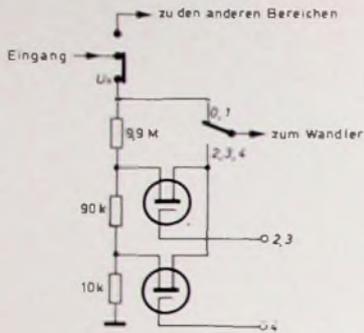
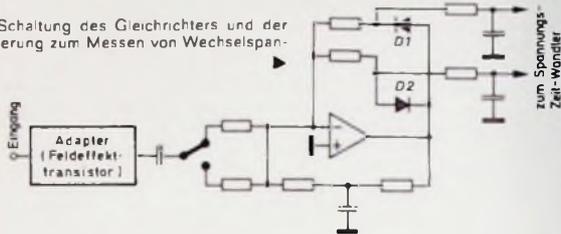


Bild 7. Bereichsumschaltung des Gleichspannungsmeßbereichs

Bild 8. Schaltung des Gleichrichters und der Linearisierung zum Messen von Wechselspannungen



Den angegebenen Daten ist zu entnehmen, daß der Spannungsabfall am Meßobjekt 2 V erreichen kann. Dabei wird eine Genauigkeit von 0,5 % garantiert. Die Diodenschutzschaltung

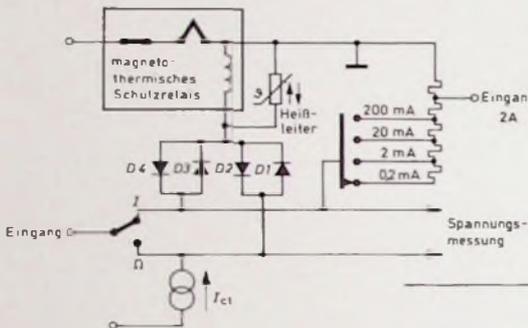


Bild 9. Überlastschutz und Umschaltung der Strombereiche

muß deshalb etwas komplizierter sein, als in der vom Hersteller angegebenen Schaltung, denn der Leckstrom der Dioden darf bei 2 V nur einige nA betragen. Bei Strommessungen beträgt der Spannungsabfall weniger als 0,3 V. Die Schutzschaltung konnte daher so robust ausgeführt werden, daß auch bei direktem Anschluß des Einganges an die Steckdose das Gerät nicht beschädigt wird.

einen Hilfskontakt an der entsprechenden Anschlußbuchse. Das dient im wesentlichen der richtigen Komma-Setzung.

Am Beispiel der Gleichspannungsmeßbereiche wird im Bild 7 dargestellt, daß ein Relais verwendet wird, das zwischen den ersten beiden Bereichen (0 und 1) oder den drei anderen (2, 3 und 4) umschaltet. Die Umschaltung von 0 auf 1 und von 2 auf 3 erfolgt mit S_E (s. Bild 3). Weiterhin ist aus Bild 7 zu ersehen, daß der Eingangsspannungsteiler über zwei als Analogtore benutzte Feldeffekttransistoren umgeschaltet wird.

Bei Wechselspannungen wird die im Bild 8 dargestellte Schaltung verwendet, bei der ein Operationsverstärker zur Linearisierung der Gleichrichterkennlinien eingesetzt ist. Hier erfolgt die Umschaltung durch den frequenzkompensierten Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung.

Die Umschaltung der Strombereiche erfolgt mit einem Drehschalter, mit dem auch die Komma-Setzung der Anzeige umgeschaltet wird (Bild 9). Für den Bereich 2 A ist ein besonderer Eingang vorhanden. Gegen kurzzeitige Überlastung wird der Stromeingang mit zwei gegeneinander geschalteten Dioden geschützt. Zusätzlich ist ein Schutzrelais eingesetzt, dessen Ansprechschwelle bei etwa 2,1 A liegt. Widerstandsmessungen erfolgen durch Speisung mit einer Konstantstromquelle I_{ct} und durch Messung des am unbekanntem Widerstand entstehenden Spannungsabfalls. Der Speisestrom beträgt 1 mA in den Bereichen 200 Ohm und 2 kOhm und wird in den weiteren Bereichen (20 kOhm, 200 kOhm, 2 MOhm) auf 100, 10 und 1 μ A umgeschaltet. Auch hier wird der Eingang des Gerätes mit Dioden und mit dem bereits erwähnten Relais geschützt.

Vorgeregelte Chopper-Netzteile für 100 und 200 W

Die *Universal Service Elektronik GmbH*, Eching, bietet jetzt serienmäßig vorgeregelt Chopper-Netzteile an. Diese Chopper-Netzteile sind klein und im Vergleich zu herkömmlichen Netzteilen sehr leicht, weil sie ohne den üblicherweise benötigten Netztransformator auskommen. Die 100- und 200-W-Typen sind auf einer Europakarte untergebracht; die Gesamthöhe ist etwa 35 mm. Ausführungen für Leistungen von 50 W bis 2 kW sind in Vorbereitung.

Durch die bei den Chopper-Netzteilen angewandte Impulsweitenregelung werden sämtliche Sekundärspannungen auf $\pm 2\%$ vorgeregelt, und die Brummwelligkeit am Ladekondensator wird fast vollständig ausgegletzt. Die Schaltfrequenz von 16 bis 30 kHz liegt außerhalb des Hörbereichs. Die Siebung der Sekundärspannungen ist sehr einfach und bereits auf der Platte enthalten. Alle acht Sekundärwicklungen des Übertragers sind für hohe Ströme ausgelegt und in einer abgestuften Reihe zu bis zu vier Ausgangsspannungen durch entsprechendes Beschalten der 3-poligen Buchsenleisten kombinierbar. Damit erfüllt bereits die Standardausführung fast alle auftretenden Forderungen. Zusätzlich sind Sonderausführungen lieferbar.

Die Chopper-Technik dieser Netzteile führt zu einem fast verlustleistungsfreien Arbeiten. Daher erwärmen sich die Bauteile nur geringfügig, so daß sich eine hohe Zuverlässigkeit ergibt. Auch Dauerkurzschluß, bei dem konventionelle Netzteile hörbar zu pfeifen beginnen (Warnsignal), stellt für die Chopper-Netzteile keine Gefahr dar, da die Leistungsaufnahme gering bleibt. Durch den Einsatz eines sehr kleinen Übertragers konnten die Kapazitäten zwischen dem Ausgang und

dem Eingang beziehungsweise dem Schirm sehr klein (Größenordnung einige 100 pF) gehalten werden.

In der Praxis hat es sich als besonders vorteilhaft erwiesen, daß oft die sekundäre Regelung entfallen kann, das heißt, die Gleichspannungen können so verwendet werden, wie das Netzteil sie liefert. Sollten trotzdem Nachregelschaltungen erforderlich sein, so kann wegen der sehr guten Vorregelung die Arbeitsspannung der Regeltransistoren sehr niedrig sein, wodurch sich eine sehr geringe Wärmebelastung dieser Transistoren ergibt. Die entsprechenden Nachregelschaltungen sind auf einer weiteren Europakarte untergebracht. Wegen des vorgeschalteten Brückengleichrichters mit Ladekondensator gelangen nur minimale Störungen in das Netz, so daß die neuen VDE-Bestimmungen eingehalten werden.

Winkelcodierer mit Hallgenerator-Abtastung

Seit einiger Zeit finden Hallgeneratoren zur Umwandlung von Magnetfeldern in elektrische Signale ein weites Anwendungsgebiet. Zum Beispiel liefert Siemens Winkelcodierer mit kontaktloser Hallgenerator-Abtastung für jeden gewünschten Ausgangscode.

Zur Verfügung stehen einstufige Winkelcodierer für einen Meßbereich von 360° (eine Umdrehung) sowie zweistufige Ausführungen mit einer internen Übersetzung von 10:1 für zehnfachen Meßbereich (10 Umdrehungen). Die Auflösung beträgt 21,6 Bogenminuten je Digitalschritt, das heißt, eine Umdrehung der Eingangswelle wird bei einer Genauigkeit von ± 10 Bogenminuten in 1000 Zahlstellen unterteilt.

Elektronisch gesteuerte Lichteffect-Anlagen für Diskotheken

Lichteffect-Anlagen sollen synchron mit dem Rhythmus der Musik dem Auge Farb- und Helligkeitsreize darbieten. Grundsätzlich muß man zwischen zwei Anlagen unterscheiden: der kleinen Lichteffect-Anlage, die nur in dem Raumteil, in dem sich der Disk-Jockey befindet, wirksam ist, und der Lichteffect-Großanlage, die entweder die ganze Tanzfläche oder die ganze Gaststätte mit einbezieht.

Die kleine Lichteffect-Anlage im Wirkungsbereich des Disk-Jockeys oder einer kleinen Band kann zusätzliche Stimmungsakzente setzen oder auch an Stelle eines Disk-Jockeys oder einer Band Blickfang sein. Damit ist die Aufgabe, die die kleine Lichteffect-Anlage zu erfüllen hat, umrissen. Der Lichteffectgeber beziehungsweise die Lichteffect-Anlage sollte für das Auge angenehm bunt, also nicht zu grell und aufdringlich wirken. Zur Akzentuierung der Rhythmen von Tanzmusik sind oft sehr helle Lichteffecte, die mit warmen, vorwiegend roten Lichtern abwechseln, erwünscht. Die Lichteffect-Anlage darf selbstverständlich nicht gleichzeitig auch als Normalbeleuchtung der einzige Lichteffectgeber der gesamten Gaststätte sein. Neben den zur Lichteffect-Anlage gehörenden Beleuchtungskörpern ist auch eine normale elektrische Beleuchtung erforderlich, die auch dann arbeitet, wenn die Lichteffect-Anlage defekt sein sollte. Auch diese normale Beleuchtung sollte schaltbar oder von Hand regelbar sein, so daß man sie langsam ausblenden kann, sobald die Lichteffect-Anlage wirksam wird.

Zum Aufstellen auf das Podium bietet *Dynacord* die Vierfarben-Lichtbox „DCB 4“ an. Es ist eine zweiteilige, zusammenklappbare und mit Traggriffen versehene Box mit den Abmessungen 48 cm × 100 cm × 30 cm. Im aufgeklappten Zustand sind die transparenten Abdeckungen sichtbar, die diffus glitzernd leuchten, sobald sie von der Rückseite, also dem Gehäuseinneren, angestrahlt werden. Die Box enthält vier spot-lights (Gelb, Grün, Rot, Blau) von je maximal 100 W. Das Gewicht der Box, deren Holzgehäuse mit schwarz-rottem Kunstlederbezug versehen ist, beträgt 15 kg.

Außerdem bietet *Dynacord* den Vierfarben-Lichtwerfer „DCL 4“ im Stahlblechgehäuse in grauem Einbrennlack an. Das Stahlblechgehäuse enthält nebeneinander angeordnet vier spot-lights zu je 150 W in den Farben Rot, Gelb, Grün, Blau. Das Modell ist mit einer Armatur für Wand- oder Deckenbefestigung bei gleichzeitiger beliebiger Schrägstellung ausgestattet. Die Abmessungen betragen 68,5 cm × 16,5 cm × 24,5 cm, und das Gewicht ist 9 kg. Wie die vorher erwähnte, ist auch diese Lichteffect-Quelle mit je 10 m langen Steuerkabeln versehen. Das zuletzt genannte Modell ist sowohl für direkte Beleuch-

tung als auch für indirekte Beleuchtung einsetzbar.

Zur elektronischen Rhythmussteuerung der Vierfarben-Lichtbox „DCB 4“ und des Vierfarben-Lichtwerfers „DCL 4“ eignet sich das Licht-Steuergerät „Dynamux“. Das Modell bietet die Möglichkeit manueller oder frequenzabhängiger automatischer Steuerung von vier Lichtquellen über Drucktasten. Es enthält vier Steuerkanäle mit je zwei voneinander getrennten Empfindlichkeitsreglern. Die vier Ausgänge sind für den Anschluß je einer Lichtquelle konzi-

× 24,5 cm. Das Gesamtgewicht beträgt 6 kg.

Die Lichteffect-Anlage, insbesondere der Lichtorgel-Betrieb, ist nicht unbedingt auf die Verwendung von Glühlampen (spot-lights) beschränkt. Es lassen sich auch handelsübliche Leuchtstoffröhren steuern, die sich für Lichtdeckenfelder anbieten. Licht ohne große Wärmeentwicklung und hohe Lichtausbeute sind zwei Vorteile dieser Konzeption.

An die Lichteffect-Anlage „Modell L“ (Bild 1) von *Orgatron* lassen sich Glühlampen oder Leuchtstoffröhren



Bild 1. Lichteffect-Anlage „Modell L“ von *Orgatron*

piert. Sollen an jeden Ausgang mehr als eine Lichtquelle angeschlossen werden, so ist der Verteilerkasten „LSVK“ erforderlich. Jeder Verteilerkasten ermöglicht den Anschluß von maximal vier Lichtquellen, und jeder der vier Kanäle ist mit 800 W belastbar. Das Gerät hat einen Eingang für Mikrofon (3 mV an 10 kOhm) und einen Eingang für den Anschluß eines aktiven Mischpults oder eines Vorverstärkers einer Musikübertragungsanlage. Die notwendige Steuerungspannung beträgt 0,77 V an 30 kOhm. Bei Anschluß an die Lautsprecherboxen eines Endverstärkers sind Spannungen zwischen 1 und 50 V an 600 kOhm zulässig. Kanal 1 überträgt die Frequenzen 30 ... 350 Hz, Kanal 2 die von 350 ... 1200 Hz und Kanal 3 die von 1200 ... 20 000 Hz, während Kanal 4 frequenzunabhängig arbeitet. Die Strombelastung je Kanal beträgt 4 A. Das Holzgehäuse des Modells hat schwarz-rotten Kunstlederbezug; die Abmessungen sind 41,5 cm × 16,5 cm × 29 cm, und das Gewicht ist 6,1 kg.

Unter der Bezeichnung „Dynamux-E“ wird das beschriebene Lichteffect-Steuergerät auch mit hochpegeligem Eingang als Einbauchassis geliefert. Diese Ausführung ist für den Einbau in Diskothekentische konzipiert. Es besteht aus dem Bedienungspult, einer Endstufe und dem Verbindungskabel. Auch dieses Gerät ist vierkanalig und weist alle Bedienungsfunktionen des vorgenannten Modells auf. Es ist insbesondere für den Anschluß an *Dynacord*-Mischpulte gedacht. Die Frontplatte hat die Abmessungen 48,3 cm × 12 cm und die Einbautiefe beträgt 13 cm. Die separate Steuer-Endstufe hat die Abmessungen 36,6 cm × 11 cm

anschließen. Mit jedem der fünf Kanäle (weiß, rot, blau, grün, gelb) sind Glühlampen mit 800 W Gesamtleistung oder Leuchtstoffröhren mit 320 W Gesamtleistung steuerbar. Vier Schalter sind für folgende Funktionen eingesetzt: Hauptschalter für sämtliche Effekte, Schalter für weißes Licht, Schalter für automatischen Farbwechsel und Schalter für Synchronlicht zur Musik (Lichtorgel). Mit fünf Hauptreglern lassen sich die Grundhelligkeitswerte für Weiß, Rot, Blau, Grün und Gelb getrennt einstellen. Weitere Nebenregler bieten die Möglichkeit, die Lautstärke den Lichteffecten anzupassen, die Geschwindigkeit für automatischen Farbwechsel einzustellen, die Geschwindigkeit für Weißlicht zu variieren und die Intensität bei Lichtorgel-Betrieb zu regeln. Zwei Tasten ermöglichen diffuse Lichtinvertierung. Das Gerät läßt sich an 220 V Wechselstrom oder 3×220 V Drehstrom anschließen. Die Gehäuseabmessungen betragen 50 cm × 9 cm × 16,5 cm, und die Abdeckplatte hat die Abmessungen 52 cm × 10,8 cm.

Eine einfache und sehr preisgünstige Anlage für Lichtorgel-Betrieb wird von *Roka* unter der Bezeichnung „Phonolight“ angeboten. Es kann eine 400-W-Lichtkette angeschlossen werden. Der maximale Laststrom beträgt 2 A. Steuerintensität und Mindesthelligkeit sind einstellbar. Das Gerät wird mit 9 V Niederfrequenz voll ausgesteuert. Diese Steuer Spannung entspricht der Ausgangsspannung eines 20-W-Endverstärkers bei einem Lastwiderstand von 4 Ohm.

Mit dem Licht-Taktgeber „takt-light“ von *Roka* lassen sich vollautomatisch

wechselseitig zwei spot-lights ein- und ausschalten. Für den Anschluß der beiden spot-lights oder spot-light-Gruppen befinden sich auf der Rückseite zwei Steckdosen. Aus jeder dieser beiden Steckdosen können maxi-



Bild 2. „audioskop“ von Manfred Kage

mal 800 W entnommen werden. Die Einschaltdauer der spot-light-Gruppen ist zwischen 0,5 und 10 s kontinuierlich einstellbar.

Ebenfalls zusätzlich zu einer Lichtorgel-Anlage kann das Licht-Steuergerät „LS 6“ von Roka eingesetzt werden. Mit diesem Modell lassen sich selbstständig sechs verschiedene Lampenkreise steuern. Der Steuerungsverlauf jedes Lampenkreises ist unabhängig von den übrigen Kanälen kontinuierlich einstellbar. Es sind Variationen zwischen langsamem und plötzlichem Aufleuchten und langsamem und plötzlichem Abklingen möglich. Außerdem lassen sich die Steuerfrequenz des Gerätes und jeder Lampenkreis kontinuierlich von Hand regeln.

Eine Lichtorgel besonderer Art ist das „audioskop“ (Bild 2) von Manfred Kage. Ein Lautsprecher-System steuert eine waagrecht angeordnete Kunststoff-Membrane, die mit einer Flüssigkeit auf Fluor-Basis bedeckt ist. Mit der Membrane wird auch die Flüssigkeit in Schwingungen versetzt. Beide, die Membrane und die Flüssigkeitsschicht, werden mit einer Xenon-Bogenlampe durchleuchtet. Das sich mit dem Schall verändernde Wellenraster wird über Farbgläser von der Rückseite auf einer Durchprojektionswand abgebildet. Es entstehen hierbei attraktive Muster, deren Raster, Form und Farben synchron mit dem wiedergegebenen Klang wechseln.

Für den Einsatz in Gaststätten ist die Kombination des „audioskop“ mit einer Aufprojektions-Leinwand vorzuziehen, weil hierbei größere Helligkeiten und ein größerer Betrachtungswinkel erreicht werden. Auch läßt sich hier das „audioskop“ für den Zuschauer unsichtbar anbringen. Eine Glasperleinwand ist für die Aufprojektion nicht zu empfehlen. Die Lichtausbeute ist zwar größer als bei Verwendung einer glatten Projektionswand, doch ist der Betrachtungswinkel in den meisten Fällen zu klein.

Zum Einsatz der Lichtorgel ohne Musikübertragung (als Achtungszeichen an Stelle einer Mikrofon-Ansage) gehört die Kombination mit einem Gongspiel. Das „Orgatron“-„Gongsteuergerät“ hat vier Gongtöne, die vollautomatisch zusammen oder auch einzeln schaltbar in wählbarer Reihenfolge angeschlagen werden können. Reihenfolge und Intensität der einzelnen Gongtöne lassen sich durch Regler programmieren. Eine mit Akkord bezeichnete Taste läßt die vier Gongtöne gleichzeitig ertönen. Die Ausgangsspannung ist mit 1,55 V an 600 Ohm so bemessen, daß sich damit alle handelsüblichen Endverstärker ansteuern lassen. Ebenso ist der Anschluß an den passiven Kanal eines aktiven Mischpultes möglich, so daß der elektronische Gong sowohl die Lichtorgel als auch die akustische Anlage ansteuern kann. Die Abdeckplatte des Gongspiels mit den Bedienungsreglern und -tasten hat die Abmessungen 20 cm X 9,2 cm.

Persönliches

W. Meyer in den Ruhestand getreten

Werner Meyer, seit 1957 Mitglied der Blaupunkt-Geschäftsführung, trat am 1. Januar 1972 in den Ruhestand. Nachdem er bis 31. Dezember 1969 für den gesamten Vertriebsbereich verantwortlich war, widmete er sich seit dem 1. Januar 1970 zahlreichen Sonderaufgaben.

Von 1964 bis 1971 war W. Meyer Vorsitzender des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI und gehörte außerdem dem ZVEI-Vorstand an. In Anerkennung und Würdigung seiner Verdienste um die deutsche Rundfunk- und Fernsehindustrie wurde er 1971 zum Ehrenvorsitzenden des Fachverbandes ernannt.

G. Schultze und S. Zander zu Direktoren ernannt

Mit Wirkung vom 1. Januar 1972 wurden Gerhard Schultze und Siegmund Zander zu Direktoren der Braun AG ernannt. Schultze ist seit 1969 Vertriebsleiter Elektronik der Braun AG. Nachdem er mehrere Jahre in der Entwicklung tätig war, wurde er stellvertretender Leiter des Prüffeldes für Hi-Fi-Geräte und 1968 Verkaufsleiter Elektroakustik für Norddeutschland.

Auch Zander arbeitet seit Beginn seiner Laufbahn in der Elektronik-Industrie. Nach acht Jahren Fernseh-Entwicklungstätigkeit bei Graetz leitete er Werbe-, Product Management- und Marketing-Abteilungen in bekannten Unternehmen der Branche. Bei Braun untersteht ihm im Rahmen des Funktionsbereichs Marketing das Product Management sowie Marktforschung, Werbung und Verkaufsförderung.

Neue Prokuristen bei Nordmende

Die Geschäftsleitung der Norddeutschen Mende Rundfunk KG (Nordmende) Bremen, hat folgende Herren des Managements zu Prokuristen bestellt: Manfred Baldin (Werbung), Karl Butt (Vertrieb Export), Werner Fuhrmann (Rechnungswesen), Werner Haetzel (Buchhaltung), Edwin R. Oloff (Entwicklung), Ulrich Prestin (Produktplanung), Dieter Schoeps (Produktion), Gerhard Schwenke (Vertrieb Inland), Hartmut Seyberlich (Formgestaltung), Herbert Sporea (Einkauf). Gleichzeitig wurden die Geschäftsbereichsleiter W. Fuhrmann, E. R. Oloff und D. Schoeps zu Direktoren ernannt. Damit hat die Unternehmensleitung dem wachsenden Entscheidungsrahmen der Führungskräfte der sich auf der Größe des Unternehmens ergibt, Rechnung getragen.

M. C. Bergerac neuer Präsident von ITT Europe

Michel C. Bergerac ist mit Wirkung vom 1. Januar 1972 zum Präsidenten von ITT Europe ernannt worden. Bergerac seit 1957 in verantwortlichen Positionen bei ITT in den USA und in Europa tätig, ging 1966 zur Europa-Zentrale von ITT nach Brüssel, wo er für den Bereich Industrielle Produkte verantwortlich war. 1969 folgte die Ernennung zum Vice President von ITT und im Januar 1971 zum Executive Vice President von ITT Europe.

R. Scheid neuer Hauptgeschäftsführer des ZVEI

Der Vorstand des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie e. V. (ZVEI) hat Prof. Dr. Rudolf Scheid mit Wirkung vom 1. Januar 1972 zum Hauptgeschäftsführer des ZVEI bestellt. Nach seinem Studium war Scheid zunächst wissenschaftlicher Assistent an der Universität Saarbrücken. Nach dreijähriger Tätigkeit in der Geschäftsführung der Wirtschaftsvereinigung Eisen- und Stahlindustrie trat er 1962 als Geschäftsführer in den Gesamtverband der Textilindustrie in der Bundesrepublik Deutschland ein. Nebenberuflich ist Dr. Scheid seit 1969 Honorarprofessor an der Universität des Saarlandes mit Lehrauftrag für Wirtschafts- und Industriepolitik.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Januarheft 1972 unter anderem folgende Beiträge:

Die Entwicklung der Altersstruktur von Forschungsinstituten

Glasschalter

Verstärkung mit Lawinenlaufzeitdioden im Gigahertzbereich

Wirkungsweise und Berechnung eines Funktionsgenerators

Oberblick über Anwendungen von Vakuumbeschichtungen

Neu- und Weiterentwicklungen auf dem Oszillografengebiet

Elektronik in aller Welt · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · Monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 16,50 DM vierteljährlich einschließlich Postgebühren; Einzelheft 5,75 DM zuzüglich Porto

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · 1 BERLIN 52

Frequenzstabiler 2-m-Steuersender

Die im folgenden angegebene Schaltung stützt sich auf die eines Steuer-senders in einem modernen Funk-überwachungsempfänger für den See-funk im Frequenzbereich von 156 bis 162 MHz, mit dem der Verfasser auf einem der im Nordatlantik stationier-ten Wetterschiffe bekannt wurde. Un-terschiede gegenüber dem zugrunde liegenden Original beschränken sich im wesentlichen auf frequenzbestim-mende Einzelheiten.

1. Allgemeines

Ernsthaft tätige Funkamateure wer-den mit den in großer Typenvielfalt angebotenen preisgünstigen Hand-funksprechgeräten industrieller Fer-tigung mit wenigen quarzgesteu-erten Festfrequenzen auf die Dauer kaum zufrieden sein. Die wenigen Be-triebskanäle und die damit zwangs-läufig geringe Frequenz-Flexibilität sind ein großer Nachteil beim Verkehr über größere Entfernungen, bei dem – im Gegensatz zum Ortsbetrieb – auf einer Vielzahl von Frequenzen Arbeitsmöglichkeiten angetroffen werden. Für den Weitverkehr sollte deshalb innerhalb der Betriebsband-breite von 144 bis 146 MHz minde-stens alle 20 kHz eine Kanalfrequenz zur Verfügung stehen, besser aber noch alle 10 kHz, was einer Kanalzahl von 100 beziehungsweise 200 entsprä-che. Eine wirklich optimale Anpas-sung an alle Betriebsverhältnisse bie-tet aber nur die kontinuierliche Fre-quenzabstimmung.

Die Quarzsteuerung von einigen hun-dert Festfrequenzen macht technisch gesehen keine Schwierigkeiten und läßt sich ohne großen Schaltungsauf-wand erreichen (Mischung zweier Quarzfrequenzen). Sie scheidet aber meistens an den verhältnismäßig hohen Kosten, denn für das 20-kHz-Fre-quenzraster sind bereits mindestens 17, für das 10-kHz-Raster sogar we-nigstens 22 Quarze erforderlich. Sol-lange es für diese Zwecke keine Quarzsätze zu günstigen Preisen gibt (wie im 11-m-Jedermannband), scheidet dieses Verfahren also aus. Eine andere Methode, bei der von einem einzigen Quarz sämtliche Betriebs-frequenzen erzeugt werden (Synthe-sizer; Quarzfrequenz meistens 1 MHz), ist schaltungs- und meßtechnisch so aufwendig, daß sie im Endeffekt noch teurer ist als das Mischverfahren und deshalb ebenfalls ausscheidet.

Sowohl kostenmäßig als auch be-triebstechnisch bilden kontinuierlich durchstimmbare Steuersender die ide-ale Lösung des Problems der Fre-quenzerzeugung. Die bei dieser Schal-tungsweise in praktisch unbegrenz-ter Anzahl verfügbaren Arbeitsfre-quenzen erlauben den Verkehr mit jeder Gegenstation. Viele Amateure finden deshalb trotz aller technischen Vorzüge der Quarzsteuerung über kurz oder lang zum stetig durch-stimmbaren Steuersender. Die auf-

tretenden Probleme hinsichtlich der Frequenzstabilität, die bei nicht quarzgesteuerten Oszillatoren immer an erster Stelle stehen, lassen sich durch Wahl einer zweckmäßigen Schaltungskonzeption ohne weiteres beherrschen.

2. Schaltungsprinzip

Der stetig abstimmbare Steuersender, der im Sendebetrieb unmittelbar den Frequenzbereich von 144 bis 146 MHz überdeckt und im Empfangsbetrieb die Empfänger-Oszillatorfrequenz in einem um den Betrag der Empfänger-Zwischenfrequenz niedrigeren Be-

in zwei Verdreifacherstufen verneun-facht wird, wirkt mit dem VFO über eine Mischstufe zusammen, an deren Ausgang die gewünschte Betriebsfre-quenz als Mischprodukt (Summenfre-quenz) auftritt. Der Quarzoszillator kann für Sendezwecke frequenzmo-duliert werden. Ein sich an die Misch-stufe anschließender Ausgangsver-stärker verstärkt und selektiert die Nutzfrequenz so weit, daß eine unmit-telbare Aussteuerung kleiner und ein-facher Sender-Leistungsverstärker (bis etwa 0,5 W HF-Leistung) möglich ist. Die Frequenzen in den einzelnen Schaltungsstufen des Steuersenders

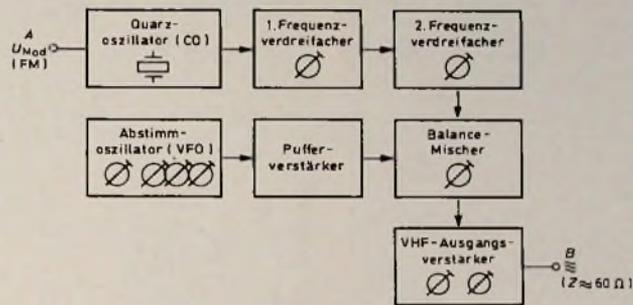


Bild 1. Blockschaltung des 2-m-Steuersenders

Tab. 1. Quarz- und Abgleichfrequenzen

Quarzfrequenz f_Q	$9 f_Q$	Abgleichfrequenz
Sender (144 .. 146 MHz)		
$f_{Q1} = 14966,66 \text{ kHz}$	134,7 MHz	1. Verdreifacher: 45,0 MHz
$f_{Q2} = 15077,77 \text{ kHz}$	135,7 MHz	2. Verdreifacher: 135,2 MHz
Empfänger mit 9 MHz ZF (135 .. 137 MHz)		
$f_{Q1} = 13966,66 \text{ kHz}$	125,7 MHz	1. Verdreifacher: 42,0 MHz
$f_{Q2} = 14077,77 \text{ kHz}$	126,7 MHz	2. Verdreifacher: 126,2 MHz
Empfänger mit 10,7 MHz ZF (133,3 .. 135,3 MHz)		
$f_{Q1} = 13777,77 \text{ kHz}$	124,0 MHz	1. Verdreifacher: 41,5 MHz
$f_{Q2} = 13888,88 \text{ kHz}$	125,0 MHz	2. Verdreifacher: 124,5 MHz
Empfänger mit 21,4 MHz ZF (122,6 .. 124,6 MHz)		
$f_{Q1} = 12588,88 \text{ kHz}$	113,3 MHz	1. Verdreifacher: 37,7 MHz
$f_{Q2} = 12700,00 \text{ kHz}$	114,3 MHz	2. Verdreifacher: 113,8 MHz
Die in Klammern stehenden Frequenzbereiche werden vom Steuersender für den jeweils angegebenen Anwendungsfall geliefert		

reich liefert, arbeitet nach dem Super-het-Prinzip. Die Blockschaltung ist im Bild 1 dargestellt. Der Gesamt-Ab-stimmbereich ist in zwei Bänder von je 1 MHz Bandbreite unterteilt, damit bei der vielfach angestrebten Minia-turbauweise der Geräte auch mit klei-nen Skalenwägungen eine ausrei-chende Einstellgenauigkeit der Fre-quenz erreicht werden kann.

Für die kontinuierliche Frequenzab-stimmung arbeitet ein LC-Oszillator (VFO) im Bereich von 9,3 bis 10,3 MHz, der von einem zweistufigen Puffer-verstärker vor Rückwirkungen von anderen Schaltungsstufen geschützt ist. Ein quarzgesteuerter zweiter Oszillator (CO), dessen Grundfrequenz

für Sende- und Empfangszwecke sind in Tab. 1 zusammengestellt.

3. Überlegungen zur Wahl der Oszillatorfrequenzen

Der Frequenzbereich des VFO muß mit Rücksicht auf hohe Frequenzsta-bilität möglichst niedrig gelegt wer-den, denn je kleiner die Arbeitsfre-quenz ist, um so kleiner läßt sich auch die prozentuale Inkonstanz halten. Dem steht allerdings die Tatsache ge-genüber, daß eine dann zwangsläufig verhältnismäßig nahe der Steuersen-der-Betriebsfrequenz liegende End-frequenz des CO mit an den Ausgang der Schaltung gelangen kann, was zu mehr oder weniger starken und auch

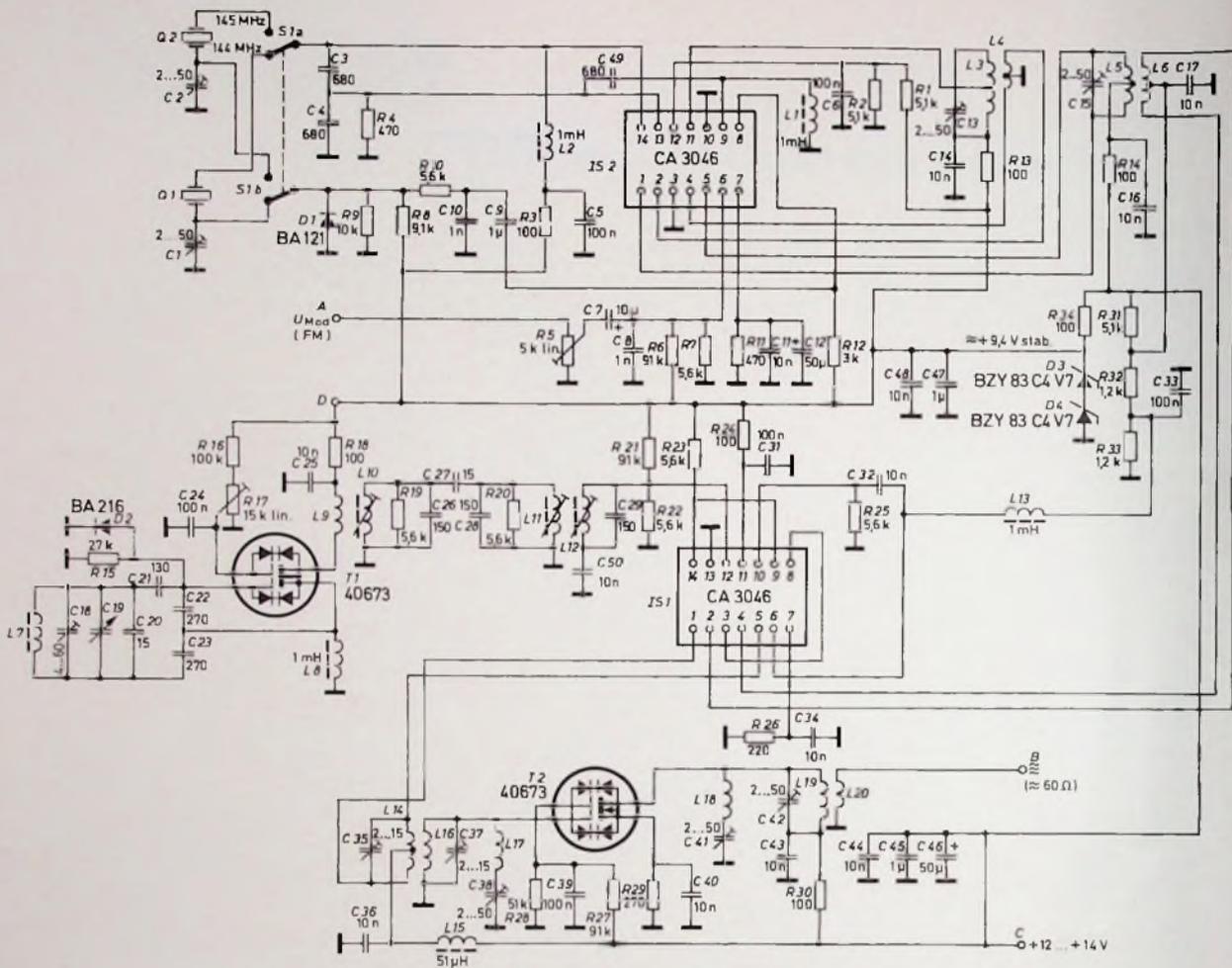


Bild 2. Gesamtschaltung des 2-m-Steuersenders (alle Widerstände und Kondensatoren sind, soweit nicht anders angegeben, 0,1-W- beziehungsweise 25-V-Ausführungen)

mit aufwendigen Siebmitteln nicht mehr zu vermeidenden Störungen führen würde. Ebenso schädlich würde sich dann auch das unerwünschte Mischprodukt aus den beiden Mischfrequenzen auswirken (Spiegelfrequenz), das bei der hier vorliegenden Schaltungsweise als Differenzfrequenz auftritt. Man sollte den VFO deshalb in keinem Falle unterhalb 6 MHz schwingen lassen. Der in jeder Beziehung günstigste Frequenzbereich liegt bei 10 MHz.

Dem Mischerausgang muß ein gutes Selektivfilter nachgeschaltet werden. Mehrkreislige Anordnungen mit Saug- und/oder Sperrkreisen für unerwünschte Frequenzen bieten eine optimale Lösung der auftretenden Probleme. Eine in verschiedenen Veröffentlichungen propagierte aperiodische oder Einzelkreis-Auskopplung ist unbrauchbar.

Eine weitere Möglichkeit zur Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte ist durch eine Verdreifachung der Frequenz des VFO gegeben. Auf diese Weise erreicht man, daß zwei verhältnismäßig hohe Frequenzen gemischt werden. Dieses Verfahren hat aber den schwerwiegenden Nachteil, daß sich mit der Verdreifachung der

VFO-Frequenz auch deren Instabilität verdreifacht, was besonders beim Einseitenband- und Telegrafiebtrieb mit schmalbandigen Empfängern oft sehr störend in Erscheinung tritt.

Probleme mit unerwünschten Mischprodukten aus der Frequenz des VFO einerseits und den Grund- und verdreifachten Frequenzen des CO andererseits treten bei einem zweckmäßigen Aufbau der Schaltung normalerweise nicht auf (Abschirmung der Stufen untereinander und gleichstrommäßige Entkopplung).

Weitere Überlegungen erfordert die Wahl der Oszillatorfrequenzen im Zusammenhang mit der Empfänger-Zwischenfrequenz, und zwar sowohl bei Transceivern als auch bei getrennt aufgebauten Sendern und Empfängern. Fallen nämlich irgendwelche Grundwellen oder Harmonischen der Oszillatoren in den Durchlaßbereich des Empfänger-ZF-Filters, so wird der ZF-Verstärker übersteuert und jeder Empfang unmöglich gemacht. Das gilt vorzugsweise für Transceiver, in denen alle Schaltungsstufen räumlich unmittelbar benachbart angeordnet sind. Aber auch getrennt aufgebaute und nahe beieinander betriebene Sender und Empfänger sind

nicht immun gegenüber den Folgen einer unüberlegten Frequenzwahl, besonders wenn beide Einheiten über eine gemeinsame Antennenschaltung miteinander verbunden sind. Die am häufigsten verwendeten Empfänger-Zwischenfrequenzen sind 9,0, 10,7 und 21,4 MHz, für die optimal bemessene Quarzfilter zur Verfügung stehen. Diese Frequenzen sind also oszillatorseitig zu meiden.

Schließlich muß eine sehr oberwellenarme VFO-Schaltung verwendet werden. Wenn nämlich im VFO entstandene Harmonischen in die Frequenzbereiche des Quarzoszillators und der Frequenzverdrehfaller fallen, dann sind störende Fehlmischungen unvermeidbar. Der hier beschriebene Steuersender ist wegen der überlegten Frequenzwahl und Schaltungsausführung frei von allen sich aus diesen Aspekten ergebenden Störungen.

4. Schaltung des Steuersenders

Die Gesamtschaltung des 2-m-Steuersenders ist im Bild 2 dargestellt.

4.1 Abstimmbarer Oszillator (VFO)

Der mit dem Drehkondensator C 19 abgestimmte LC-Oszillator ist mit

dem RCA-Doppelgate-MOSFET 40673 (T1) bestückt. Die Betriebsspannung von etwa 9,4 V wird mit den beiden Z-Dioden D3 und D4 stabilisiert. Die Diode D2 dient zur Begrenzung der Schwingamplitude und trägt zu einer hohen Frequenzkonstanz bei. Die über den Regelwiderstand R17 einstellbare Steilheit des Transistors T1 auf einen optimalen Wert bewirkt eine weitere Stabilisierung der Frequenz. Das im Drainzweig von T1 liegende Dreifach-LC-Filter ist auf den Frequenzbereich des Oszillators abgestimmt und unterdrückt die schädliche Ausbildung von Harmonischen. Der nachgeschaltete Pufferverstärker verhindert Rückwirkungen seitens der Mischstufe. Er arbeitet mit einem Teil der integrierten Schaltung IS1 vom Typ CA 3046 (RCA), deren interne Schal-

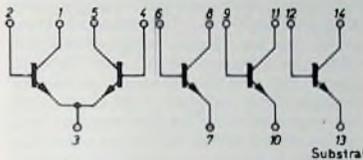


Bild 3 Interne Schaltung der integrierten Schaltung CA 3046

tung zum besseren Verständnis der Zusammenhänge im Bild 3 angegeben ist.

Mit dieser Schaltungstechnik läßt sich im hier vorliegenden Frequenzbereich eine sehr hohe Frequenzstabilität erreichen. Doppelgate-MOSFET zeigen in elektrischer Hinsicht alle Vorzüge von Röhren-Pentoden, ohne jedoch deren Nachteile aufzuweisen. Bei einigermaßen konstanter Umgebungstemperatur und zugluftdichtem Einbau des gesamten Steuersenders in ein Metallgehäuse weicht die VFO-Frequenz über Wochen (!) hinweg um nicht mehr als ± 100 Hz vom einmal eingestellten Wert ab; dabei wird die hohe Konstanz bereits wenige Sekunden nach dem Einschalten erreicht. Ebenso günstige Werte sind mit bipolaren Transistoren – wenn überhaupt – nur in Verbindung mit einer exakten Temperaturkompensation zu erhalten, die mit amateurmäßigen Mitteln nicht durchgeführt werden kann. Die zugluftdichte Kapselung des Steuersenders, bei der – im Gegensatz zu Röhrenschaltungen – infolge des sehr geringen Wärmeumsatzes der eingebauten Halbleiter und Widerstände keine Rücksicht auf die Belüftung genommen werden muß, verhindert selbst bei großen (aber nur kurzfristigen) Temperaturänderungen, wie sie zum Beispiel beim Belüften des Betriebsraumes im Winter auftreten, eine schädliche Frequenzdrift.

Der VFO ist bis zu einem gewissen Grade mit den Kondensatoren C20 bis C23 auf unkomplizierte Weise temperaturkompensiert, um dem thermischen Verhalten der Kondensatoren C18 und C19 mit Luft-Dielektrikum und der Kreisspule einigermaßen entgegenzuwirken. Mit einigem meßtechnischen Aufwand ließe sich das Temperaturverhalten der Frequenz

sicherlich noch verbessern, ohne daß sich dabei aber ein dem Aufwand entsprechender Nutzen für die betriebliche Praxis ergibt. Für besonders hohe Ansprüche empfiehlt sich der Einbau des gesamten Steuersenders in einen Thermostaten.

4.2 Quarzoszillator (CO)

Der Quarzoszillator schwingt mit einem Teil der integrierten Schaltung IS2 (CA 3046) auf einem Neuntel der Mischfrequenz (Grundwellenerregung). Die beiden mit dem VFO durchstimmbaren Frequenzbereiche von je 1 MHz Bandbreite werden mit dem Schalter S1a, S1b gewählt, der für den Bereich von 144 bis 145 MHz den Quarz Q1 und für den Bereich von 145 bis 146 MHz den Quarz Q2 einschaltet. Über die Kapazitätsdiode D1 ist eine Frequenzmodulation möglich. Dazu muß die vorverstärkte Modulationsspannung am Punkt A eingespeist werden. Als Modulationsstufe dient ein Teil der IS2; der Frequenzhub wird mit dem Regler R5 eingestellt.

Die beiden Frequenzverdrehungen werden ebenfalls mit der IS2 betrieben. Dabei arbeitet der erste im Eintakt, der zweite – des höheren Wirkungsgrades wegen – im Gegentakt. Der aus L3, C13 gebildete Schwingkreis siebt die dritte Harmonische der Quarzfrequenz aus, während am Schwingkreis L5, C15 die neunte Harmonische abfällt, die der Mischstufe zugeführt wird.

4.3 Mischstufe

Zur Mischung dient ein Balance-Mischer, der mit drei Transistorsystemen der IS1 arbeitet. Dabei wird die HF-Spannung des VFO im Eintakt, die des CO im Gegentakt zugeführt. Am Mischer Ausgang steht die Summenfrequenz am Gegentaktkreis L14, C35 zur Verfügung. Dieser Kreis bildet mit dem angekoppelten Kreis L16, C37 ein Bandfilter, das für eine gute Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte sorgt. Der Saugkreis L17, C38 ist auf die Mischfrequenz des Quarzoszillators abgestimmt, die die stärkste aller unerwünschten Frequenzen darstellt.

4.4 VHF-Ausgangsstärker

Der VHF-Ausgangsstärker arbeitet mit einem Doppelgate-MOSFET Typ 40673, der wegen seiner sehr geringen Rückwirkungskapazität von nur etwa 0,02 pF ohne Neutralisation betrieben werden kann. Den Lastschwingkreis bilden L19 und C42. Die Hochfrequenz wird über die Ankoppelspule L20 ($Z \approx 60$ Ohm) abgenommen. Der Saugkreis L18, C41 ist auf die Differenzfrequenz der beiden Mischfrequenzen abgestimmt (Spiegelfrequenzsperr).

Der Steuersender kann (über L20) unmittelbar an eine Antenne gelegt und als frequenzmodulierter Sender betrieben werden. Seine Ausgangsleistung beträgt in Abhängigkeit von der eingestellten VFO-Frequenz 55...80 mW. Diese Leistung erlaubt in Verbindung mit einer günstig angebrachten Antenne bereits Funkverkehr über einige Kilometer Distanz. Größere Reichweiten sind mit einem

nachgeschalteten Leistungstransistor möglich. Zum Beispiel läßt sich der 2N4427 (RCA) bis zu einer HF-Leistung von etwa 0,5 W aussteuern. Mit einem weiteren nachgeschalteten einstufigen Leistungsverstärker ist die durch die Bestimmungen der Lizenzklasse C gegebene Leistungsgrenze zu erreichen. Für Empfangszwecke genügt die Ausgangsleistung des Steuersenders allein in jedem Fall.

5. Transceiver-Betrieb

Eine Erweiterung des Steuersenders für den kombinierten Sendempfangsbetrieb ist mit einigem elektrischem und mechanischem Aufwand verbunden, der bei dem verhältnismäßig geringen Gesamtaufwand für die Schaltung nicht lohnend scheint. Es müßten nämlich alle frequenzbestimmenden Kreise umschaltbar gemacht werden, was selbst bei einer vollelektronischen Steuerung der Funktionen einige Probleme mit sich bringt. Deshalb ist es zweckmäßiger, wenn man für Sender- und Empfänger jeweils einen eigenen Steuersender vorsieht, zumal auf diese Weise auch ein Relaisbetrieb (Frequenz-Duplex, getrennte Send- und Empfangsfrequenzen) möglich ist. Für den Betrieb von zwei Steuersendern genügt eine stabilisierte Stromquelle mit einer um etwa 50 % heraufgesetzten Leistung. Um bei Transceiver-Betrieb Störungen durch parasitäre Frequenzen zu vermeiden, schaltet man die Stromversorgung des Quarzoszillators der jeweils nichtbenutzten Einheit mit dem Sendempfangsumschalter ab.

6. Hinweise zum mechanischen Aufbau

Der mechanische Aufbau des Steuersenders ist problemlos und kann ohne Schwierigkeiten allen den von der Konstruktion und der Schaltungstechnik des übrigen Gerätes gegebenen Verhältnissen angepaßt werden. Folgendes ist jedoch unbedingt zu beachten:

- Jeweils der VFO, der CO mit den Frequenzverdrehungen, die Mischstufe mit der IS1 und der VHF-Ausgangsstärker sind gegeneinander abzuschirmen (Abschirmfächer).
- Sämtliche schaltungsmaßig nicht zusammenwirkenden Spulen müssen voneinander entkoppelt angeordnet werden. Das muß besonders bei den innerhalb desselben Abschirmfaches untergebrachten Spulen und Drosseln beachtet werden.
- Der gesamte Steuersender muß in ein HF- und zugluftdichtes Metallgehäuse eingebaut werden.
- Die beiden Z-Dioden D3 und D4, der Widerstand R34 sowie die Kondensatoren C45, C46 und C47 sind außerhalb des Metallgehäuses anzubringen, wobei die Kondensatoren unmittelbar an die Leitungsdurchführungen durch die Gehäusewand zu schalten und auf kürzestem Wege mit Masse zu verbinden sind.

Bei der Auslegung der gedruckten Schaltung für den Steuersender ist die Leitungsführung bei Punkt D (Betriebsspannung des VFO) zu unterbrechen und die Verbindung mit einer Drahtbrücke herzustellen (die

Tab. II. Wickeldaten der Spulen

Spule	Windungszahl	Draht	Spulenkörper, Kern
L 3	8 (Mittelanzapfung)	0,5 mm CuAg	Luftspule, 10 mm Ø, 10 mm Länge
L 4	2x2	0,5 mm CuAg	Luftspule, 10 mm Ø; rechts und links von L 3 auf gleicher Achse
L 5, L 14, L 16, L 17, L 18, L 19	4	0,5 mm CuAg	Luftspule, 10 mm Ø, 10 mm Länge; L 5 und L 14 mit Mittelanzapfung, L 14 und L 16 achsenparallel, Achsenabstand 13 mm
L 6	2x1	0,5 mm CuAg	Luftspule, 10 mm Ø; rechts und links von L 5 auf gleicher Achse
L 7	15	0,5 mm CuAg	10 mm Ø, 15 mm Länge; Spulenkörper „K 6“ mit Kern 8x1,25 mm, Kennfarbe Grün (Rim)
L 9	26	0,1 mm CuL	Spulenbausatz „D 42-2308“ (Vogt); L 9 neben L 10 gewickelt
L 10	12,5	7x0,05 mm CuLS	
L 11	12,5	7x0,05 mm CuLS	
L 12	12,5	7x0,05 mm CuLS	Spulenbausatz „D 42-2308“ (Vogt)
L 20	1	0,5 mm CuAg	Luftspule, 10 mm Ø; die Windung wird zwischen der Wicklung von L 19 an deren kaltem Ende angeordnet

aber bei der Beschaltung zunächst noch nicht eingelötet wird).

Bei der Verwendung des Steuersenders für Empfangszwecke entfällt der Schaltungskomplex für die Frequenzmodulation. Dazu gehören D 1, C 7 bis C 12, R 5... R 12 und der Kontaktsatz S 1b des Kippschalters S 1 mit seinen Verbindungen zu den Quarzkreisen. Die Anschlüsse 6, 7 und 8 der IS 2 bleiben unbeschaltet; sie dürfen auf keinen Fall als Lötstützpunkte verwendet werden, da sonst Zerstörungsgefahr für die IS 2 besteht.

Die Wicklung der Kreisspule L 7 des VFO wird, um größtmögliche Frequenzkonstanz zu erreichen, auf dem keramischen Spulenkörper mit einem Zweikomponentenkleber unverrückbar festgelegt (Anwendungsvorschrift des Klebers unbedingt beachten). Nach dieser „Behandlung“ der Spule kann die Wicklung nur noch mit Gewalt und unter Zerstörung des Körpers „bewegt“ werden.

Als Abstimmkondensator für den VFO eignet sich sehr gut der Vierfach-Drehkondensator „577“ von Hopt mit 10,5 pF Endkapazität je Sektion, dessen vier Statorn mit einer Drahtbrücke parallel geschaltet werden. Dieser Kondensator hat einen Feintrieb mit einer Übersetzung von 1:3 zwischen Rotor und Antriebsachse. Vom herausgedrehten Zustand des Rotors aus gesehen, wird jedoch nur eine Umdrehung der Antriebsachse zur Abstimmung ausgenutzt, so daß sich bei Verwendung einer Kreisskala die Eichung über die gesamten 360° des Kreisbogens erstreckt. Ein irrtümliches Weiterdrehen verhindert man zweckmäßigerweise mit einem Anschlag.

Die Trimmer C 1, C 2, C 13, C 15, C 35, C 37, C 38, C 41 und C 42 sind keramische Ausführungen, während es sich bei C 18 um einen Lufttrimmer handelt. Keramische Kondensatoren werden für C 3, C 4, C 20... C 23, C 26 bis C 29 und für C 49 eingesetzt, die bis auf C 20 (TK = N 150) einen Temperaturkoeffizienten von NP 0 haben. Für C 22, C 23, C 26, C 28 und C 29 ist eine Toleranz von 2% und für C 21

von 5% erforderlich; für die übrigen keramischen Kondensatoren genügen 10% Toleranz. Die Drosseln L 1, L 2, L 8, L 13 und L 15 sind handelsübliche HF-Drosseln. Die Wickeldaten der übrigen Spulen enthält Tab. II. Empfohlen werden Quarze der Kristall-Verarbeitung Neckarbischofsheim GmbH in Subminiaturausführung „HC-25/U“ mit Steckerstiften (Bestellnummer XS 2304) oder „HC-18/U“ mit Lötanschlüssen (Bestellnummer XS 2804).

7. Inbetriebnahme und Abgleich

Als Meßgeräte für den Frequenzabgleich werden ein Grid-Dipper, ein Digital-Frequenzmesser und ein VHF-Voltmeter (Röhren- oder Transistorvoltmeter mit VHF Tastkopf) benötigt. Was den Frequenzmesser betrifft, so wird man im Falle eigenen „Unvermögens“ meistens auf kollegiale Hilfe vertrauen können, doch sollte es keinem hilffreie Kollegen verübelt werden, wenn er ein derart teures und empfindliches Meßgerät nicht aus der Hand geben und die Arbeit unter eigener Aufsicht ausgeführt wissen will. Notfalls kann man den Abgleich, der nach Erledigung aller Vorarbeiten verhältnismäßig schnell vorgenommen ist, auch von einer modern eingerichteten Funkwerkstatt ausführen lassen.

Zunächst ist der Steuersender auf richtige Schaltung hin sorgfältig zu überprüfen. Die schon genannte Drahtbrücke am Punkt D darf noch nicht eingesetzt sein. Die Regler R 5 und R 17 sind in Nullstellung zu bringen. Dann werden mit dem Grid-Dipper alle LC-Kreise auf ihre Betriebsfrequenz abgeglichen.

Nachdem die Versorgungsspannung von 12...14 V angelegt ist, wird die stabilisierte Gleichspannung an der Kathode der Z-Diode D 3 gemessen. Hier muß eine Spannung von 9 bis 10 V liegen (der genaue Wert ist von den Fertigungstoleranzen der Z-Dioden abhängig und ohne praktische Bedeutung).

Mit dem VHF-Voltmeter wird an den Anschlüssen 2 und 4 der IS 1 (Mischer-

eingang) kontrolliert, ob der Quarzoszillator schwingt und HF-Spannung liefert (mit beiden Quarzen prüfen). Arbeitet der Quarzoszillator einwandfrei, so sind die Trimmer C 13 und C 15 so einzustellen, daß in beiden Stellungen des Quarzwahlschalters S 1a, S 1b am Mischereingang eine etwa gleich hohe HF-Spannung auftritt.

Jetzt wird jeweils an den Anschlüssen 2 und 4 beider IS mit dem VHF-Voltmeter kontrolliert, ob die Gegenaktkreise L 4...L 6 symmetrische Spannungen liefern. Die Symmetrie wird bei Bedarf durch leichtes Hin- und Herdrücken der betreffenden Spulen erreicht.

Als nächstes wird die Drahtbrücke am Punkt D provisorisch eingesteckt (nicht eingelötet) und der Regler R 17 so weit eingedreht, daß der VFO sicher anschwingt (Anschwingungssicherheit durch mehrmaliges Anlegen und Wegnehmen der Betriebsspannung kontrollieren). Bei richtiger Funktion muß am Drainanschluß des Transistors T 1 HF-Spannung gemessen werden. Der Regler R 17 darf aber nur so weit aufgeregt werden, wie es für einen sicheren Schwingbetrieb erforderlich ist. Je höher die Gleichspannung am Gate 2 des MOSFET ist, um so schlechter ist die Frequenzstabilität des Oszillators.

Jetzt legt man das VHF-Voltmeter an den Anschluß 12 der IS 1 und gleicht die Spulen L 10, L 11 und L 12 mit den Abgleichkernen auf maximalen Ausschlag des Instruments ab. Diese Arbeit ist in der Anfangs-, Mittel- und Endstellung des Abstimmkondensators C 19 so lange wechselweise zu wiederholen, bis ein möglichst geradliniger Frequenzgang des Filters erreicht ist.

Nun wird das VHF-Voltmeter an den Ausgang B des Steuersenders gelegt, und die Trimmer C 35, C 37 und C 42 werden auf maximalen Voltmeterausschlag abgeglichen. Durch Verstellen der beiden Saugkreis-Trimmer C 38 und C 41 kann man die Spannungsausbeute gegebenenfalls noch verbessern.

Das VHF-Voltmeter wird nun vom Steuersender-Ausgang entfernt und zwischen Punkt B und das Gehäuse mit kürzester Leitungsführung ein Kohleschichtwiderstand von etwa 60 Ohm, 1 W, gelötet. Der in Betrieb befindliche Steuersender kommt jetzt zur Alterung der frequenzbestimmenden Bauteile für sechs Tage an einen ruhigen Platz; nach drei Tagen wird der Schalter S 1a, S 1b umgeschaltet, damit auch der zweite Quarz altert. Dieser sechstägige Alterungsbetrieb ist eine unumgängliche Notwendigkeit, denn es hat sich in der Praxis gezeigt, daß besonders LC-gesteuerte Oszillatoren in den ersten Betriebsstunden noch großen Frequenzänderungen unterworfen sind. Erst nach mehrtägigem Dauerbetrieb stabilisieren sich die Verhältnisse so weit, daß mit dem endgültigen und frequenzgenauen Abgleich begonnen werden kann, der dann aber auch über einen sehr langen Zeitraum erhalten bleibt.

(Schluß auf S. 98)

Optoelektronische Bauelemente

1. Allgemeines

Unter den Begriff optoelektronische Bauelemente fallen lichtempfindliche und lichtemittierende Elemente sowie ihre Kombinationen. Als Lichtempfindlichkeit wird hier die spektrale Empfindlichkeit s im sichtbaren und anschließenden Infrarot- und Ultraviolett-Bereich verstanden. Die schon länger bekannten und bewährten Senelemente, Photowiderstände, Hochvakuum- und gasgefüllten lichtelektrischen Zellen werden im folgenden jedoch nicht berücksichtigt.

Bei allen lichtelektrischen Bauelementen wird der lichtelektrische Effekt ausgenutzt. Dieser besteht darin, daß sich in dem betreffenden Element, sobald es von Photonen (Strahlungsquanten) getroffen wird, aus seinem Atomverband ein Elektron ablöst und ein freies Elektron wird. Ein solches Element ist also ein lichtelektrischer Wandler, der Lichtenergie in elektrische (oder umgekehrt) umsetzt. In der Regel- und Steuertechnik macht man sich diesen Effekt zur Lösung vieler Steuerprobleme zunutze. Im folgenden werden Bauelemente behandelt, die den inneren lichtelektrischen Effekt ausnutzen, wobei der Sperrschichteffekt (im Gegensatz zur Photoleitung, wie sie beim Photowiderstand gegeben ist), auf dem die hier besprochenen Halbleiterelemente im wesentlichen beruhen, eine ausschlaggebende Rolle spielt.

2. Lichtempfindliche optoelektronische Bauelemente

2.1. Photodioden

Die Photodiode ist mit ihrem PN-Übergang ein Sperrschicht-Halbleiterbauelement, dessen Sperrstrom sich unter Lichteinwirkung auf den Übergang erhöht. Die Diode wird mit einer Vorspannung (meist in Sperrrichtung gepolt) betrieben (Bild 1).

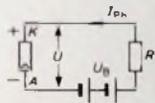


Bild 1. Schaltung einer Photodiode mit in Sperrrichtung gepolter Betriebsspannung

Neben dem Betrieb als einzelne Diode können mehrere zusammen als Photoelement eingesetzt werden, worauf noch näher eingegangen wird. Als Ausgangsmaterial dient Germanium oder Silizium, das mit 3- oder 5wertigen Elementen dotiert ist. Die maximale Empfindlichkeit reicht bis etwa 250 nA/lx und die Grenzfrequenz bis etwa 100 MHz . Es wurde auch versucht, eine symmetrisch ausgebildete sogenannte Photodoppeldiode, die in einen P-Silizium-Kristall eindiffundiert ist, zu bauen. Ihr Vorteil liegt darin, daß zum Betrieb auch eine Wechselspannung verwendet werden kann.

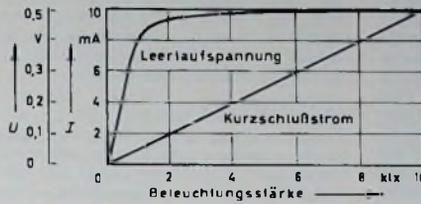
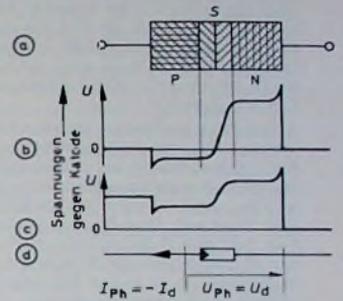


Bild 3. Schematische Darstellung der Halbleiterfunktion: a) Halbleiter mit P- und N-Zone und Sperrschicht S. b) Spannungsverlauf zwischen beiden Anschlüssen bei unbeleuchteter Sperrschicht, c) Spannungsverlauf bei beleuchteter Sperrschicht, d) Schaltzeichen des Photoelementes

Bild 2. Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom eines Photoelementes als Funktion der Beleuchtungsstärke (AEG-Telefunken)



2.2. Photoelemente

Das Photoelement ist ebenfalls ein Sperrschicht-Halbleiterelement, das aber eine reine Stromquelle darstellt. Bei Belichtung werden innerhalb der Sperrschicht Ladungsträger frei. Dadurch entsteht in der Sperrschicht ein Absinken der Potentialschwelle (Stufenspannung), die eine auswertbare Elementspannung darstellt und an den Elektroden als Leerlaufspannung meßbar ist (Bilder 2 und 3). Den Zusammenhang zwischen Photospannung und Photostrom zeigt Bild 4. Schließt man die Elektroden kurz, so werden die zusätzlichen Raumladungen über den äußeren Kreis als Kurzschlußstrom abgeführt.

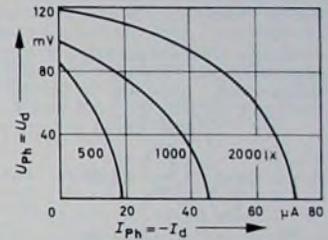


Bild 4. Photospannung in Abhängigkeit vom Photostrom

Photoelemente können sowohl aus Germanium als auch aus Silizium gefertigt werden. Die größere Bedeutung kommt heute den Silizium-Photoelementen zu, da sie einen relativ guten Wirkungsgrad (etwa 13...14%) erreichen und sehr empfindlich sind.

Je nach Verwendungszweck unterscheidet man zwischen großflächigen Elementen, wie zum Beispiel dem Photoelement BPY 70 (AEG-Telefunken) mit einer lichtempfindlichen Fläche von 360 mm^2 , einer Leer-

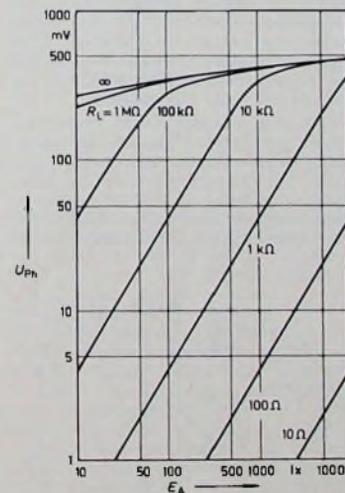


Bild 5. Photospannung als Funktion der Beleuchtungsstärke E_λ bei verschiedenen Belastungen R_L (BPY 79 von AEG-Telefunken)

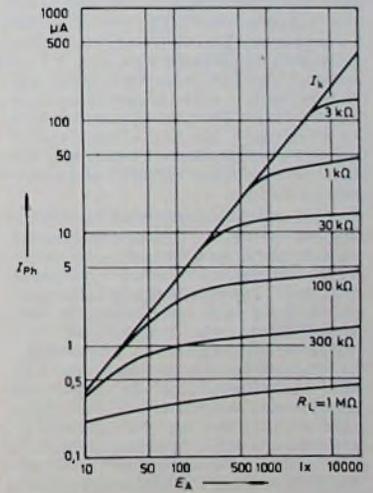


Bild 6. Photostrom als Funktion der Beleuchtungsstärke E_λ bei verschiedenen Belastungen R_L und Kurzschlußstrom I_s (BPY 79)

laufspannung von 400 mV und einem Kurzschlußstrom von 3 mA, die zu Batterien zusammengeschaltet die bekannten Solarbatterien (hauptsächlich in Raumfahrzeugen verwendet) ergeben, und den Miniaturausführungen, die sich hauptsächlich für Steuer- und Regelzwecke eignen. Ein Beispiel dieser Kategorie ist das Photoelement BPY 79 mit einer lichtempfindlichen Fläche von nur 2,8 mm², einer Leerlaufspannung von 400 mV, einem Kurzschlußstrom von 0,04 mA und einem Öffnungswinkel von 30°. Die maximale spektrale Empfindlichkeit liegt bei 0,75 µm. Das Element besteht aus einer N-dotierten Siliziumscheibe von 2 mm x 2 mm Größe mit eindiffundierter P-Schicht und ist hermetisch in einem TO-18-Gehäuse mit Linse eingebaut.

Aus den Diagrammen (Bilder 5 und 6) können die wichtigsten Kennwerte für unterschiedliche Beleuchtungsstärken und Belastungen entnommen werden. Man ersieht aus Bild 6 auch den linearen Anstieg des Photostromes mit der Beleuchtungsstärke, der den Kurzschlußbetrieb kennzeichnet. Außerdem wird diese Betriebsart in Steuer- und Regelschaltungen wegen des niedrigen Temperaturkoeffizienten bevorzugt.

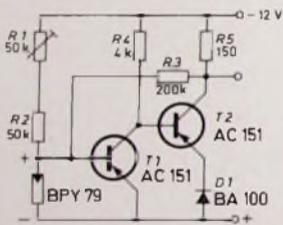
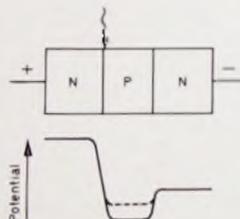


Bild 7 Photoverstärker mit Photoelement

Bild 8 Potentialverlauf eines Phototransistors bei Beleuchtung und ohne Beleuchtung (gestrichelte Linie)



Dank der linearen Abhängigkeit des Photostromes von der Beleuchtungsstärke über einen weiten Bereich, der hohen Grenzfrequenz (1...100 MHz) und guten Stabilität finden die Halbleiter-Photoelemente immer neue Anwendungsgebiete. Sie werden vor allem in der Datenübertragung und in der Datenverarbeitung zum Abtasten von Lochstreifen eingesetzt. Recht vielfältig ist auch ihre Anwendung in der Steuer- und Regeltechnik und für quantitative Lichtmessungen.

2.3. Phototransistoren

Die Zonenfolge beim Phototransistor ist die gleiche wie bei einem üblichen Transistor. Der Unterschied ist nur der, daß beim Phototransistor die Basis (im allgemeinen) offen bleibt und nicht kontaktiert wird, so daß der Potentialverlauf in der P-Schicht eine Mulde bildet (Bild 8), die ein Hindernis für die Elektronen und Defekt-elektronen darstellt. Erst wenn durch Beleuchtung mit ausreichender Energie neue Träger gebildet werden, die sich in der N- und P-Zone ansammeln, wird die Mulde überwunden, und es fließt Strom. Zum primären Photostrom kommt hier noch ein Sekundärstrom. Das ist der Grund dafür, daß der Strom eines Phototransistors ra-

gesteuert. Um eine noch höhere Empfindlichkeit zu erreichen, werden Phototransistoren mit eingebautem ein- oder zweistufigem Verstärker hergestellt. Der Ausgangsstrom dieser Verstärker liegt in der Größenordnung von einigen 100 mA, womit sich Relais direkt ansteuern lassen. Für die Verwendung als Lochstreifenleser werden auch, ähnlich wie bei Dioden und Photoelementen, Phototransistorzeilen eingesetzt.

2.4. Photothyristoren

Neben Photodioden und -transistoren sind auch Phototetroden erhältlich, die die Möglichkeit bieten, ein Relais mit dem lichtempfindlichen Element direkt zu steuern. Der Photothyristor entspricht in seinen Eigenschaften denen eines üblichen Thyristors (Bild 10). Er unterscheidet sich von diesem

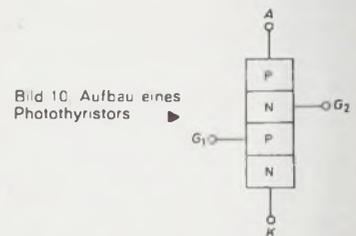


Bild 10 Aufbau eines Photothyristors

außerlich durch eine Glaslinse im Deckel des Gehäuses und die beiden herausgeführten Steuerelektroden G₁, G₂. Zum Zünden genügt ein Lichtimpuls oder auch, wie beim Thyristor, ein Strombeziehungswise Spannungsimpuls am Katodengate G₁. Um ungewolltes Zünden durch Spannungsspitzen zu vermeiden, wird zwischen der Katode und G₁ ein Ableitwiderstand von etwa 25 bis 50 kOhm geschaltet; er bestimmt zugleich die Lichtempfindlichkeit. Der Photothyristor läßt sich durch Unterschreiten des Haltestroms abschalten. Bei Gleichspannung arbeitet er mit, bei Wechselspannung ohne Speichereffekt.

Bild 11 zeigt eine Lichtschranke, die mit einem Photothyristor betrieben wird. Bei Beleuchtung schaltet das

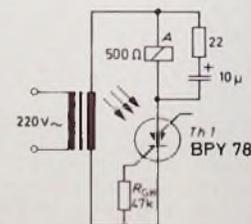


Bild 11 Mit Photothyristor betriebene Lichtschranke

Bild 7 zeigt einen zweistufigen Verstärker, wie er oft in Steuer- und Regelschaltungen zur Abtastung von Lichtimpulsen für quantitative Lichtmessungen verwendet wird. Ein Transistor des rückgekoppelten Verstärkers ist entweder vollständig gesperrt oder durchgesteuert. T1 ist mit richtiger Dimensionierung von R1 und R2 und ohne Beleuchtung des Photoelementes durchgesteuert, und T2 ist gesperrt. Bei Beleuchtung erzeugt das Photoelement eine Gegenspannung, die die Basis-Emitter-Spannung von T1 verringert, so daß dieser sperrt und T2 durchgesteuert wird. Mit R1 kann der optimale Arbeitspunkt eingestellt werden.

Photoelemente können auch zu Photoelement-Zeilen zusammengesetzt werden. Sie finden vornehmlich in der Bildabtastung mit hoher Auflösung und der digitalen Längenmessung Anwendung, wie zum Beispiel der Typ BPX 24 (AEG-Telefunken), der aus 50 in Planartechnik hergestellten PN-Photoelementen besteht, oder den UDT-Multi-Elementen, die sogar 250 Einzelelemente enthalten. Für Spezialanwendungen in der Industrie-elektronik, wie für Nachlaufsteuerungen, Winkelabtastungen usw., eignen sich Differential-Photoelemente (Dioden), die einen nur 25 µm breiten Lichtspalt aufweisen, womit eine sehr genaue Positionierung möglich ist.

schers als linear mit der Beleuchtungsstärke ansteigt. Die Kollektor-Basis-Diode des Transistors hat die Funktion einer Photodiode, deren lichtgesteuerter Sperrstrom verstärkt wird. Der wesentliche Unterschied zwischen einem Phototransistor und einem normalen Transistor besteht darin, daß die Steuerung nicht über den Basisstrom, sondern durch den durch Photonen erzeugten Photostrom erfolgt. Die Empfindlichkeit ist sehr viel höher als bei einer Photodiode.

Bild 9 zeigt ein mit einem Phototransistor gesteuertes Relais. In dieser einfachen und betriebssicheren Schaltung ist der Phototransistor über einen Spannungsteiler an die Betriebsspannung angeschlossen. Das Relais wird über eine einzige Verstärkerstufe an-

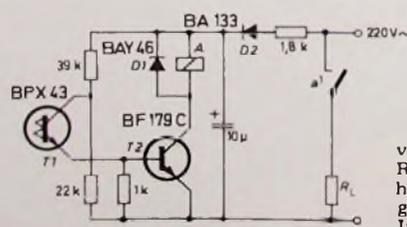


Bild 9 Mit einem Phototransistor gesteuertes Relais

vom Thyristorstrom direkt gesteuerte Relais A. Der Ableitwiderstand R_{GK} ist hier mit 47 kOhm gewählt. Im vorliegenden Falle ist ein Gate unbenutzt. Im Bedarfsfalle könnte es dazu dienen, den Thyristor durch einen elektrischen Impuls zu sperren.

Außer für Relaischaltungen eignet sich der Photothyristor auch in Schaltungen für Alarm- und Warngeräte, in Lichtschranken aller Art, optischen Tachometern, Lichtschranken, wie sie in den verschiedensten Varianten in der Steuer- und Regeltechnik und in modernen Maschinensteuerungen eingesetzt werden, und überall da, wo der Steuer- und Regelimpuls nicht unmittelbar mechanisch abgeleitet werden kann. Sie steuern Rolltreppen, Türöffner, Papierrißschalter, Endstellenschalter, Sortiereinrichtungen, Prüfeinrichtungen, lichtgesteuerte Feuermelder und erzeugen schützende Lichtvorhänge. Sie messen Rauchdichten, tasten Farben ab, regeln Drehzahlen, Gleichlauf, Temperaturen, Schneidstellen und vieles andere mehr. Bei all diesen Anwendungen lösen Änderungen der Beleuchtungsstärke Schaltvorgänge aus oder beeinflussen als Stellglied eines Regelkreises Maschinenfunktionen.

3. Lichtemittierende optoelektronische Bauelemente

Die im Abschnitt 2 beschriebenen Bauteile betreffen Lichtempfänger, die die Aufgabe haben, Lichtsignale in elektrische Signale umzusetzen. Bei den in den letzten Jahren entwickelten Lichtsendern werden elektrische Signale in Lichtsignale umgewandelt.

3.1. Lumineszenzdioden

Als Basismaterial wird N-dotiertes Galliumarsenid (GaAs) oder Galliumarsenidphosphat (GaAsP) verwendet. Mit der eindiffundierten P-dotierten Schicht ist das Element auf einen Sockel gelötet (Bild 12). Eine flache

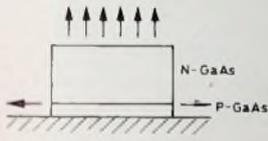
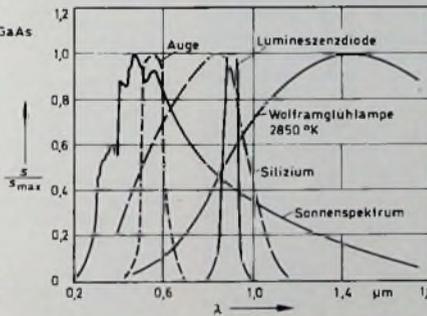


Bild 12 (oben). Aufbau einer GaAs-Lumineszenzdiode

Bild 13. Spektrale Empfindlichkeit als Funktion der Lichtwellenlänge für verschiedene Lichtsender und Lichtempfänger



Gießharzschicht erhöht die Lichtausbeute. Legt man an die GaAs-Diode eine Spannung von einigen Volt in der Durchlaßrichtung, so entsteht in der Sperrschicht ein Stromfluß von Defektelektronen und Elektronen. Bei der folgenden Rekombination wird eine Lichtstrahlung abgegeben, die im Infrarotbereich mit einer Wellenlänge von $0,91 \mu\text{m}$ noch im Bereich der spektralen Empfindlichkeit der photoelektronischen Empfangselemente liegt (Bild 13). Die Abhängigkeit der Lichtintensität von der Stromstärke ist weitgehend linear, aber der Wirkungsgrad liegt unter 1%. Wegen der dadurch bedingten Verlustleistung ist die Leistungsausbeute begrenzt. Man

kann aber die Strahlungsleistung durch Kühlung wesentlich erhöhen. Die GaAs-Lumineszenzdiode stellt eine brauchbare Infrarotstrahlungsquelle für hohe Modulationsfrequenzen dar, während die GaAsP-Diode die bevorzugte monochromatische Rotlichtquelle für optische Anzeigen ist. Sie finden Anwendung in Lichtschranken, als Segmente in numerischen Anzeigesystemen und vor allem im Zusammenwirken mit lichtempfindlichen Silizium-Bauelementen als optische Koppler. Die besonderen Vorzüge der Lumineszenzdioden liegen dabei in der praktisch unbeschränkten Lebensdauer, in der niedrigen Betriebsspannung, den sehr kurzen Anstiegszeiten und der für Koppler günstigen Empfindlichkeitskurve.

3.2. Optische Koppler

Die optischen Signalkoppler setzen sich aus einer GaAs-Diode als Lichtsender (Infrarot-Sender) und einem lichtempfindlichen Silizium-Element zusammen, das eine Photodiode, ein Phototransistor oder auch ein Photothyristor sein kann. Beide Elemente sind in einem Gehäuse untergebracht und optisch gekoppelt, wobei eine vollständige galvanische Trennung zwischen beiden besteht. Diese Kopplung verläuft über einen weiten Frequenzbereich vollkommen linear. Die Signalübertragung erfolgt dabei in der Richtung vom Sender zum Empfänger völlig rückwirkungsfrei. Durch geeignete Konstruktion kann der Isolationswiderstand bis auf $10^{10} \dots 10^{12} \text{ Ohm}$ und die Isolationsspannung auf einige Kilovolt gebracht werden. Es werden heute Koppelemente hergestellt, die nicht größer als ein Phototransistor sind und mit denen sich

unterschied über einen sehr weiten Frequenzbereich wesentlich vereinfacht und in vielen Fällen auch betriebssicherer wird.

Optische Koppler werden oft als photonengekoppelte Trennverstärker, als Signalverstärker und in Synchronmodulatoren als phasenempfindliche Detektoren und Demodulatoren eingesetzt. Hier finden sie Anwendung als elektronische Potentiometer oder als schnellwirkende Schwund- und Pegelregler sowie als Mischer für zwei oder mehr Signale. Als photooptische Schnellschaltrelais erlauben sie auf einfache Weise, Relaisbäume für Logikschaltungen herzustellen. Diese Relais sind elektromagnetischen Relais wegen ihrer hohen Schaltfrequenz (bis 10^6 Hz), unbegrenzten Spannung zwischen Ein- und Ausgang sowie wegen der weitgehenden Abnutzungsfreiheit weit überlegen. Außerdem werden optische Koppler als koaxiale Leitungsmodulatoren eingesetzt.

Eine typische Anwendung zeigt Bild 14. Es handelt sich um einen Kleinsignalverstärker mit Photonenkopplung zwischen den Lumineszenzdioden D_1 und D_2 und den Phototransistoren T_3 und T_4 . Diese Verstärker sind da vorteilhaft, wo lineare Gleichstromverstärker mit massefreiem Eingang benötigt werden. Die Spannungsverstärkung ist 7, die Eingangsimpedanz ist 5 kOhm , die Ausgangsimpedanz 600 Ohm , und der Frequenzbereich reicht bis 100 kHz .

3.3. Lichtquelle für optoelektronische Bauelemente

Außer den bereits genannten Lumineszenzdioden dienen im allgemeinen

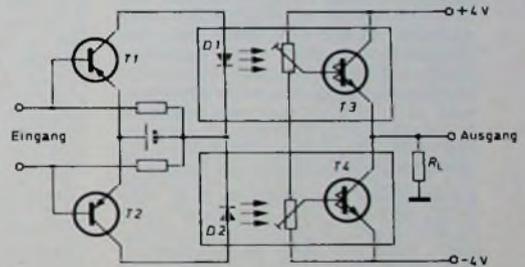


Bild 14. Schaltung eines Verstärkers mit optischer Kopplung zwischen Photodioden (D_1, D_2) und Phototransistoren (T_3, T_4)

relativ große Signale übertragen lassen. Als Beispiel sei das Miniaturkoppelement M 112 (AEG-Telefunken) angeführt. Die charakteristischen Daten sind: Durchlaßstrom $I_F = 100 \text{ mA}$, Durchlaßspannung $U_F = 1,35 \text{ V}$, Kollektorsperrspannung $U_{C0} = 25 \text{ V}$, Kollektordunkelstrom $I_{C0} < 100 \text{ nA}$, Transfaktoren $I_C/I_F = 0,2$. Es sind heute komplette optisch gekoppelte Impulsverstärker auf dem Markt, die auch Glasfaserleitungen als verlustarme Lichtleiter mit einbeziehen. Die optische Kopplung ist in anderen Kopplungsarten wie elektrischer oder magnetischer Kopplung überlegen, weil mit ihr die Kopplung in Schaltungen mit hohem Potential-

Wolframglühlampen (eventuell mit Rotlichtfilter) als Lichtquelle für die in der Steuer- und Regeltechnik eingesetzten lichtempfindlichen Elemente. Zu beachten ist bei ihrer Anwendung, daß die spektrale Empfindlichkeitskurve des Lichtsenders mit der des Lichtempfängers ungefähr übereinstimmt. Im Bild 13 sind außer dem Sonnenspektrum auch die spektralen Empfindlichkeiten für das Auge, Wolframglühlampen, Lumineszenzdioden und lichtempfindliche Silizium-Elemente angegeben. Die hier gemachten Empfindlichkeitsangaben beziehen sich im allgemeinen auf Normlichtart A (DIN 5033 Bl. 7). Als Lichtquelle diente eine gasgefüllte Wolfram-

glühlampe, die bei einer Farbtemperatur $T_1 = 2854 \text{ K}$ (ohne Filter) mit dem im Bild 13 eingezeichneten Normspektrum übereinstimmt Entsprechend wird die äquivalente Normlicht-Beleuchtungsstärke mit E_A bezeichnet (gemessen mit einem Luxmeter mit Augenkorrekturfilter, wobei $E_A = 1000 \text{ lx}$ ist).

3.4 „Betalignt“

Abschließend soll noch eine mit den optoelektronischen Bauelementen verwandte Lichtquelle, das „Betalignt“, erwähnt werden. Hier handelt es sich um eine nukleare Lichtquelle, die keine Batterie oder sonstige Stromquelle benötigt. Ihre Lichtintensität ist etwa 200mal größer als die üblicher Leuchtfarben und hat den Vorteil, in fast jeder gewünschten Farbe hergestellt werden zu können. Die Lebensdauer dieser kalten Lichtquelle wird mit 20 Jahren angegeben. Im Prinzip handelt es sich um einen hohlen Glaskörper, der mit Tritiumgas gefüllt und dessen Glaswand mit Leuchtstoff belegt ist (ähnlich wie bei den Leuchtstofflampen). Das Tritium zerfällt radioaktiv unter Emission von Betateilchen, deren Energie in Licht umgewandelt wird. Die „Betalignt“-Leuchten sind absolut ungefährlich, da das Tritium vom Glaskörper nicht durchgelassen wird und es sich außerdem um ein Radionuklid niedriger Toxizität handelt. Es ist zu-



Bild 15 Mit „Betalignt“ beleuchtete Instrumentenskala

dem billiger und sicherer als die bisher gebräuchlichen Radium-Leuchtfarben. Die Helligkeit dieser kalten Lichtquelle steigt mit der Menge des eingefüllten Tritiumgases

„Betalignt“ wird vor allem dort eingesetzt, wo Licht ohne äußere Energiezufuhr benötigt wird, also zur Beleuchtung elektrischer und elektronischer Geräte, die im Dunkeln bedient werden müssen, wie Schalter, Knöpfe, Hebel, Instrumente, Skalen, Leuchtmarkierung von optischen Instrumenten (Bild 15), Leuchttexte, Notausgangsbezeichnungen, Feuerlöscher-, Schutzraummarkierungen und andere.

Frequenzstabiler 2-m-Steuersender

(Schluß von S. 94)

Nach der Alterung wird die provisorisch eingesetzte Drahtbrücke am Punkt D wieder entfernt. Dann legt man das VHF-Voltmeter und den Digital-Frequenzmesser an den Anschluß 2 oder 4 der IS1 und stellt die genauen Quarzfrequenzen mit den Trimmern C1 und C2 ein. Anschließend werden die beiden Verdreifachkreise des Quarzoszillators nochmals auf optimale Spannungsausbeute kontrolliert und eventuell entsprechend nachgeglichen (Mittelwert für beide Quarzfrequenzen aufsuchen).

Beide Meßgeräte werden jetzt entfernt, und das VHF-Voltmeter wird an den Punkt B angeschlossen. Dann stellt man mit dem Saugkreistrimmer C38 Minimum-Ausschlag am Voltmeter ein (Unterdruckung der gefährlichen Mischfrequenz des CO). Unter Einbeziehung der Trimmer C35, C37 und C42 in den Abgleichvorgang dürfte das Minimum wahrscheinlich noch etwas zu verbessern sein.

Nun wird die Drahtbrücke am Punkt D fest eingelötet. Nachdem der Frequenzmesser ebenfalls am Punkt B angeschlossen ist, wird der VFO in üblicher Weise mit dem Spulenkern der Kreispule L7 und dem Trimmer C18 abwechselnd so abgeglichen, daß die Band-Endfrequenzen an den dafür vorgesehenen Punkten der Abstimmskala erscheinen. Anschließend eicht man die gesamte Skala, wofür der Digital-Frequenzmesser mit seiner sehr genauen und eindeutigen Anzeige das geradezu ideale Hilfsmittel ist.

Der Frequenzmesser wird jetzt nicht mehr benötigt.

Dann kontrolliert man durch vorsichtiges Nachstellen der Trimmer C35, C37 und C42 nochmals die maximale Ausgangsspannung des Steuersenders (der Trimmer C38 darf dabei aber auf keinen Fall verstellt werden), wobei auch auf einen weitgehend gleichmäßigen Frequenzgang des Ausgangsverstärkers zu achten ist. Danach wird auch das VHF-Voltmeter entfernt, die Betriebsspannung des Steuersenders abgeschaltet und der Saugkreis L18, C41 mit Hilfe des Grid-Dippers auf die sich aus den beiden Mischfrequenzen ergebende Differenzfrequenz abgeglichen. Dazu stellt man den VFO auf seine niedrigste Frequenz ein. Abschließend entfernt man den 60-Ohm-Widerstand am Punkt B.

Nach beendetem Abgleich dürfen die Abgleich Elemente auf keinen Fall mehr verstellt werden, auch nicht unabsichtlich. Eine Sicherung durch Lacktupfer ist zweckmäßig. Ein Austausch eventuell schadhafte gewordener Bauteile erfordert immer eine nachträgliche Kontrolle der Frequenzgenauigkeit, und meistens wird der Abgleich ganz oder teilweise wiederholt werden müssen. Für spätere Kontrollmessungen ist es vorteilhaft, wenn man sich beim Erstabgleich alle HF- und Gleichspannungen notiert. Man schreibt die Werte zweckmäßigerweise auf einen kleinen Zettel, der verlustsicher auf das Gehäuse des Steuersenders geklebt wird.

Sender und Programme

Fernseh-Berichterstattung von den XI Olympischen Winterspielen

Von den XI Olympischen Winterspielen die vom 3. bis 13. Februar 1972 in Sapporo ausgetragen werden, berichten das Deutsche Fernsehen (ARD) und das Zweite Deutsche Fernsehen (ZDF) alternierend. Das ZDF beginnt am 3. Februar mit der Übertragung der Eröffnungsfeier und übernimmt die Berichterstattung an den ungeraden Tagen, die ARD berichtet an den geraden Tagen. Die Schlußfeier wird am 13. Februar vom Zweiten Deutschen Fernsehen übertragen.

Da der Zeitunterschied zwischen Japan und der Bundesrepublik acht Stunden beträgt, erreichen die Live-Übertragungen vieler Entscheidungen Deutschland in den frühen Morgenstunden. Die Sendungen beginnen also oft schon um 5.25 Uhr. Eine Zusammenfassung der Übertragungen vom Morgen wird im allgemeinen zwischen 13.00 und 14.00 Uhr gegeben. Daran schließen sich meistens noch Live-Übertragungen von Sportwettkämpfen an, die in Sapporo am Abend ausgetragen werden. Ab 20.15 Uhr senden ARD und ZDF weitere Berichte aus Sapporo. Alle Sendungen werden in Farbe ausgestrahlt.

Smog-Warnungen über den Rundfunk

Smog-Warnungen des Hessischen Ministeriums für Landwirtschaft und Umwelt wird der Hessische Rundfunk ab sofort in seinen Hörfunkprogrammen durchgeben. Wenn bei bestimmten Wetterlagen die Luftverschmutzung eine gesundheitsgefährdende Konzentration erreicht, sollen diese Warnungen in laufende Sendungen eingebettet oder im Anschluß an die nächste Nachrichtensendung gebracht werden. Ein „heißer Draht“ zwischen dem Umweltministerium und den Nachrichtenredaktionen des Frankfurter Senders garantiert die Warnung beziehungsweise Entwarnung der hessischen Bevölkerung rund um die Uhr.

Verkehrswelle aus Frankfurt

Der Hessische Rundfunk wird ab 28. April 1972 sein 3. Hörfunkprogramm zu einer Servicewelle umwandeln, um besonders den Autofahrern einen speziellen Informationsdienst über die Verkehrslage zu bieten. Mit den Vorbereitungen kann jetzt begonnen werden, nachdem Rundfunk- und Verwaltungsrat des Hessischen Rundfunks dem Vorhaben zugestimmt haben.

Diese Zwischenlösung ist notwendig geworden, weil der Antrag der ARD-Anstalten, die UKW-Frequenzen im Bereich 100 - 104 MHz für eine einheitliche Autofahrerwelle über das gesamte Bundesgebiet freizubekommen, auf der internationalen Frequenzkonferenz in Darmstadt im September 1971 abgelehnt worden war.

Der HR hat sein UKW-Netz für das 3. Hörfunkprogramm so weit ausgebaut, daß die Sendungen „hr 3 - Die Verkehrswelle aus Frankfurt“ in ganz Hessen und weiten Gebieten darüber hinaus technisch einwandfrei empfangen werden können. Zu jeder vollen Stunde werden Kurznachrichten und eine Übersicht über die Verkehrs- und Straßensituation gebracht. Auch in das Musikprogramm werden Verkehrsinformationen, Hinweise auf Wetter- und Straßenzustände, Befahrbarkeit von Pässen, Grenzübergangsstellen oder Behinderungen des Flugverkehrs eingebettet. Außerdem sind Kurzinterviews und Berichte zu Problemen der Verkehrssicherheit sowie Werbepots vorgesehen.

Bei der Verkehrswelle aus Frankfurt handelt es sich um ein Musikprogramm, das täglich von 5.30 Uhr bis 19.00 Uhr durchgehend ausgestrahlt wird. Von 19.00 Uhr bis 22.20 Uhr folgen Sendungen für Gastarbeiter. Danach sendet der HR weiter unterhaltende Musik und es wird dafür gesorgt werden, daß auch in der Zeit bis Mitternacht sowie während der ARD-Gemeinschaftssendung „Musik bis zum frühen Morgen“ alle wichtigen Verkehrsdurchsagen aus Hessen eingebettet werden. Damit hat der Hessische Rundfunk ab 28. April 1972 eine Verkehrswelle rund um die Uhr.

Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 27 (1972) Nr. 2, S. 66

2.8 Fehler in den Klemmschaltungen

Legt man die Eindioden-Klemmschaltung im Bild 6 (Heft 2/1972, S. 66) zugrunde, so zeigen das Schwarz-Weiß- und das Farbbild nur noch ein rotes Raster, wenn die Klemmdiode D_3 im (R-Y)-Zweig einen Kurzschluß aufweist. In diesem Fall kann aber auch das Schwarz-Weiß-Bild noch vorhanden, jedoch sehr stark rot eingefärbt sein. Ist die Diode D_3 dagegen unterbrochen, so ergibt sich die gleiche Wirkung auf dem Bildschirm, da auch in diesem Fall der zur Klemmung benötigte Zeilenrückschlagimpuls nicht gleichgerichtet wird und somit die negativ gerichtete Klemmspannung fehlt. Gleiches gilt auch für Fehler der Klemmdioden D_1 und D_2 , wobei der Bildschirm dann entsprechend blau oder grün eingefärbt ist.

Die Arbeitsweise der Klemmschaltung ist bereits an den Farbdifferenzsignalen zu erkennen, da der Zeilenrückschlagimpuls vielfach noch in den Oszillogrammen F, M und K zu sehen ist. Handelt es sich jedoch um eine Zweidioden-Klemmschaltung, so können unter Umständen die positive und auch die negative Impulsspitze (wie im Oszillogramm F) zu erkennen sein. Das im Bild 6 dargestellte Oszillogramm F1 weist aber noch eine weitere Besonderheit auf. Es fehlt nämlich die (B-Y)-Signaltrappe, wie sie im Oszillogramm F richtig dargestellt ist. Das Oszillogramm F1 entsteht beispielsweise, wenn eine der beiden Klemmdioden (D_1) oder die für R_8 verwendete Diode D einen Kurzschluß aufweist. Dann fehlen natürlich die Farbdifferenzsignale im Endstufenanfang, und es sind nur noch die Klemmpulse zu erkennen. Ist jedoch eine der beiden Klemmdioden in der Zweidioden-Klemmschaltung unterbrochen, so verschiebt sich lediglich die Wehneltzylinder-Vorspannung der Farbbildröhre in positiver oder negativer Richtung, je nachdem, welche der beiden Dioden unterbrochen ist. Das zugehörige Bildröhrensystem wird dann entweder gesperrt oder weiter durchgesteuert, wobei im letzten Fall der Bildschirm entsprechend stark eingefärbt wird. Man kann also alle Fehler – das sei hier nochmals betont – schnell, sicher und zuverlässig nur mit dem Oszillografen aufspüren.

Fehlt der Zeilenrückschlagimpuls, wenn beispielsweise C_9 unterbrochen ist, so fehlt auch die durch die Klemmdioden D_1 , D_2 und D_3 erzeugte negative Vorspannung. An den Wehneltzylindern der Farbbildröhre liegt dann nur noch die vom Netzteil des Empfängers gelieferte positive Vorspannung, die wegen des durch die Klemmdioden nun nicht mehr erzeugten negativen An-

teils entsprechend hoch ansteigt. Die Farbbildröhre wird dabei an allen drei Systemen stark durchgesteuert. Infolge des dann ebenfalls ansteigenden Strahlstroms spricht jetzt auch die Strahlstrombegrenzung an, so daß höchstens noch Spuren des Bildes bei stets überhellem Raster sichtbar sind. Weist C_9 dagegen einen Kurzschluß auf, so erzeugt der volle Zeilenrückschlagimpuls eine negative Vorspannung von etwa -200 V, die die Farbbildröhre sperrt.

Ist jedoch beispielsweise der parallel zu D_1 liegende Widerstand R_8 unterbrochen, so erhöht sich hierdurch die Entladezeitkonstante dieses Zweiges. Da sich nun das Blau-System der Farbbildröhre sehr stark negativ auflädt, fehlt Blau völlig. Fehlerhaft erscheinen daher alle Farbbalken, die Blau enthalten; also auch alle entsprechenden Mischfarben. Sinngemäß gilt das gleiche bei unterbrochenen Widerständen R_9 oder R_{10} , wobei jeweils Grün beziehungsweise Rot auf dem Bildschirm fehlt.

Jetzt seien die Koppelkondensatoren betrachtet, die zur galvanischen Trennung der Farb-Endstufen von den Steuerelektroden der Farbbildröhre dienen. Ist beispielsweise C_6 im (B-Y)-Zweig kurzgeschlossen, so gelangt die hohe Kollektorgleichspannung des Transistors T_7 fast ungehindert zum Wehneltzylinder des blauen Farbbildröhrensystems. Dieses System wird daher voll durchgesteuert, wobei der Bildschirm stark blau eingefärbt wird. Schließlich kann als Folge davon die Strahlstrombegrenzung ansprechen, die den Bildinhalt (über den ZF-Verstärker) zurückregelt.

Weist C_6 jedoch eine Unterbrechung auf, so fehlt zunächst der Blausignalanteil auf dem Bildschirm. Da C_6 aber auch als Ladekondensator der Klemmschaltung wirkt, geht bei einer Unterbrechung dieses Kondensators die negative Spannungsüberhöhung verloren, so daß die positive, vom Netzteil kommende Gleichspannung am Wehneltzylinder für Blau ansteigt. Es fehlt also zwar der Signalanteil für Blau, wegen der ansteigenden positiven Wehneltzylinderspannung wird der Bildschirm jedoch blau eingefärbt. Das gleiche gilt sinngemäß für C_7 und C_8 , wobei der Bildschirm grün beziehungsweise rot eingefärbt wird, während die roten beziehungsweise grünen Signalanteile jeweils fehlen. Man sieht also auch hier wieder, daß ein bestimmter Bildschirmfehler auf vielen und unterschiedlichen Fehlerursachen beruhen kann.

Fehlt dagegen die vom Netzteil des Empfängers kommende positive Spannung, die vielfach über einen sogenannten Sperrpunkteinsteller (Sp) individuell eingestellt werden kann, so steigt die negative Gleichspannung

an allen drei Wehneltzylindern an, so daß die Bildröhrensysteme weitgehend gesperrt werden. Im Normalfall und je nach der Schaltungsauslegung des Empfängers liegt die Wehneltzylinderspannung bei etwa 50 V.

2.9 Fehler in der Burstaufastung und im Burstdiskriminator

Vom Meßpunkt 1 des Farbsignalverstärkers gelangt die über einen Trennkondensator ausgekoppelte Farbinformation zum Eingang der Burstaufaststufe. Überträgt man diesen Weg auf den Schaltungsauszug im Bild 7, so gelangt die Farbinformation über den Trennkondensator C_1 zur Burstaufaststufe T_{11} . Der Basis dieses Transistors wird außerdem über R_0 , R_2 , C_2 der vom Zeilentransformator kommende Zeilenrückschlagimpuls zugeführt. Fallen Zeilenrückschlagimpuls und Burstimpuls zeitlich zusammen (der Burst ist im Farbsignal während der Austastzeit vorhanden), so wird der Burst in T_{11} aufgetastet, während das Farbsignal diese Stufe nicht passieren kann. Der Arbeitspunkt von T_{11} ist nämlich so eingestellt, daß diese Stufe nur durch den Zeilenrückschlagimpuls, der ja nur während der Austastzeit auftritt, geöffnet werden kann. Am Ausgang von T_{11} erscheint daher nur der Burstimpuls, wie er im Oszillogramm O dargestellt ist. Oszillogramm T zeigt dagegen das an der Basis des Transistors T_{11} stehende Farbsignal, in dessen Austastzeiten der Zeilenrücklaufimpuls fällt. In den Impulsspitzen im Oszillogramm T ist der hochgetastete Burst zu erkennen.

Das Farbsignal ist an dieser Stelle jedoch oft so klein, daß der Burstimpuls kaum wahrzunehmen ist. Um die genaue zeitliche Übereinstimmung von Zeilenrückschlagimpuls und Burstimpuls zu überprüfen, legt man den Oszillografen daher an den Meßpunkt 1 oder an den Kollektor des Farbsignalverstärkers T_1 (Bild 1). Steht ein Zweikanal-Oszillograf zur Verfügung, so lassen sich beide Signale direkt vergleichen, wenn man den zweiten Kanal des Oszillografen an die Basis von T_{11} legt. Der an T_{11} liegende Zeilenrückschlagimpuls U muß mit dem Burstimpuls des Farbsignals (nach dem Oszillogramm A im Bild 1) zeitlich zusammenfallen (Bild 8). Ist dies nicht der Fall, so erfolgt keine Burstaufastung. Da dann auch die Information für den Farbschalter des Empfängers fehlt, bleibt der Farbkanal gesperrt. Auf dem Bildschirm ist daher nur das entsprechende Schwarz-Weiß-Bild sichtbar.

An der Basis von T_{12} , der als Burstverstärker arbeitet, ist der Burstimpuls mit einer Amplitude von etwa

Bild 7 Burstaufstufstufen mit Burstdiskriminator, Nachstimmstufe, 4,43-MHz-Oszillator und 4,43-MHz-Verstärker

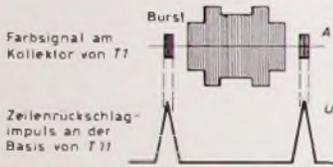
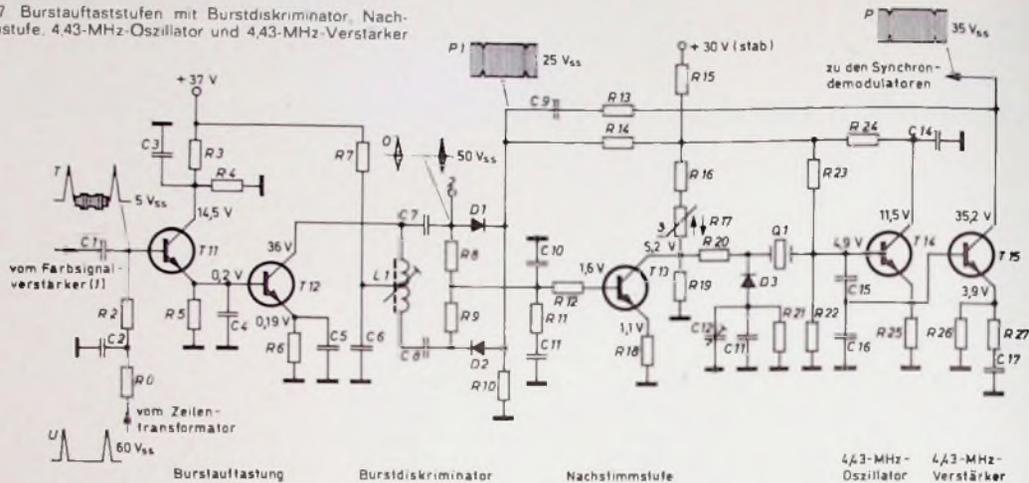


Bild 8 Nur wenn der Zeilenrückschlagimpuls zeitlich genau mit den Burstschwüngen des Farbsignals zusammenfällt, gelangt der Burst zum Diskriminator

1 V_{ss} zu messen. Durch die zusätzliche Verstärkung in T12 erscheint der Burst am Meßpunkt 2 im Bild 7 je nach Empfängerfabrikat und Schaltung mit einer Amplitude von etwa 25 bis 50 V_{ss} (Oszillogramm O).

Im Burstdiskriminator, der die beiden Dioden D1 und D2 enthält, werden Frequenz- und Phasenlage der Burstschwüngen und des in die Phasenbrücke eingespeisten Referenzträgers (Oszillogramm P1) verglichen. Sind keine Phasenabweichungen vorhanden, so fallen an den Arbeitswiderständen R8 und R9 gleich hohe, jedoch entgegengesetzt gepolte Richtspannungen ab, die sich gegenseitig aufheben. Die Phasenbrücke liefert dann die Ausgangsgleichspannung 0 V, die zur Basis der Nachstimmstufe T13 gelangt. Damit T13 jedoch bei positiven und auch negativen Richtspannungen arbeiten und den 4,43-MHz-Oszillator nachstimmen kann, muß seine Basis auf einen mittleren Arbeitspunkt eingestellt werden. Im vorliegenden Fall erhält T13 daher eine Vorspannung von etwa 1,6 V, die mit dem Spannungsteiler R14, R10 erzeugt wird. Bei der vom Burstdiskriminator gelieferten Richtspannung von 0 V steht an T13 also die Vorspannung 1,6 V, die je nach den Phasenabweichungen in positiver oder negativer Richtung verschoben wird.

Ist eine der beiden Dioden D1 oder D2 unterbrochen oder kurzgeschlossen oder liegen sogar Schäden an den Kondensatoren C7, C8 oder auch an den Widerständen R8, R9 vor, so erhält T13 eine stark abweichende Regelspannung. Dadurch wird der

4,43-MHz-Oszillator so stark verstimmmt, daß seine Synchronisation ausfällt. Dann (und auch wenn der Frequenzeinsteller C12 erheblich verstimmmt ist) werden die Farbsignale nicht mehr demoduliert, so daß auf dem Bildschirm im allgemeinen nur noch schwache und durchlaufende Farbspuren zu erkennen sind.

Viele Farbempfänger enthalten noch einen zusätzlichen Burstdiskriminator, der ähnlich wie der im Bild 7 aufgebaut ist. Parallel zur Spule L1 liegen dann nochmals in einem getrennten Zweig Widerstände, Dioden und Kondensatoren ähnlich C7, C8, D1, D2 und R8, R9. Dieser zweite Diskriminator liefert die Steuerspannung für den Farbabschalter, dem ebenfalls der Referenzträger (Oszillogramm P1) zugeführt wird. Liegen keine Phasenabweichungen vor, so liefert auch dieser Diskriminator die Richtspannung 0 V, die aber nur während des Farbempfangs entsteht, da ja nur dann der Burst übertragen wird. Der Diskriminator liefert daher nur dann eine Steuerspannung an den Farbabschalter, wenn der Burst fehlt, wenn die Burstamplitude zu niedrig ist oder wenn die Phase des Referenzträgers stark abweicht. In diesen Fällen, also auch, wenn der Referenzträger nicht mehr synchronisiert wird oder wenn nur Schwarz-Weiß-Sendungen empfangen werden, schaltet die Steuerspannung – über den Farbabschalter – den Farbsignalverstärker ab. Auf dem Bildschirm erscheint dann nur noch ein Schwarz-Weiß-Bild.

2.10 Fehler in der Nachstimmstufe und im 4,43-MHz-Oszillator

Stark abweichende Regelspannungen des Burstdiskriminators beeinflussen über die Nachstimmstufe T13 den 4,43-MHz-Oszillator T14. Falsche Gleichspannungen an T13, ferner auch, wenn T13 selbst schadhaft ist oder wenn die Zeitkonstanten- und Entkopplungsglieder C11, C10, R11 oder R12 schadhaft sind, wird der 4,43-MHz-Oszillator stark verstimmmt, so daß die Farbsynchronisation ausfällt. Schließlich kann der 4,43-MHz-

Oszillator ebenfalls aussetzen oder sein Fangbereich stark verringert werden.

Der Oszillator wird im Normalfall mit stabilen Gleichspannungen gespeist. Weicht die über R15 zugeführte Gleichspannung erheblich vom Sollwert ab, so setzt der Oszillator aus. Da zur Stabilisierung der Gleichspannung +30 V vielfach eine Z-Diode dient, ist auch auf deren Arbeitsweise besonderes Augenmerk zu richten. Der Oszillator kann beispielsweise bei schwankender Netzspannung weglafen oder aussetzen. Es empfiehlt sich daher, die Z-Diode stets im Betriebszustand zu prüfen. Hierzu legt man ein hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter an die stabilisierte Gleichspannung +30 V und betreibt den Empfänger über einen Stelltransformator. Wird dessen Ausgangsspannung zwischen 200 und 240 V geändert, so muß die stabilisierte Gleichspannung stets den Wert +30 V beibehalten. Ändert sie sich jedoch, so ist die Z-Diode zu erneuern oder die Stabilisierungsschaltung zu prüfen.

Die von der Nachstimmstufe T13 gelieferte Regelgleichspannung verändert den Kapazitätswert der Kapazitätsdiode D3, die den 4,43-MHz-Quarz Q1 belastet und seine Schwingfrequenz innerhalb des Regelbereichs nachzieht. Der Oszillator T14 schwingt somit stets frequenz- und phasengenau auf 4,43 MHz. Schließlich wird der Referenzträger mit T15 nochmals verstärkt. Ein Anteil der Referenzträgerschwingung gelangt über R13 und C9 zum Phasenvergleich. In den Oszillogrammen P und P1 sind Einbrüche nach jeweils einer Zeilendauer zu erkennen. Diese kurzen Amplitudenänderungen entstehen durch die zeilenweise Phasenumschaltung des Burstimpulses (senderseitige Umschaltung).

Durch Signalverfolgung mit dem Oszillografen und Gleichspannungsmessungen lassen sich Fehlerursachen in allen Stufen von Bild 7 schnell erkennen. Es ist aber auch auf den Quarz Q1 zu achten, der mitunter kalte Lötstellen aufweisen kann, so daß der Oszillator aussetzt.

Außerdem kann der Quarz selbst schadhaf sein

2.11 Fehler in den PAL-Kennstufen und im Farbabschalter

Bild 9 zeigt die Schaltung eines PAL-Kennimpulsverstärkers, PAL-Multivibrator und

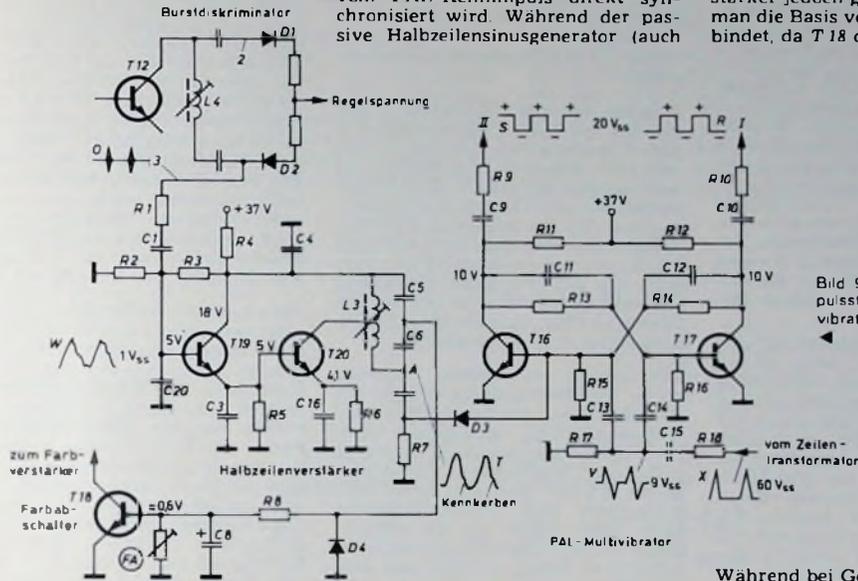


Bild 9 PAL-Kennimpulsstufen mit Multivibrator und Farbabschalter

Farbabschalter Über R_1, C_1 wird der PAL-Kennimpuls, den man zum Synchronisieren des PAL-Multivibrators benötigt, dem Burstdiskriminator entnommen. Dieser Kennimpuls entsteht aus dem Burst, dessen Phase von Zeile zu Zeile um $\pm 45^\circ$ umgeschaltet wird. Das Oszillogramm W enthält daher nur in einer Burstschaltrichtung die maximale Burstamplitude, wobei auf den Flanken Überlagerungen auftreten, die durch die jeweils anderen Burstschaltrichtungen entstehen. Der Impuls W hat also zwangsläufig eine Zeitdauer von zwei Zeilen. Es handelt sich hier daher um eine halbzeilenfrequente Schwingung von etwa 7,8 kHz.

Dieser Kennimpuls hat eine genau definierte Lage, und zwar zeitlich kurz hinter dem Zeilensynchronimpuls, da der Burst ja auf der hinteren Schwarzscher des Videosignals liegt. Der Kennimpuls wird zunächst im PAL-Kennimpulsverstärker T_{19} verstärkt. Im Kollektorkreis des Transistors T_{20} liegt der Schwingkreis L_3, C_5, C_6 , der auf die halbe Zeilenfrequenz abgestimmt ist und den man daher auch als Halbzeilensinuskreis bezeichnet. Jedesmal, wenn ein halbzeilenfrequenter Kennimpuls am Kollektor von T_{20} auftritt, wird der Halbzeilensinuskreis angestoßen, so daß hier eine halbzeilenfrequente Sinusschwingung (Oszillogramm T am Meßpunkt A) entsteht. Es gibt aber auch Schaltungen, die ohne Halbzeilensinuskreis arbeiten. Dann ist der Transistor T_{20} so rückgekoppelt, daß er kurz vor dem Schwingungseinsatz steht. Trifft jetzt der Kennimpuls ein,

dann schwingt die Schaltung und liefert eine maanderförmige Spannung (Rechteck mit auslösender Impulsspitze), die den PAL-Multivibrator synchronisiert. Die im Bild 9 dargestellte PAL-Kennimpulsstufe arbeitet als passiver Halbzeilensinusgenerator. Man könnte diese Stufe jedoch auch als selbstschwingenden Generator auslegen, der vom PAL-Kennimpuls direkt synchronisiert wird. Während der passive Halbzeilensinusgenerator (auch

seinem Emittter verbindet – in diesem Fall also den Kollektor gegen Masse kurzschließt. Andere Schaltungen arbeiten auf ähnliche Weise, jedoch sollte man vorsorglich die Service-Unterlagen einsehen, da mitunter die Basis des Farbabschalters an Masse zu legen ist, um den Farbsignalverstärker zu öffnen. Bei der Schaltung nach Bild 9 würde der Farbsignalverstärker jedoch gesperrt werden, wenn man die Basis von T_{18} mit Masse verbindet, da T_{18} damit gesperrt würde.

als Halbzeilenverstärker bezeichnet) auch die Steuerspannung für den Farbabschalter liefern kann – der Schwingkreis wird ja nur dann angestoßen, wenn der Burst vom Sender abgestrahlt wird –, muß beim aktiven Generator ein zweiter Burstdiskriminator die Steuerspannung für den Farbabschalter liefern. Der aktive Generator erzeugt ständig – auch bei Schwarz-Weiß-Empfang – Halbzeilensinus-schwingungen, so daß er als Schaltungserzeuger aus diesem Grund nicht brauchbar ist.

Als Steuerspannung für den Farbabschalter wird dem passiven Generator im Bild 9 eine Teilspannung der Halbzeilensinus-schwingung an den Kondensatoren C_5 und C_6 entnommen. Diese Sinusspannung gelangt zur Dioden D_4 , an deren Katode eine positive Gleichspannung entsteht, die aber nur während des Farbpfangs vorhanden ist. Die Gleichspannung wird über R_8 der Basis des Farbabschalttransistors T_{18} zugeführt. Die Steuerspannung des Farbabschalters läßt sich bei vielen Fabrikaten individuell auf die örtlichen Empfangsverhältnisse einstellen. Das erfolgt durch Änderung des Arbeitspunktes von T_{18} mit dem Einsteller FA (Farbabschalter Arbeitspunkt). Erhält die Basis des Farbabschalttransistors T_{18} während des Farbpfangs eine Gleichspannung von etwa 0,6 V (gegen den Emittter gemessen), so schaltet der Transistor voll durch und öffnet dabei den Farbsignalverstärker. Der Farbsignalverstärker der vorliegenden Schaltung läßt sich somit öffnen, indem man den Kollektor von T_{18} mit

Während bei Geräten, die einen zweiten Burstdiskriminator zur Steuerung des Farbabschalters enthalten, ein Ausfall der PAL-Kennstufe nicht immer sichtbare Auswirkungen auf dem Bildschirm des Empfängers haben muß, fällt bei einem Defekt der PAL-Kennstufen im Bild 9 die Steuerspannung für den Farbabschalter aus, und dadurch wird der Farbkanal des Empfängers gesperrt. Überbrückt man jedoch nach den vorher beschriebenen Hinweisen den Farbabschalter oder legt man (je nach Empfängerfabrikat) eine Ersatzgleichspannung an, so öffnet der Farbkanal. In diesem Fall wird der Fehler mitunter im Farbabschalter vermutet, da auf dem Bildschirm keine nachteiligen Auswirkungen zu erkennen sind, denn die Normbalkenfolge kann völlig richtig wiedergegeben werden.

Derartige Fehler lassen sich jedoch schnell auffinden, wenn man das Oszillogramm am Meßpunkt 2 oder 3 aufnimmt, denn der Burst muß ja vorhanden sein, damit Halbzeilenverstärker und Farbabschalter arbeiten können. Sind also die Burstschwingungen im Oszillogramm O mit einer Amplitude von 25...50 V_{SS} (je nach Empfängerfabrikat) vorhanden, so muß am Meßpunkt A die Halbzeilensinus-schwingung (Oszillogramm T) stehen. Gegebenenfalls kann die Fehlerursache zunächst durch Signalverfolgung mit dem Oszillografen im Halbzeilenverstärker ermittelt werden. Notfalls setzt man die Fehlersuche mit dem Gleichspannungsvoltmeter und mit einem Ohmmeter in den Stufen T_{19} und T_{20} fort. Fehler im Farbabschalter selbst lassen sich durch Gleichspannungsmessungen und Messungen

mit dem Ohmmeter sehr schnell auffinden

2.12 Fehler im PAL-Multivibrator

Nur wenn die negativen Halbwellen der Halbzeilensinussschwingung T mit den differenzierten Zeilenruckschlagimpulsen V , die vom Zeilentransformator kommen, an der Basis des Transistors $T16$ (Bild 9) zeitlich zusammenfallen, sperrt dieser Transistor und leitet den Kippvorgang des PAL-Multivibrators ein. Der PAL-Multivibrator liefert dann eine volle Rechteckschwingung, die aus einem positiven beziehungsweise negativen Schwingungszug besteht (Oszillogramme R und S). Da der Schwingungszug sich über eine Dauer von zwei Zeilen erstreckt, schwingt der Multivibrator auf einer Frequenz von etwa 7,8 kHz. Während der ersten Zeilendauer liefert er an seinem Ausgang II einen positiven Impuls und in der darauffolgenden Zeile einen negativen Impuls.

Da im Ausgang I die Impulsfolge entgegengesetzt verläuft, wird die an diesem Ausgang liegende Schaltodiode des $(R-Y)$ -Synchronmodulators (s. a. Bild 5) während der einen Zeile mit Sicherheit gesperrt. Das zeigt auch der negative Schwingungsanfang des Oszillogramms R . In der darauffolgenden Zeile erhält dieselbe Diode jedoch den positiven Impuls der Schwingung, so daß sie für diese Zeilendauer voll geöffnet wird. Zu den gleichen Zeiten treten am Ausgang II des Multivibrators die entgegengesetzten Impulsrichtungen auf, so daß die am Ausgang II liegende Schaltodiode des $(R-Y)$ -Synchronmodulators während der ersten Zeile geöffnet und während der zweiten gesperrt wird. Das zeigt auch ein Vergleich der beiden Oszillogramme R und S . Die Schaltioden im $(R-Y)$ -Synchronmodulator schalten somit den Referenzträger wechselweise um, wodurch die senderseitige Umschaltung für $(R-Y)$ aufgehoben wird.

Der Multivibrator wird stets durch den Zeilenimpuls getriggert, damit die Rechteckschwingung exakt mit dem Beginn der Zeile einsetzt. Es lost aber nur jeder zweite Zeilenimpuls die Rechteckschwingung aus. Damit der PAL-Schalter des Empfängers synchron zum PAL-Schalter des Senders arbeitet, muß er daher durch eine ganz bestimmte Zeile ausgelöst werden. Das bewirkt der PAL-Kennimpuls, der aus dem geschalteten Burst gewonnen wird und in jeder zweiten Zeile die Starttrichungsinformation liefert. Dieser Kennimpuls tritt aber nur in jeder zweiten Zeile auf. In der Zwischenzeile fehlt jegliche Information, so daß der Multivibrator nicht ausgelöst werden kann, sondern noch gerichtet weiter-schwingt.

Der PAL-Kennimpuls selbst kann nicht ohne weiteres als Information für den Einsatz des PAL-Multivibrators verwendet werden, sondern er darf nur die Einsatzrichtung bestimmen. Der Kennimpuls fällt nämlich nicht genau mit dem Beginn der Zeile zusammen; er tritt etwa $5 \mu s$ später auf. Schließlich können auch jeder-

zeit Phasenverschiebungen auftreten, wenn man die Spule $L3$ beispielsweise verstimmt. Damit ließe sich der Startbeginn des Multivibrators auf jeden beliebigen Zeitpunkt legen, so daß das $(R-Y)$ -Signal gegenüber dem $(B-Y)$ - und dem Videosignal erheblich verschoben wäre. Wegen der Triggerung des Multivibrators durch Zeilenimpulse und der gleichzeitigen Synchronisation durch den Burst (als geschalteter Halbzeilenimpuls) wird der Beginn der Schwingung jedoch exakt auf den Beginn der Zeile festgelegt.

Arbeitet der PAL-Multivibrator gegenüber der in den Oszillogrammen R und S dargestellten Schaltphase mit um 180° gedrehter Schaltphase, so wird der rote Farbbalken des Schirmbildes grün, und der grüne rot wiedergegeben. Bei der laufenden Farbsendung ist das Gras daher rot, während die Hautfarben – normalerweise zartrot – nun grün erscheinen. In diesem Fall sind natürlich auch alle Mischfarben, die Rot und Grün enthalten, entsprechend falsch eingefärbt.

Die falsche Schaltphase entsteht, wenn der Multivibrator durch die Zwischenzeile, die ihn nicht beeinflussen soll, getriggert wird. Die Rechteckschwingung erscheint dabei mit umgekehrten Vorzeichen. Dieser Fehler tritt auf, wenn beispielsweise der PAL-Kennimpuls fehlt, denn dann ist die Schaltphase des Multivibrators unbestimmt. Schaltet er falsch, so kann man den Empfänger kurz aus- und wieder einschalten, oder man schaltet auf den Nachbarkanal und wieder zurück. Schaltet der Multivibrator bei dieser Probe nun zeitweise richtig, so fehlt der PAL-Kennimpuls. Der Fehler liegt also im Halbzeilenvorverstärker einschließlich der Diode $D3$, die unterbrochen sein kann. Dieser Hinweis gilt aber nur für Geräte, die einen zweiten Burstdiskriminator für den Farbschalter enthalten. Steuert der Halbzeilensinus dagegen auch den Farbabschalter, so sperrt der Farbkanal, weil der Schwingkreis nicht angestoßen wird und daher keine Sinusschwingungen liefert. Dann ist am Meßpunkt A natürlich kein Halbzeilensinus signal nachweisbar. Überbrückt man den Farbabschalter, so kann sich der genannte Schaltfehler zeigen, so daß man sofort auf die eigentliche Fehlerursache schließen kann. Erhält der Farbschalter jedoch weiterhin seine Steuerspannung (man erkennt das am farbigen Bildschirm), wobei der Multivibrator jedoch beliebig schaltet, also nicht synchronisiert wird, so sind die Bauelemente zwischen dem Meßpunkt A und der Basis von $T16$ schadhaft.

Schaltet der Multivibrator dagegen stets mit falscher Schaltphase, wobei der rote Farbbalken grün und der grüne rot wiedergegeben wird, so ist der Kreis $L3, C5, C6$ verstimmt. Infolge dieser Verstimmung verschiebt sich die Phase der Halbzeilensinussschwingung (Oszillogramm T), so daß die negative Halbwellen nicht die richtige Zeile, sondern die Zwischenzeile synchronisiert. Der Multivibrator beginnt mit seiner Schwingung nun in der fal-

schen Zeile. Er läßt sich nur dann richtig synchronisieren, wenn die PAL-Kennkerben auf etwa 20...30% der abfallenden Flanke des Oszillogramms T liegen. Da diese Kennkerben mitunter nur schwer zu erkennen sind, wird später noch eine praxiserrechte Abgleichmethode beschrieben.

Ist der PAL-Multivibrator schadhaft und liefert er keine Rechteckimpulse mehr, so wird die $(R-Y)$ -Komponente nicht mehr zurückgeschaltet. Auf dem Bildschirm erscheint daher ein Farbbalkenbild, bei dem der rote Farbbalken sehr dunkel und kaum noch als rot zu bezeichnen ist; er zeigt jedoch einen Palosie-Effekt. Auch wenn der Zeilenruckschlagimpuls fehlt, kann der PAL-Multivibrator nicht starten. Alle diese Fehlerursachen lassen sich leicht erkennen, wenn man mit den oszillografischen Messungen an der Steuerelektrode des Farbbildrohrsystems für Rot oder am Ausgang der Farb-Endstufe für Rot beginnt.

Die genannten Fehler des PAL-Multivibrators wirken sich direkt auf den PAL-Schalter aus, der dann keine oder falsche Schaltimpulse erhält. Der Bildschirm zeigt daher Fehlererscheinungen, die denen entsprechen, die bereits bei der Beschreibung der Fehler im PAL-Schalter angegeben wurden. Ist beispielsweise ein Ausgang des Multivibrators unterbrochen oder hochohmig geworden, so fehlt das Farbsignal jeder zweiten Zeile im Rotbalken. Außerdem können die Farbsignale von Zeile zu Zeile unterschiedliche Amplituden aufweisen. Als Folge davon entstehen auf dem Bildschirm Palosie-Effekte im roten Farbbalken, die sich natürlich auch auf alle anderen Farbbalken auswirken können, die Rot enthalten.

Zeitweilige Fehler des PAL-Multivibrators können ferner zu eigenartigen Störungen führen, wenn beispielsweise beim Transistor $T16$ oder $T17$ kurzzeitige Durchbrüche auftreten. Über den Bildschirm huschen dann in Zeilenrichtung jeweils zeilenbreite kräftige rote und teilweise grüne Streifen, die entweder nur vereinzelt auftreten oder sogar den ganzen Bildschirm beeinflussen. Das Schirmbild erscheint sozusagen „verrisen“. Bläst man nun mit einer Heißluftdüse den PAL-Multivibrator an, so wird der Bildschirm zunehmend starker von roten (und auch grünen) Streifen durchsetzt, und zwar so lange, bis der Multivibrator mit fortschreitender Erwärmung aussetzt. Auch hier braucht man die Fehlerursache nicht auf bloßen Verdacht hin zu suchen, wobei auch auf die Heißluftdüse verzichtet werden kann. Das Oszillogramm der Multivibratorschwingung zeigt in diesen Fehlerfällen kurze und kräftige Nadelimpulse mit unregelmäßigen Amplituden. Da diese Fehler durch die Transistoren $T16$ und $T17$ hervorgerufen werden, sind beide zu erneuern. Ein Ausfall des Multivibrators ist vielfach auch auf schadhafte Koppelkondensatoren $C11, C12, C13$ und $C14$ zurückzuführen. Aber auch diese Fehler sind schnell mit dem Oszillogramm zu erkennen.

(Fortsetzung folgt)

Der Multivibrator in Theorie und Praxis

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 27 (1972) Nr. 2, S. 70

1.2.12 Horizontalgenerator mit Amplitudensieb, Phasendiskriminator und Frequenznachstimm-schaltung

Eine weitere Anwendung des astabilen Multivibrators zeigt Bild 17. Hier handelt es sich um einen Horizontalgenerator, dem ein Amplitudensieb, ein Phasendiskriminator sowie eine Frequenznachstimm-schaltung vorausgehen. Diese Schaltungen bilden heutzutage in Fernsehgeräten eine schaltungstechnische Einheit innerhalb des Schaltungskomplexes für die Horizontalablenkung. Auch

spannung zur Regelspannung hinzugefügt wird. Wird die Regelspannung kleiner, so steigt die Frequenz des Horizontalgenerators an. Ebenso steigt die Frequenz an, wenn die Regelspannung ausfällt (zum Beispiel durch Ausfall der Synchronimpulse). Das ist besonders wichtig, da die auf den Horizontalgenerator über den oben erwähnten Treiber folgende Horizontal-Endstufe gegen tiefere Frequenzen als 15 kHz oft sehr empfindlich ist. Andererseits nimmt die Breite des Fernsehbildes mit zunehmender Horizontalfrequenz ab. Deshalb darf die Frequenz des Horizontalgenerators um nicht mehr als etwa 1 kHz ansteigen,

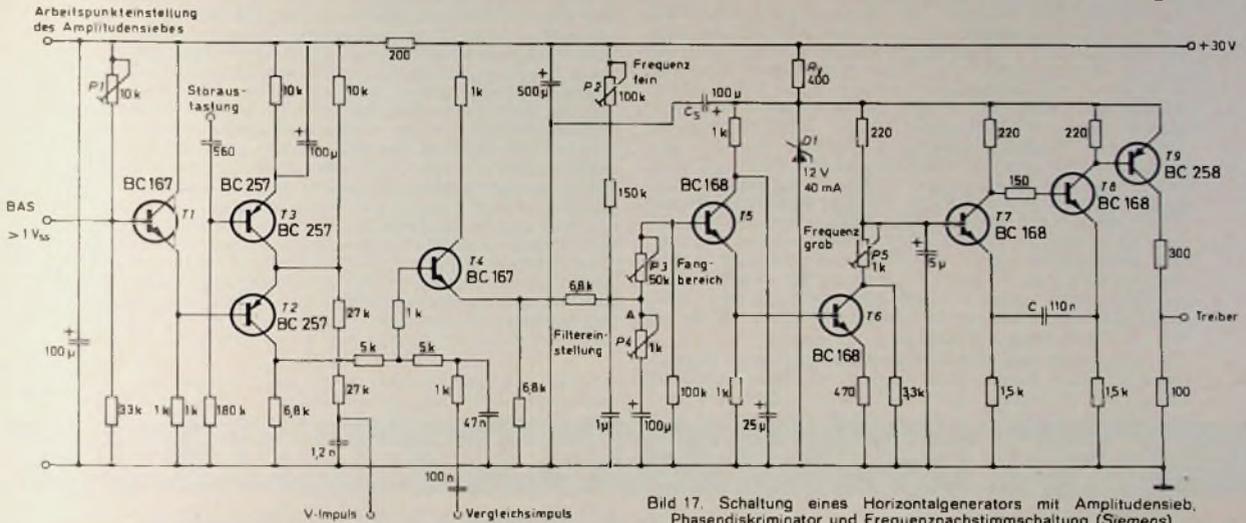


Bild 17. Schaltung eines Horizontalgenerators mit Amplitudensieb, Phasendiskriminator und Frequenznachstimm-schaltung (Siemens)

für das Verständnis dieser Schaltung müssen der Kürze der Beschreibung wegen fernsehtechnische Vorkenntnisse vorausgesetzt werden.

Das Amplitudensieb mit der dazugehörigen Schaltung zur Störimpulsaustattung enthält die Transistoren T1, T2 und T3. T4 arbeitet als Phasendiskriminator, und T5 und T6 dienen der automatischen Frequenznachstimmung sowie zum Festlegen der Grundfrequenz des Horizontalgenerators. Dabei arbeitet T5 als Impedanzwandler für die vom Phasendiskriminator kommende Regelspannung für die automatische Frequenznachstimmung. Er paßt den hohen Ausgangswiderstand des Phasendiskriminators T4 dem niedrigen Eingangswiderstand der Frequenznachstimm-schaltung mit T6 an. Der zur automatischen Frequenznachstimmung des Horizontalgenerators eingesetzte Transistor T6 wirkt dabei wie ein veränderbarer Widerstand, dessen Wert von der Regelspannung abhängt. Dabei ergibt eine Regelspannungsänderung um $\pm 0,7V$ eine Frequenzänderung von $\pm 1kHz$.

Der eigentliche Horizontalgenerator ist der mit T7 und T8 bestückte astabile Multivibrator. Der frequenzbestimmende Kondensator C liegt zwischen den Emitttern der beiden Transistoren. Auf den Multivibrator folgt T9 als Trennstufe. Diese verhindert eine zu starke Belastung des Multivibrators durch den am Ausgang der Schaltung anzuschließenden Treiber für die Horizontal-Endstufe. Die Impulsbelastung des Ausgangs durch den nachfolgenden Treiber liegt bei rund 40 mA. Mit P5 im Kollektorkreis von T6 kann man die Horizontalfrequenz grob einstellen. P5 liegt mit dem als veränderbarer Widerstand wirkenden Transistor T6 in Reihe und bestimmt die Spannung an der Basis von T7. Die Frequenz läßt sich mit P5 um etwa 1,3... 1,7 kHz ändern. Eine Frequenzfeineinstellung ist mit Potentiometer P2 möglich, über das eine positive Zusatz-

wenn die Regelspannung ausfällt. Bei Temperaturänderungen in einem Bereich von 0 bis 70 °C ändert sich die Frequenz nur innerhalb einer Frequenzbreite von 140 Hz. Sie bleibt damit bei den angegebenen Temperaturen innerhalb des Fangbereiches der Synchronisierung, der mehr als $\pm 1kHz$ beträgt und den man unsymmetrisch zur Sollfrequenz einstellen kann (zum Beispiel -1,5 kHz bis +0,5 kHz).

T5... T9 liegen nicht an der Betriebsspannung von 30 V, mit der die restliche Schaltung arbeitet, sondern an einer Gleichspannung von nur 12 V, die mit Hilfe des Vorwiderstandes R_v , der Z-Diode D1 und des Siebkondensators C_s aus der 30-V-Betriebsspannung gewonnen wird. Die Stromaufnahme der gesamten Schaltung aus der 30-V-Betriebsstromquelle beträgt etwa 100 mA.

2. Der monostabile Multivibrator (Monovibrator)

2.1. Theorie

Wie die Bezeichnung monostabiler Multivibrator oder Monovibrator vermuten läßt, hat diese Schaltung einen stabilen und einen nichtstabilen Schaltzustand. Ohne äußeren Anstoß verharrt der monostabile Multivibrator dauernd in seiner stabilen Lage. Die Schaltung ist von selbst also nicht in der Lage, Schwingungen zu erzeugen.

Bild 18a zeigt die Schaltung eines monostabilen Multivibrators. Die Basis von T1 hat ein Ruhepotential, das mit dem Basisspannungsteiler R_{b1} , R_{b2} bestimmt wird und den Transistor gesperrt hält. Der Transistor T2 dagegen ist stromführend. Dieser Zustand ist stabil. Wird nun über den Kondensator C ein kurzer negativer Spannungsimpuls $-U_E$, wie er im oberen Diagramm b von Bild 18 dargestellt ist, der Basis von T1 zugeführt, so wird dieser lei-

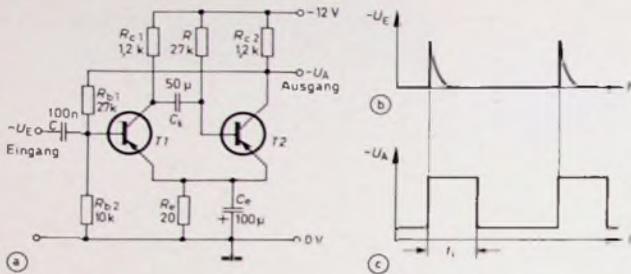


Bild 18 Monostabiler Multivibrator (Monovibrator). a) Grundschialtung (die angegebenen Werte für die Bauelemente sind Richtwerte; als Transistoren eignen sich zum Beispiel AC 151). b) Verlauf der Triggerimpulse ($-U_c$). c) Verlauf der Ausgangsimpulse ($-U_a$).

tend Sein Kollektorstrom bewirkt am Kollektorwiderstand R_{c1} einen Spannungsabfall, der den Kollektor von $T1$ mehr positiv werden läßt. Dieser Spannungssprung lädt C_k auf und gelangt zur Basis von $T2$. Dadurch wird der Transistor $T2$ gesperrt, der bisher geöffnet war. An seinem Kollektorwiderstand R_{c2} fällt keine Spannung mehr ab, so daß der Kollektor praktisch das Potential der Spannungsquelle -12 V hat. Dieses negative Potential gelangt über den Widerstand R_{b1} zur Basis von $T1$ und hält diesen Transistor geöffnet, obwohl der negative Eingangsimpuls $-U_c$ bereits abgeklungen ist. Nach und nach entlädt sich der Kondensator C_k wieder über den Widerstand R . Ist die ursprüngliche negative Basisvorspannung am Transistor $T2$ wieder erreicht, so öffnet der Transistor $T2$ wieder. Am zugehörigen Kollektorwiderstand R_{c2} fällt eine Spannung ab, die Basis von $T1$ wird wieder mehr positiv, und $T1$ sperrt. Damit ist der ursprüngliche stabile Zustand wieder erreicht. Erst wenn ein neuer Auslöseimpuls am Eingang der Schaltung liegt, wiederholt sich der beschriebene Vorgang.

Die Auslöseimpulse (Bild 18b) nennt man auch Triggerimpulse. Diese Bezeichnung stammt von dem englischen Hauptwort *the trigger* oder dem Verb *to trigger*, was Auslöser beziehungsweise auslösen heißt. Ein „trigger of a gun“ zum Beispiel ist der Abzugshahn einer Schußwaffe, mit dem man einen Schuß auslöst. So bezeichnet man im Englischen den monostabilen Multivibrator auch als *one-shot multivibrator* (Ein-Schuß-Multivibrator), da ein Triggerimpuls einen Ausgangsimpuls (einen Schuß) an den Ausgangsklemmen des monostabilen Multivibrators auslöst. Der monostabile Multivibrator ist also eine Triggerschaltung, die ein Triggerimpuls zur Abgabe eines neuen Impulses anstößt. Der Ausgangsimpuls (Bild 18c) ist rechteckförmig, wobei es gleichgültig ist, welche Form der Triggerimpuls hat. Man setzt daher den monostabilen Multivibrator unter anderem als Impulsformer ein, womit verzerrte Rechteckimpulse wieder in ihre ursprüngliche Rechteckform gebracht werden können.

Der monostabile Multivibrator wird also durch einen Triggerimpuls aus einer stabilen Lage in einen labilen Schaltzustand gebracht, aus dem er nach einer gewissen Zeit von selbst wieder in seine Ausgangslage zurückkippt. Den labilen Schaltzustand bezeichnet man auch als metastabilen Zustand (Der Wortteil *meta* kommt aus dem Griechischen und bedeutet unter anderem zwischen. Der metastabile oder zwischenstabile Schaltzustand liegt also zwischen zwei stabilen Zuständen.) Die Dauer des metastabilen Zustandes bestimmt die Dauer des Ausgangsimpulses. Da diese Impulsdauer t_i variiert werden kann, läßt sich der monostabile Multivibrator auch zur Impulsdauer und zur Impulsverzögerung einsetzen. Die Impulsdauer t_i kann zwischen $1\ \mu\text{s}$ und etwa $30\ \text{min}$ betragen. Sie läßt sich nach der folgenden Faustformel berechnen:

$$t_i = 0,7 \cdot R \cdot C_k \quad (7)$$

Der Widerstand R darf nur so groß gemacht werden, daß für die einwandfreie Durchsteuerung von $T2$ erforderliche Basisstrom fließen kann. Er errechnet sich mit der Formel

$$R \leq 0,8 \cdot R_{c2} \cdot B_2 \quad (8)$$

wo B_2 die Stromverstärkung des Transistors $T2$, R_{c2} der Kollektorwiderstand und der Wert $0,8$ ein Sicherheitsfaktor ist. Für die sichere Durchsteuerung von $T1$ während des metastabilen Schaltzustandes muß auch ein ausreichend

großer Basisstrom über den Widerstand R_{b1} fließen können. Dieser Widerstand darf daher eine bestimmte Größe ebenfalls nicht überschreiten. Er errechnet sich aus

$$R_{b1} \leq 0,6 \cdot R_{c1} \cdot B_1 \quad (9)$$

wo B_1 die Stromverstärkung des Transistors $T1$ ist, R_{c1} dessen Kollektorwiderstand und der Faktor $0,6$ ein Sicherheitsfaktor, der nicht überschritten werden darf.

Die Widerstand R_c dient dazu, die für die Sperrung des Transistors $T1$ notwendige positive Basisvorspannung zu erzeugen.

Der Widerstand R_{b2} darf nur so groß sein, daß der an ihm vom Kollektor-Basis-Reststrom I_{CBO} des gesperrten Transistors $T1$ hervorgerufene Spannungsabfall nicht größer als die Spannung am Emittierwiderstand R_e ist. Der Kondensator C_e muß die Spannung am Emittierwiderstand während des Umschaltens aufrechterhalten.

Der monostabile Multivibrator oder Monovibrator wird normalerweise symmetrisch ausgelegt, das heißt, die beiden Kollektorwiderstände R_{c1} und R_{c2} sind gleich groß. Nur wenn mit einer sehr hohen Folgefrequenz der Triggerimpulse zu rechnen ist, müssen die Kollektorwiderstände verschieden bemessen werden. Wenn die Schaltung durch einen Triggerimpuls in den metastabilen Zustand gebracht wurde und nach Ablauf der Impulsdauer t_i wieder in den stabilen Zustand zurückgekehrt ist, so kann sie nicht unmittelbar danach schon wieder getriggert werden. Der Kondensator C_k muß sich erst wieder über R_{c1} und die Basis-Emitter-Strecke von $T2$ auf den Wert der Betriebsspannung der Schaltung aufladen, ehe ein erneutes Umschalten erfolgen kann. Die Zeitspanne, die vergeht, bis der monostabile Multivibrator wieder zum Umschalten bereit ist, nennt man die Wiederbereitschaftszeit t_w . Da man annehmen kann, daß ein Kondensator nach der dreifachen Zeitkonstante praktisch vollständig aufgeladen ist, ergibt sich für die Wiederbereitschaftszeit t_w des monostabilen Multivibrators die Formel

$$t_w = 3 \cdot R_{c1} \cdot C_k \quad (10)$$

Ist also mit einer raschen Folge der Triggerimpulse zu rechnen, muß R_{c1} kleiner als R_{c2} sein, um eine genügend kurze Wiederbereitschaftszeit zu erhalten.

2.2 Praktische Schaltungsbeispiele

2.2.1 Monostabiler Multivibrator mit NPN-Transistoren

Bild 19 zeigt einen monostabilen Multivibrator, der mit NPN-Transistoren vom Typ BSY 74 bestückt ist. Die Schaltung arbeitet grundsätzlich ebenso wie die Schaltung im Bild 18a, nur daß hier einige Polaritätsverhältnisse um-

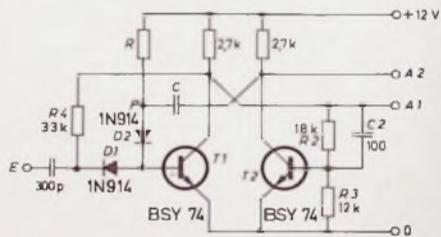


Bild 19. Schaltung des monostabilen Multivibrators (Internmetall)

gekehrt sind. Außerdem ist bei der Schaltung im Bild 19 im stabilen Zustand der Transistor $T1$ leitend und Transistor $T2$ gesperrt, also umgekehrt wie bei der Schaltung im Bild 18a.

Gelangt ein negativer Triggerimpuls an den Eingang des monostabilen Multivibrators im Bild 19, so sperrt $T1$, $T2$ dagegen beginnt zu leiten. Damit ist der metastabile Zustand eingeleitet, dessen Dauer der Widerstand R und der Kondensator C bestimmen. Nach Beendigung des metastabilen Zustandes leitet $T1$ wieder, $T2$ dagegen sperrt. Das zum Sperrern während des stabilen Zustandes erforderliche Basispotential erhält $T2$ über den Spannungsteiler R_2, R_3 , dessen oberes Ende am Kollektor des Transistors $T1$ angeschlossen ist.

Der Kondensator C dient dazu, den Umschaltvorgang zu beschleunigen, wenn $T2$ vom gesperrten in den geöffneten

Zustand oder umgekehrt umgeschaltet wird. Dies geschieht folgendermaßen: In dem Augenblick, da T_1 sperrt, entsteht am Kollektor von T_1 ein Spannungsanstieg in positiver Richtung. C_2 bildet zusammen mit R_3 ein Differenzglied, das den positiven Spannungssprung differenziert. Dadurch entsteht an der Basis von T_2 eine zusätzliche positive Spannungsspitze, die T_2 rascher öffnet, als dies ohne C_2 der Fall wäre. Beim Zurückschalten des Transistors T_2 vom geöffneten in den gesperrten Zustand passiert praktisch das gleiche in umgekehrtem Sinne: Wenn T_1 wieder leitend wird, fällt die Kollektorspannung ab. Das Differenzglied C_2, R_3 differenziert diesen negativ gerichteten Spannungssprung. An der Basis von T_2 entsteht dadurch eine zusätzliche negativ gerichtete Spannungsspitze, die dafür sorgt, daß der Transistor T_2 schneller sperrt als ohne den Kondensator C_2 .

Eine Besonderheit gegenüber der Schaltung im Bild 18a stellen die beiden Dioden D_1 und D_2 dar. D_1 trennt den Eingang des monostabilen Multivibrators für die Dauer des metastabilen Zustandes von der Steuerleitung. Die Katode dieser Diode erhält dazu vom Kollektor des Transistors T_1 über R_4 positives Potential. Treffen während dieser Zeit Impulse am Eingang ein, so bleiben sie wirkungslos. Während sich die Schaltung im metastabilen Zustand befindet, könnte sie sonst nämlich durch positive Störimpulse, die während dieser Zeit an den Eingang gelangen, oder durch die Rückflanke des negativen Triggerimpulses vorzeitig, das heißt vor Ablauf des metastabilen Zustandes, in den stabilen Zustand zurückgeschaltet werden. Die Diode D_1 verhindert dies jedoch. D_2 dagegen verhindert, daß die Basis-Emitter-Durchbruchspannung von T_1 überschritten wird. Sie hält das negative Potential, das zu Beginn des metastabilen Zustandes durch das Umladen des Kondensators C am Punkt P entsteht, von der Basis des Transistors T_1 fern. Die Werte für den Widerstand R und den Kondensator C hängen von der gewünschten Dauer des metastabilen Zustandes ab. R darf jedoch nicht größer als etwa 100 kOhm sein, damit der für die einwandfreie Durchsteuerung von T_1 notwendige Basisstrom fließen kann.

Die an den beiden Ausgängen A_1 und A_2 zur Verfügung stehenden Spannungen sind um 180° gegeneinander phasenverschoben. Die ansteigende Impulsflanke am Ausgang A_2 ist dabei verhältnismäßig flach, da nach dem Sperren des Transistors T_2 sich zunächst der Kondensator C über den Kollektorwiderstand dieses Transistors auflädt und deshalb die Spannung am Ausgang A_2 nur langsam ansteigen kann.

2.2.2. Monostabiler Multivibrator mit Ausgangsverstärker und Abfangdiode

Bild 20 zeigt eine weitere Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit NPN-Transistoren. Sie enthält aber gegenüber der vorstehend beschriebenen Schaltung neben einigen weiteren Besonderheiten noch einen dritten Transistor T_3 , der als Ausgangsverstärker arbeitet. Im stabilen Zustand ist T_1 gesperrt, T_2 dagegen leitend. Positive Triggerimpulse bringen die Schaltung in den metastabilen

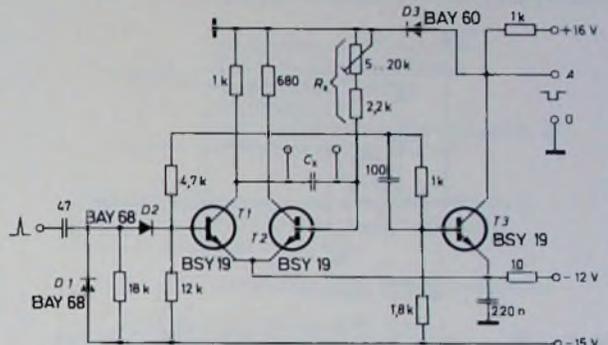


Bild 20 Monostabiler Multivibrator mit Ausgangsverstärker (AEG-Telefunken)

die syma electronic empfiehlt:

TANDBERG

HIFI-TONBANDGERÄTE*
INCROSSFIELD-TECHNIK



Modell 6000X STEREO - 1684,- DM empf. Preis

Das Modell 6000X ist das Flaggschiff aller TANDBERG Tonbandgeräte. Es hat professionelle Eigenschaften und ist für die anspruchsvollsten Märkte der Welt entwickelt worden. Modell 6000X ist eine Klasse für sich, besonders was Präzision und Tonwiedergabe betrifft. Das Gerät hat ein modernes und gefälliges Aussehen. Die Bedienelemente sind übersichtlich angeordnet. Trotz der technischen Vielfalt ist dieses Gerät sehr leicht zu bedienen.



Modell 3000X STEREO - 1098,- DM empf. Preis

Das TANDBERG 3000X wurde für alle diejenigen entwickelt, die eine Tonbandmaschine mit Crossfield-Technik der mittleren Preisklasse erwerben möchten. Da ein derartiges Gerät grundsätzlich in Verbindung mit einem HiFi-Receiver (z. B. TANDBERG TR 200) oder Verstärker benutzt wird, besitzt es keinen Endverstärker. Kombiniert mit einem HiFi-Receiver bzw. Verstärker, 2 Lautsprecherboxen und einem Plattenspieler besitzt man ein komplette, hochwertige HiFi-Anlage.

* Die 4-Spur-Ausführungen sind auch mit 4-Kanal-(quadrophonem)Wiedergabekopf lieferbar

Schreiben Sie uns - wir unterrichten Sie eingehend über unser gesamtes Lieferprogramm
syma electronic gmbh · 4 Düsseldorf · Grafenberger Allee 39 · Telefon (0211) 682788-89

Zustand. Die Diode D_2 hat dieselbe Aufgabe wie die Diode D_1 im Bild 19. Sie sorgt dafür, daß während des metastabilen Zustandes der Eingang von der Steuerleitung getrennt ist und keine negativen Störimpulse oder die Rückflanke des Triggerimpulses den metastabilen Zustand vorzeitig beenden können, indem sie den Transistor T_1 vorzeitig wieder sperrt. Die Diode D_1 unterstützt diese Wirkung, indem sie negative Störimpulse praktisch kurzschließt.

Die Diode D_3 , die vom Kollektor des Ausgangsverstärkers T_3 nach Masse geschaltet ist, hat die Aufgabe, die Anstiegszeit der Ausgangsimpulse zu verringern. Dies sei im folgenden näher erklärt: Dem Ausgang der Schaltung liegen die unvermeidlichen Transistor- sowie Schaltkapazitäten parallel. Diese Kapazitäten, die man zusammenfassend auch als schädliche Kapazitäten bezeichnet, müssen beim Umschalten des Transistors T_3 vom leitenden in den gesperrten Zustand und umgekehrt umgeladen werden. Dies führt zu einem Verschleifen der Impulsflanken, da das Auf- und Entladen eines Kondensators exponentiell

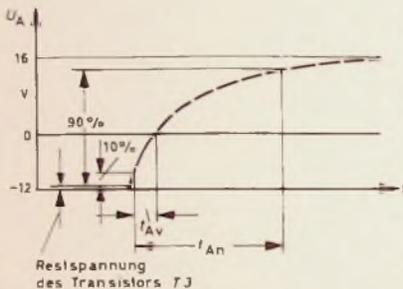


Bild 21. Wirkungsweise der Abfangdiode in der Schaltung nach Bild 20

verläuft. Wenn T_3 voll durchgeschaltet ist, so liegt am Kollektor eine Spannung, die um die Restspannung dieses Transistors positiver ist als -12 V . Sperrt der Transistor, so lädt sich die dem Ausgang parallel liegende schädliche Kapazität nach einer Exponentialfunktion auf, wie dies im Bild 21 in vergrößertem Maßstab dargestellt ist. Ohne D_3 würde diese Aufladung bis zum Wert von etwa $+16\text{ V}$ fortschreiten (gestrichelter Teil der Exponentialkurve im Bild 21). Da die Aufladung exponentiell verläuft, steigt die Spannung um so langsamer an, je weiter die Aufladung fortgeschritten ist, das heißt, die Anstiegszeit t_A der ansteigenden Impulsflanke ist sehr lang. D_3 sorgt nun dafür, daß die Aufladung gestoppt wird, wenn die Ausgangsspannung den Wert von 0 V überschreitet. Dann wird nämlich die Diode D_3 leitend, und die Ausgangsspannung kann nicht mehr weiter ansteigen. Auf diese Weise durchläuft die Spannung nur den unteren Teil der exponentiellen Aufladekurve der schädlichen Kapazitäten, der wesentlich steiler verläuft als der obere Teil.

So wird die Anstiegszeit der Impulsflanke wesentlich verkürzt. Diese verkürzte Anstiegszeit ist im Bild 21 mit t_{Av}

bezeichnet. Die Anstiegszeit, die sich ohne D_3 normalerweise ergeben würde, ist dagegen mit t_{An} bezeichnet. Die Anstiegszeit eines Impulses ist definiert als die Zeit, die vergeht, bis die Impulsspannung von 10% auf 90% ihres Endwertes angestiegen ist. Aus diesem Grund beginnen die Anstiegszeiten t_{Av} und t_{An} im Bild 21 mit einem Spannungswert, der um 10% des Gesamtspannungshubes (etwa -12 V bis $+16\text{ V}$) über dem Wert der Restspannung des Transistors T_3 liegt, und die Anstiegszeit t_{An} endet bei einem Spannungswert, der 90% des Endwertes ($+16\text{ V}$) beträgt.

Diese Methode zum Verkürzen der Impulsanstiegszeit bezeichnet man als Abfangen der Impulsspannung und die dazu erforderliche Diode als Abfangdiode. Natürlich verringert sich durch dieses Abfangen die Impulsamplitude, da man ja nur einen Teil der Betriebsspannung des Transistors ausnutzt. Die Betriebsspannung für den Transistor T_3 im Bild 20 wurde aber im voraus um 16 V „aufgestockt“ und damit die gleiche Ausgangsamplitude erreicht, als wenn man den Transistor T_3 ebenso wie die beiden übrigen Transistoren T_1 und T_2 mit nur insgesamt 12 V betreiben, dafür aber den ganzen Betriebsspannungsbereich durchfahren würde. Zugleich gewinnt man aber den großen Vorteil der wesentlich kürzeren Anstiegszeit t_{Av} . Selbstverständlich läßt sich die Methode des Abfangens nicht nur beim monostabilen, sondern auch beim astabilen ebenso wie bei dem später noch zu beschreibenden bistabilen Multivibrator anwenden. (Fortsetzung folgt)

Lehrgänge

Lehrgänge im Bildungszentrum für Elektrotechnik im ZVEH

Auf Grund neu herausgegebener Richtlinien mußten die Elektronik-Lehrgänge erweitert werden, so daß sich gegenüber dem im Heft 24/1971, S. 929, angegebenen Terminplan folgende Verschiebungen ergeben:

- Lehrgang I: 28. 2.–17. 3. 72
- Lehrgang II: 27. 3.–21. 4. 72 und 23. 5.–16. 6. 72
- Lehrgang III: 24. 4.–19. 5. 72 und 19. 6.–14. 7. 72
- Lehrgang IVA: 23. 5.–2. 6. 72
- Lehrgänge 5A, 5B, 5C, 5D: 28. 2.–24. 3. 72

Lehrgänge der Kursstätte an der Abteilung Jülich

Aus dem jetzt veröffentlichten Terminplan für das Jahr 1972 sei auf folgende Lehrgänge hingewiesen:

Kursstätte A (für Ingenieure und Wissenschaftler)

- 11. 3.–31. 3. 72: Regelungstechnik
- 11. 9.–29. 9. 72: Einführung in die Elektronik
- 2. 10.–20. 10. 72: Nukleare Elektronik

Kursstätte B (für Techniker)

- 10. 4.–19. 5. 72 und
- 16. 10.–24. 11. 72: Kerntechnik (Grundlehrgang B)
- 23. 5.–20. 6. 72 und
- 27. 11.–12. 12. 72: Ausbildung von Reaktoroperatoren

Anfragen sind an die Kursstätte an der Abteilung Jülich der Fachhochschule Aachen, 517 Jülich, Ginsterweg 1, Postfach 533, zu richten.



**Internationaler
Treffpunkt
der Experten**

**Leipziger Messe
Deutsche Demokratische
Republik**

12.–21. 3. 1972

Experten wissen, weshalb sie Leipzig besuchen! Sie denken im Morgen, suchen Lösungen mit Zukunft, „know how“ für weltmarktgerechte Erzeugnisse. Deshalb Leipzig. Einmalige Informationsmöglichkeiten durch ein weltweites Angebot und ein internationales Vortragsprogramm – ideal für Experten! Leipziger Messe – die Börse für zukunftssichere Information.

Messeausweise bei Reisebüros und an allen Grenzübergangsstellen der DDR erhältlich

Auskünfte: Zweigstellen des Leipziger Messeamtes, DDR-108 Berlin, Friedrichstr. 167/168, Tel. 22 24 52, Telex: 112 420 und 6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37, Tel. 28 72 07 und 28 72 08, Telex: 411 394.

Wir sind ein

Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und technisch-wissenschaftliche Fachzeitschriften mit internationaler Verbreitung herausgibt.

Genauso interessant und vielseitig wie Berlin mit seinem technisch-wissenschaftlichen und kulturellen Leben sowie den Steuerpräferenzen sind auch unsere Zeitschriften.

Zur Mitarbeit in unserem Redaktionsteam suchen wir einen Hochschul- oder Fachschulingenieur als

Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch erbeten unter F. A. 8542



Wir sind ein mittelständischer Betrieb, der zur Zeit mit 300 Beschäftigten Lautsprecher und Verstärker herstellt. Für den weiteren Ausbau suchen wir noch jüngere strebsame Mitarbeiter, denen auf Wunsch Gelegenheit zu beruflicher Weiterbildung geboten wird.

Rundfunktechniker oder Elektrotechniker

Rundfunktechniker oder Elektromechaniker

für den Bau von Prüfgeräten für die Qualitätskontrolle für die Gerätefertigung für das Prüffeld (hier sind teilweise gute Kenntnisse der HF-Technik erwünscht)

Wir bieten Dauerstellungen bei sehr guter Bezahlung, überdurchschnittliche freiwillige Sozialleistungen, Arbeitsschluß freitags um 12 Uhr

Schriftliche oder telefonische Bewerbungen erbeten an

Gottlob Widmann & Söhne GmbH

7911 Burlafingen bei Neu-Ulm

Telefon 07 31/71 12 17

Deutsche Bildröhren

1 Jahr Garantie

AW 47-91 A 59-11 W A 59-12 W
A 59-23 W A 59-25 W ... 74,30
AW 59-90 AW 59-91 ... 67,-
A 61-120 W ... 92,30

Bei Abn. v. 3 St. 3% v. 6 St. 5% v.
12 St. 10% auch sortiert

1. Wahl Transistoren Siemens

1 St. 10 St. à 100 St. à
AF 139 2,52 2,25 1,89
AF 239 2,88 2,52 2,16

UT 100 UHF-Markentuner

2 X AF 139, aus Gerätefertigung, Ein-
gang 240 Ω , Ausgang 60 Ω ohne
Feintrieb St. 16,65 5 St. à 12,15

Mentor-Feintrieb mit Knopf 4,05

Vers. p. NN ab Hirschau. Preise zuzügl.
11% MWSt. Verlg. Sie Großkatalog!

CONRAD 8452 Hirschau/Boy-
Fach FT 1, Tel. 222

Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse, die an einer entwicklungs-fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch unter F. B. 8543

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 116	DM — 50
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AF 139	DM 2,80
AF 239	DM 3,60
BA 170	DM — 25
BAY 18	DM — 60
BC 107	DM 1,— 10/DM — 90
BC 108	DM — 90 10/DM — 80
BC 109	DM 1,05 10/DM — 95
BC 170	DM — 70 10/DM — 60
BC 250	DM — 75 10/DM — 65
BF 224	DM 1,50 10/DM 1,40
BF 245	DM 2,30 10/DM 2,15
ZF 27 ... ZF 33	DM 1,30
1 N 4148	DM — 30 10/DM — 25
2 N 708	DM 1,75 10/DM 1,60
2 N 2219 A	DM 2,20 10/DM 2,—
2 N 3055 (RCA)	DM 6,60

Alle Preise inkl. MWSt. Bauteile-
Liste anfordern, NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen

Addiermaschinen

ab **DM 295,-**

Fabrikneu-Garantie

Fördern Sie Katalog II/907

NOTHEL AG Deutschlands größte
Büromaschinenhaus
34 Göttingen · Postf. 601 · Ruf. 6 20 08

Funksprechgeräte mit Leistungsgarantie

9 Transistoren mit Ruffon FRT 903-
3-Kanal Ledemasche u. Bart o. FTZ

Nr. große Leistung

1 Stück nur **DM 58,00**
per. Nachnahme + Versandkosten.
Weitere Modelle Katalog anfordern

Emil Hübner Export-Import
405 MG Hardt Gartenkamp 15
Postfach 3, Tel. 02161/59903

30-MHz-Oszillograph — selbstgebaut

laut Baubeschreibung aus Heft 12, 13, 14/1971
bieten wir hier Teilbausteine original nach Bau-
beschreibung an

Plattensatz (10 Platten, 8 Epud+2 Hartp.)

Isoliackert, ungebohrt mit Stücklisten, Bestückungs-

pläne, Aufbauhinweise DM 85,00

Bei Abnahme von 2 Stück DM 155,00

1 Satz Transistoren 45 Stück DM 108,00

1 Satz lat. Schaltbausteine 6 Stück DM 70,00

1 Satz Dioden 25 Stück DM 20,50

1 Satz Zenerdioden 11 Stück DM 28,50

1 Transformator Spezialanfertigung DM 48,20

1 Oszillographenröhre DG 7-74 A DM 162,00

1 Stück Abschirmzylinder-R-Fassung DM 52,00

Preise verstehen sich zuzügl. 11% MWSt. u. Vers.-K.

Versand per NN. Ab. DM 200,— keine Nebenkosten

schwille-electronics

8000 München 19 · Heideckstraße 2

Telefon 08 11/15 46 16

Kristall-Bondung durch Hartlöteten: keine thermische Ermüdung



Unsere Si-Leistungs-
transistoren im
Plastikgehäuse
SOT - 32* werden
nach einem speziell
entwickelten
Silizium-Gold-
Hartlötverfahren
gefertigt, das hohe
Lebensdauer und
ausgezeichnetes
Verhalten bei
Temperatur-Wech-
selbeanspruchung
gewährleistet.

Typ	$ U_{CE0} $ (V)		$ I_{CAV} $ (A)		$ I_{CM} $ (A)		P_{tot} (W)	f_T (MHz)	Technologie
	nnp	pnp	max.	max.	max.	max.			
BD 131 - 132			45	3	6	11	≈ 60	Planar-Epitaxial	
BD 135 - 136			45					Planar-Epitaxial	
			60	0,5	1,5	6,5	≈ 250		
			80						
BD 165 - 166			45					Epibasis	
			60	1,5	3	20	≈ 3		
			80						
BD 226 - 227			45					Planar-Epitaxial	
			60	1,5	3	10	≈ 125 (50)		
			80						
BD 232			250	0,25	0,5	7	≈ 15	Semi-Planar-Mesa	
BD 233 - 234			45					Epibasis	
			60	2	6	25	≈ 3		
			80						

* JEDEC TO-126

2 Hamburg 1
Burchardstraße 19
Telefon (0411) 3296474

VALVO GmbH Hamburg