

BERLIN

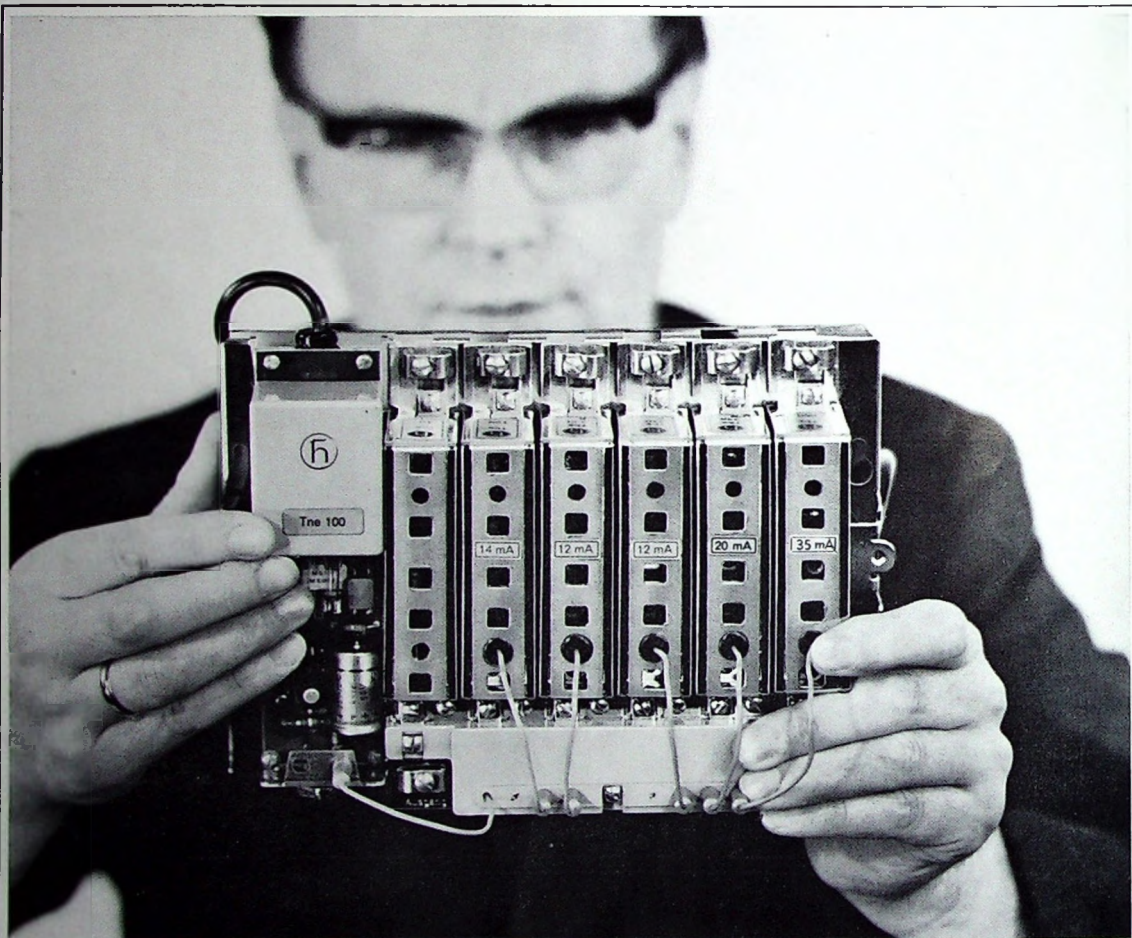
FUNK- TECHNIK



10 1968

2. MAIHEFT

Weil Spezialisten mehr leisten, haben wir diesen Hirschmann-Transistorverstärker-Baukasten zum Spezialisten gemacht. Für kleine und mittlere Gemeinschafts-Antennenanlagen.



Dieser Spezialist leistet Erstaunliches bei sehr geringen Ansprüchen: Ein Gehäuse mit Netzgerät nimmt bis zu sechs Verstärker- oder Bereichspaeinsätze auf. Durch Sammelleitung keine Antennenweichen mehr. Sehr einfache und schnelle Montage. Zuführung des Stroms für die Verstärkereinsätze durch Einzelstecker. Jeder Verstärkereinsatz dadurch einzeln abschaltbar. Somit Fehlersuche sehr erleichtert. - Durch Transistoren

fast unbegrenzte Lebensdauer, kleine Rauschzahl, wenig Stromverbrauch und geringer Platzbedarf. - Durch neuartige gedruckte Schichtkreise in den UHF-Verstärkereinsätzen hohe Verstärkung, hohe Ausgangsspannung, hohe Betriebssicherheit und günstiger Preis.

Richard Hirschmann
Radiotechnisches Werk 73 Esslingen/N.



Transistor-Verstärker-Baukasten TBK 6 mit Abdeckhaube aus schlagfestem Kunststoff.



Hirschmann

gelesen · gehört · gesehen	376
FT meldet	378
Technisches Fernsehen	379
Farbfernsehen	
Farbfernsehen in den Niederlanden	380
Klemmschaltung mit der diffundierten Siliziumdiode BA 173	381
Neue Farbfernseh-Bildröhren	383
Persönliches	384
Elektroakustik	
IV. Internationale Ela-Ausstellung Paris 1968	385
Von Sendern und Programmen	387
Halbleiter	
Technologie der integrierten Schaltungen	388
Neue Halbleiterbauelemente auf dem Pariser Bauelemente-Salon 1968	389
Elektronik	
Eine selbstgebaute Quarzuhr	391
Elektronische Datenverarbeitung	
Beispiele für die Verwendung des Computers in der Raumfahrt	396
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Prüfgerät für elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung	396
Mikrofone	
Stereo-Kondensatormikrofon mit Feldeffekttransistoren ..	397
Angewandte Elektronik	
Geregelte Speisequelle mit elektronischer Sicherung	399
Induktiver Annäherungsschalter mit Huth-Kühn-Oszillator	399
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-Metronom	400
Für den jungen Techniker	
Die Technik moderner Service-Oszillografen	401
Elektronische Orgeln	
Ein elektronisches Klavier	405

Unser Titelbild: Diese Spezialantenne von fuba für das Max-Planck-Institut für Aeronomie zur Beobachtung von Satelliten wurde auf dem Forschungsschiff „Meteor“ montiert. Mit der Antenne, die über Motorantrieb drehbar und von Hand schwenkbar ist, wird der Einfluß der Erdatmosphäre bei der Übertragung von Radiosignalen über Synchronsatelliten (Frequenzen 137,35 MHz und 412,05 MHz) untersucht. Die Sendeleistung ist bei 412,05 MHz weniger als 150 mW; deshalb werden hierfür vier Antennen (unten im Bild) zu einem System zusammengefaßt.

Aufnahme: H. Kolbe & Co.

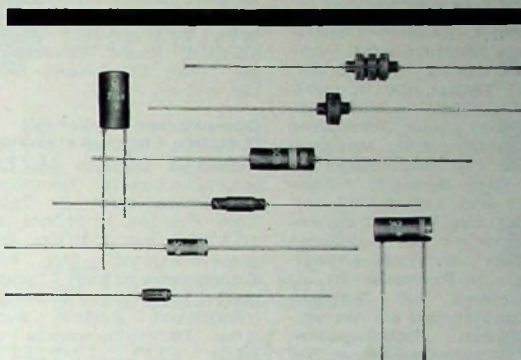
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 374, 377, 403, 407 und 408 ohne redaktionellen Teil

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



JAHRE Elektronische Bauelemente

Hochfrequenzspulen
Bauformen 71, 72, 73, 74, 75



Induktivitätsbereich:
0,1 uH bis 1 mH
Sonderausführungen bis 10 mH

Frequenzbereich:
Bis 500 MHz

Besondere Merkmale:
Enge Toleranzen
Besonders kleine Abmessungen
Gute Gleichstrombelastbarkeit
Stabile Hochfrequenzeigenschaften
Mit Qualifikation
nach MIL-C-15305 lieferbar

Ausführungen:
lackiert — kunststoffumpreßt —
in Kunststoffbechern vergossen —
ein- und mehrlagige Kreuzwickel —
axiale Anschlüsse oder steckbar —

Anwendungen:
In Siebgliedern, Resonanzkreisen,
Entstörfiltern, Laufzeitketten und
zur Verdrosselung und Entzerrung
in Schaltungen der HF-Technik.

RICHARD JAHRE

Spezialfabrik für Kondensatoren

1000 Berlin 30 · Lützowstraße 90
Telefon: 0311-13 11 41 · Telex: 1 84 119



Transistor-Netzteil mit erhöhter Dauerbelastbarkeit

Für die Stromversorgung von Grundig-Reisesuper und Batterie-Tonbandgeräten steht jetzt das weiterentwickelte Transistor-Netzteil „TN 12a“ zur Verfügung, das für eine Dauerstromentnahme von 500 mA ausgelegt ist. Bei den serienmäßig mit Netzteil ausgestatteten Grundig-Reiseempfängern gelangt das neue „TN 12a“ ebenfalls zum Einsatz.

Drehspulinstrumente besonders kleiner Bauart

Das *Agfa-Gevaert*-Camera-Werk in München liefert Drehspulinstrumente besonders kleiner Bauart, die in vielen unterschiedlichen Ausführungen und in großen Stückzahlen für Großabnehmer gefertigt werden. Die Instrumente, die trotz ihrer geringen Abmessungen sehr robust sind, lassen sich zum Beispiel als Abstimmanzeiger für Rundfunkempfänger, als Aussteuerungsanzeiger für Tonbandgeräte, als Schanzeichen bei Schwachstromgeräten und bei den verschiedensten Batteriegeräten als Batteriespannungsprüfer einsetzen.

Kameraröhre mit hoher Empfindlichkeit

Auf der Physik-Ausstellung in London (11.-14. März 1968) stellte die *English Electric Valve Company Ltd.* eine neue Kameraröhre vor, die „Image Isocon“ genannt wird. Die Empfindlichkeit des Image Isocons ist so groß, daß bei einer Beleuchtung der Photokatode von nur $10,7 \cdot 10^{-4} \text{ lx}$ noch gute Fernsehbilder geliefert werden. Aber auch bei $10,7 \cdot 10^{-6} \text{ lx}$, wenn man also mit unbewaffnetem Auge praktisch nichts mehr wahrnehmen kann, erhält man mit der neuen Röhre noch brauchbare Fernsehbilder.

Sehr schnelle Schaltdiode

Die „Hot Carrier-Diode“, auch „Hot Electron-Diode“ oder „Schottky-Barrier-Diode“ genannt, vereint die wesentlichen Merkmale der Spitzen- und der PN-Sperrschichtdiode. Die Diode besteht aus einer Planar-Metall-Halbleiter-Sperrschicht, durch die eine gleichmäßige Potentialverteilung an den Kontaktierungsstellen sowie eine gleichmäßige Stromverteilung gewährleistet ist. Wenn man die Diode in Flußrichtung polt, werden Elektronen als Majoritätsträger vom Halbleitermaterial in das Metall injiziert, wodurch dessen Energiepegel angehoben wird (daher die Bezeichnungen „Hot Electron“ und „Hot Carrier“). Diese Elektronen geben ihre Energie in et-

wa 10^{-13} s ab und vereinigen sich mit den freien Elektronen im Metall. Während dieses Vorganges entstehen nur sehr wenige Minoritätsträger, so daß die Schaltzeit sehr kurz ist. Die neue Hot Carrier-Diode BAW 29 von SGS-Fairchild hat eine Durchbruchspannung von $\geq 5 \text{ V}$, einen Reststrom von 50 nA bei $U_R = 1 \text{ V}$ und eine Rauschzahl von $\leq 10 \text{ dB}$ bei 890 MHz. Bei 10 mA in Flußrichtung beträgt die Speicherladung Q_S nur 1,6 pC. Die Diode kann überall dort eingesetzt werden, wo hohe Schaltgeschwindigkeiten oder/und kleine Rauschwerte bei hohen Frequenzen benötigt werden.

Operationsverstärker mit 10 MOhm Eingangswiderstand

Transitron ergänzte das Programm an linearen Operationsverstärkern durch die Typen TOA 7709 mit 10 MOhm und TOA 8709 mit 3 MOhm Eingangswiderstand. Der hohe Eingangswiderstand wurde hierbei nicht durch Feldeffekttransistoren, sondern durch einen Darlingtoneingang erreicht.

Miniatur-Quarzoszillatoren

Die *Ebauches S.A.*, Neuchâtel (Schweiz), liefert Miniatur-Quarzoszillatoren in Thermostaten zur Erzeugung stabiler Frequenzen von 8 kHz bis 3 MHz. Die Frequenzstabilität im Temperaturbereich von -40 bis $+50^\circ \text{C}$ ist für alle Typen besser als $5 \cdot 10^{-6}$. Die Frequenz kann über Potentiometer oder durch Anlegen einer stabilisierten Gleichspannung von 0 bis 6 V um etwa $1 \cdot 10^{-3}$ gezogen werden.

Reportermikrofon mit Start-Stop-Fernschaltung

Das *Grundig*-Reportermikrofon „GDM 301 S“ mit Start-Stop-Fernschaltung ist jetzt auch im Einzelverkauf erhältlich. In seiner Ausstattung sowie hinsichtlich der akustischen Werte entspricht es dem bisherigen Mikrofon „GDM 301“. Die annähernd nierenförmige Charakteristik läßt Sprach- und Musikaufnahmen auch in akustisch ungünstigen Räumen zu.

Elektromechanische Standardwaage

Ellihott-Automation liefert jetzt eine elektromechanische Standardwaage, die sich universell einsetzen läßt, zum Beispiel als Chargier- oder Dosierwaage, Behälter-, Brückenwaage usw. Sie umfaßt drei Druckkraftmeßdosens mit Nennlastbereichen zwischen 500 und 8000 kp, wahlweise zwei Typen von Kompensationsanzeigern mit 25 verschiedenen Anzeigeberei-

chen zwischen 100 kg und 25 t sowie einen Kabelverbindungskasten und Anschlußkabel.

Hochfestes und durchscheinendes Einbettungsharz

Die *Dow Corning Corporation* hat unter der Bezeichnung „Sylgard 186“ ein neues durchscheinendes Einbettungsharz mit einer Weiterreißfestigkeit von 18 kp/cm entwickelt, das sich wegen seiner Durchsichtigkeit besonders für das Einbetten oder Vergießen von elektronischen Baugruppen oder Bauelementen eignet, bei denen das Auffinden von Lufteinschlüssen oder anderen Fehlstellen von Bedeutung ist. „Sylgard 186“ hat sehr gute dielektrische Eigenschaften. Das ausgehärtete Harz ist ohne Nachtempern bei Betriebstemperaturen in einem Bereich zwischen -65 und $+250^\circ \text{C}$ einsetzbar. Das Material hat eine hohe Dehnung und schrumpft beim Aushärten bei Raumtemperatur nicht. Ferner ist es selbstverlöschend und zeichnet sich dadurch aus, daß es in unbegrenzter Schichtdicke aushärtet.

UKW-Sprechfunksystem für U-Bahnen

Für den UKW-Sprechfunk im U-Bahn-Betrieb und damit allgemein für eine UKW-Übertragung in Tunneln hat *AEG-Telefunken* ein neuartiges Übertragungssystem entwickelt, das von allen Punkten der Strecke – auch während der Fahrt – einen lückenlosen Funksprechverkehr zwischen den Zügen und einer Funkzentrale gestattet. Bei dem neuen System erfolgen der HF-Energie-transport und die gleichzeitige Abstrahlung durch ein HF-Schlitzkabel. Das Kabel ist im U-Bahn-Tunnel an der Decke montiert, so daß die Strahlungsentfernung zur Fahrzeugantenne möglichst kurz ist. Die Fahrzeugantenne wurde dem Strahlungstyp des Kabels und den Belangen des U-Bahn-Fahrzeugeinsatzes entsprechend konstruiert. Bei einer Sendeleistung von 6 W bei den ortsfesten und fahrbaren Geräten sowie bei den üblichen Empfängerempfindlichkeiten von etwa $0,5 \mu\text{V}$ beträgt die überbrückbare Entfernung 2,5 bis 4 km. Durch Verwendung größerer Kabelquerschnitte können jedoch auch weitere Entfernungen überbrückt werden. Die erste derartige Anlage erhielt die Münchener U-Bahn. Sie ist für Wechselsprechbetrieb ausgelegt und arbeitet mit serienmäßigen Sprechfunkgeräten im 160-MHz-Band. Ein besonderes Merkmal des in München ausgeführten Systems ist außerdem die Verwendung

von speziellen Richtungsweichen ($\lambda/4$ -Brücken) zum gleichzeitigen Betrieb mehrerer Sender (insgesamt fünf) an einem und zur Leistungsaufteilung auf mehrere Schlitzkabel.

Wobbel-Meßplatz „Polyskop III“

Mit der Neuentwicklung „Polyskop III“ bietet *Rohde & Schwarz* einen universellen Wobbel-Meßplatz hoher Genauigkeit an, der allen Aufgaben der Frequenzgangmessung von Zwei- und Vierpolen im Schmal- und Breitbandbereich optimal angepaßt werden kann. Durch das Rasterbildverfahren ist es möglich, bis zu vier zeitgleiche Vorgänge auf dem Bildschirm gleichzeitig anzuzeigen. Für die Anpassung an Signalquellen und die Wahl der Anzeigemöglichkeit stehen fünf Einschübe zur Verfügung: Gleichspannung als Wobbel-Signal (Polarität positiv oder negativ), positive Gleichspannung (umschaltbar auf EMK und U_{AB}), Hochfrequenzanzeige (Demodulator eingebaut, umschaltbar auf EMK und U_{AB}), gleichzeitig linear und logarithmisch, fünf Pegellinien gleichzeitig. Der Senderteil besteht aus zehn als Steckkarten ausgeführten Bereichswobblern für den Gesamtbereich 0,1 bis 1000 MHz bei einem Oberwellenanteil unter 1 %. Die Einstellung der Ablaufzeit reicht vom völlig flimmerfreien Bild bei breitbandigen Meßobjekten (20 ms) bis zu der langsamen Schreibgeschwindigkeit von 10 s je Ablauf.

Computer für die Verkehrsregelung in London

Vor kurzem wurde in London ein rechnergestütztes Verkehrsregelungssystem in Betrieb genommen, das zunächst zwei Jahre versuchsweise arbeiten wird. Es überwacht den Verkehrsfluß in einem etwa 17 km² großen Gebiet, das aus den Stadtteilen Westminster, Kensington, Chelsea und Hammersmith besteht und über ein großes Verkehrsaufkommen verfügt. Der Regelbereich des Systems erstreckt sich insgesamt 240 km Straße. Im Überwachungsgebiet wurden 101 Ampelanlagen an einen Computer angeschlossen. 70 dieser Ampeln stehen an Kreuzungen, 31 an Fußgängerüberwegen. Außerdem sind mehr als 500 Detektoren mit dem Computer verbunden, die die Fahrzeuge vor den Ampelkreuzungen zählen. Das Überwachungspersonal im Kontrollraum kann den Verkehrsablauf im gesamten Regelbereich über an strategischen Punkten aufgestellte Fernsehkameras beobachten.



Ein Kopf

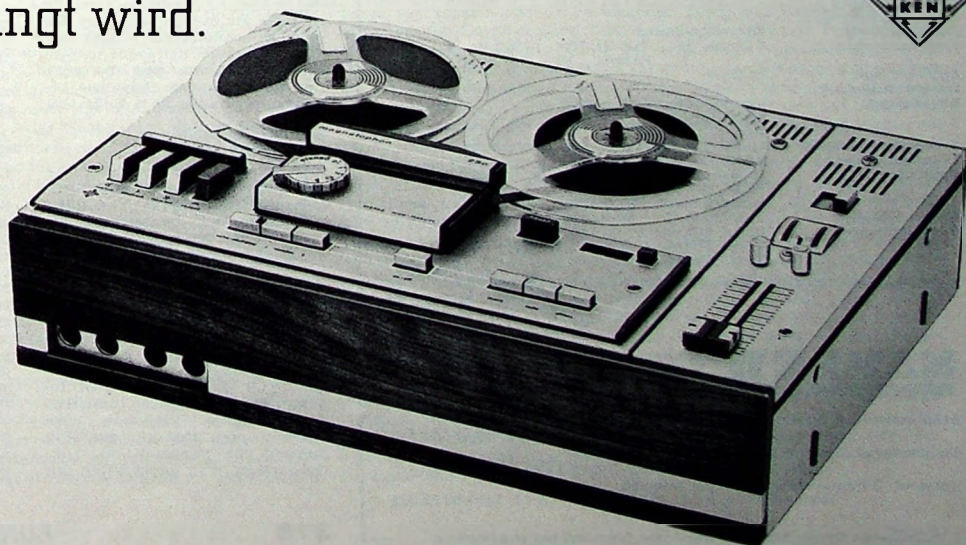
war uns zu wenig. Deshalb hat das neue
»magnetophon 250 hifi« zwei.
Einen für Aufnahme, einen für Wiedergabe.
Damit Ihre Kunden die Wiedergabe sofort in
Originalqualität mithören können.

Dieses Zweispur-Stereo-Tonbandgerät ist unser
Spitzenmodell. Weil es getrennte Hör- und Sprech-
köpfe hat, kann es mehr als andere. Weil
es mehr kann als andere, werden Sie es besser
verkaufen. Denn diese Technik überzeugt:

Erfüllt bei 19 cm die HiFi-Bedingungen nach DIN 45500;
Bandgeschwindigkeiten 19/9,5 cm/s; max. Spulengröße 18 cm;

Frequenzumfang 40 ... 18 000 Hz bei 19 cm/s;
40 ... 15 000 Hz bei 9,5 cm/s;
Geräuschspannungsabstand ≥ 52 dB bei 19 cm/s;
 ≥ 48 dB bei 9,5 cm/s;
Tonhöhlenschwankungen $< \pm 0,2$ % bei 19 cm/s;
 $< \pm 0,25$ % bei 9,5 cm/s;
Eingänge für Rundfunk, Mikrofon, Phono/Tonband; Ausgänge für
Rundfunk, Verstärker, Kopfhörer. Trickschaltung Echo bei 9,5 cm/s;
Trickschaltung Nachhall bei 19 cm/s; Vor- und Hinterbandkontrolle;
vierstelliges Bandzählwerk

magnetophon 250 hifi - damit Sie mehr bieten,
als verlangt wird.



SADLER bietet an



GRUNDIG Oszillograph W 4/7 H&B ELECTRONIC

Ein hervorragendes Meßgerät auch für das Farbfernsehen, in handlicher, kompakter Ausführung spez. für Werkstatt, Kundendienst und Fertigung.

Technische Daten

Elektronenstrahlröhre:	DG 7—32
Schirmdurchmesser:	7 cm (w)
Y-Verstärkung:	Wechselspannungsverstärker
Ablenkkoeffizient:	Schmalband: 30 mV/cm
	Breitband: 100 mV/cm
Frequenzbereich:	Schmalband: 5 Hz ... 1 MHz (—3 dB)
	Breitband: 5 Hz ... 4 MHz (—3 dB)
	3 Hz ... 6 MHz (—6 dB)
Abschwächer:	Schmalband: (1 Stufe) 30 mV/cm
	Breitband: (6 Stufen) 0,1/0,3/1/3/10/30 V/cm
	1 MΩ ca. 36 pF
Eingangsimpedanz:	300 V _{eff} (Stellung 30 V/cm)
Maximal zulässige Eingangsspannung:	4 cm
Aussteuerung:	0,2 V _{eff} (50 Hz)
Vergleichsspannung:	Wechselspannungsverstärker
X-Verstärkung:	ca. 0,7 V/cm
Ablenkkoeffizient:	1 Hz ... 400 kHz (—3 dB)
Frequenzbereich:	< 1 Hz ... 700 kHz (—6 dB)
	1 MΩ ca. 36 pF
Eingangsimpedanz:	10 V _{eff}
Maximal zulässige Eingangsspannung:	Selbstschwingend
Zeitablenkung:	4 Stufen: 100 Hz, 100 ... 1000 Hz,
Frequenzbereich:	1 ... 10 kHz ... 10 ... 100 kHz
	ca. 6 cm
Zeitlinienlänge:	intern (positiv und negativ)
Synchronisierung:	extern (negativ)
Betriebsarten:	Netz
	10 Hz ... 6 MHz
Synchronisierbereich:	1 MΩ ca. 30 pF
Eingangsimpedanz:	Röhren: EF 184, 2 x PCF 80, PCC 88, PCC 85
Bestückung:	EY 86, DG 7-32
	Gleichrichter: B 500 C 400
	110/220 V, 40 ... 60 Hz, ca. 40 VA
Netzanschluß:	Breite: 167 mm
Abmessungen:	Höhe: 270 mm
	Tiefe: 280 mm
	Gewicht: ca. 5,8 kg

Originalverpackt mit Bedienungsanleitung Schaltung und Garantiekarte

unser Preis **375,—**
(einschl. Mehrwertsteuer!)

SADLER Radio-Elektronik GmbH.

Stadtverkauf: 4 Düsseldorf, Friedrich-Ebert-Str. 41,
Telefon 35 14 25, Vorwahl 02 11, Telex 08 587 460

Stadtverkauf: 3 Hannover, Hamburger Allee 55,
Telefon-Sammel-Nr. 62 83 68, Vorwahl 05 11, Telex 09 23 375

Versand: 3 Hannover, Hamburger Allee 55,
Telefon-Sammel-Nr. 62 83 68, Vorwahl 05 11, Telex 09 23 375

Angebot freibleibend, ab Hannover. Versand per Nachnahme

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

100 Aussteller auf der „hifi 68 Düsseldorf“
Bis zum 8. April 1968 lagen für die internationale Ausstellung „hifi“ 68 Düsseldorf insgesamt 100 Anmeldungen vor. Davon entfallen 33 auf inländische und 67 auf ausländische Firmen. Stark vertreten sind England mit 21, die USA mit 20 und Japan mit 11 Firmen. Aus der Schweiz liegen sechs Anmeldungen vor, aus Dänemark drei und aus Frankreich zwei. Italien, Norwegen und Österreich sind mit je einem Aussteller vertreten.

INEL wird Frühjahrsmesse

Die üblicherweise im Herbst in Basel stattfindende Internationale Fachmesse für Elektronik, INEL, hat sich zu einer Veranstaltung von kontinentaler Bedeutung entwickelt. Um ihr in Zukunft einen festen Platz im internationalen Messekalender zu sichern, wurde ihr Datum nunmehr in das erste Quartal des Kalenderjahres gelegt. Der Zweijahres-Turnus wurde beibehalten. Somit findet die 4. INEL vom 4. bis 8. März 1969 statt, und zwar wiederum in den Hallen der Schweizer Mustermesse in Basel.

Philips-Geschäftsbericht 1967

Philips hat im Jahr 1967, obwohl die wirtschaftliche Lage nicht überall günstig war, Ergebnisse erreicht, die im allgemeinen besser waren, als man erwartet hatte. Der Umsatz stieg um 8% auf nahezu 8,7 Mrd. hfl. und der Reingewinn um 2% auf 355 Mill. hfl. Zu der Umsatzausweitung um 626 Mill. hfl. haben vor allem der Verkauf von Erzeugnissen für das Farbfernsehen und von professionellen Erzeugnissen beigetragen. Unter anderem erhöhte sich der Umsatz bei Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten um 2%, bei elektronischen Bauelementen um 6% und im Bereich der Elektroakustik um 20%. Ende 1967 betrug die Beschäftigtenzahl des Philips-Konzerns 241 000. Im Berichtsjahr ging die Belegschaft in den Niederlanden um 4000 auf 82 000 und in ganz Europa um 10 000 auf 206 000 zurück. Trotz des Rückgangs der Belegschaft nahm die Produktion 1967 jedoch zu, wenn auch relativ weniger als der Umsatz. Auf das Produktionsvolumen wirkte sich allerdings auch der geplante Abbau der Vorräte aus, die Ende 1967 nur 32% des Umsatzes betragen gegenüber 38% Ende 1966.

Büro der transistor ag in Karlsruhe

Am 1. April 1968 eröffnete die transistor ag in Karlsruhe-Durlach, Sträßlerweg 57, ein Büro. Außerdem ist beabsichtigt, in Deutschland auch ein Auslieferungslager zu errichten.

Anerkennung für Grundig-Werk in Nordirland

Die Königin von England hat den Grundig Works (Northern Ireland) Ltd., Dunmurry-Belfast, als Anerkennung für Exportleistungen „The Queens Award of Industry 1968“ (königliche Industrie-Auszeichnung) verliehen. Das Werk begann 1960 mit der Produktion von Tonband- und Diktiergeräten und beschäftigt zur

Zeit 600 Personen. 61% der Produktion werden in andere EFTA-Länder und nach den USA exportiert.

Marconi Meßtechnik übernahm Vertretung der Dymar Electronics Ltd.

Die Marconi Meßtechnik GmbH, München, übernahm mit Wirkung vom 1. Januar 1968 die Vertretung der Dymar Electronics Ltd., Watford, für Deutschland. Das Programm der Firma umfaßt Milli- und Mikrovoltmeter für Gleich- oder Wechselspannung bis 850 MHz, Halbleitermeßgeräte, Tongeneratoren, Klirrfaktormesser, Klirranalysatoren, Rauschzahlmesser und Leistungsmesser.

Agfa-Gevaert-Ausbildungszentrum in Tokio

Im Agfa-Gevaert-Ausbildungszentrum in Tokio bildet die Agfa-Gevaert Japan Ltd. seit Anfang des Jahres Techniker in allen Sparten der Fotografie, besonders auf den Gebieten Grafik und Röntgen aus. Das Ausbildungszentrum, das als das modernste seiner Art in Japan gilt, wurde für rund 220 000 DM errichtet.

Erste europäische Halbleiter-Fabrik von Motorola in Toulouse

Im Mai dieses Jahres werden die in der Nähe von Toulouse auf einer Grundfläche von annähernd 6000 m² errichteten ersten europäischen Halbleiter-Produktionsanlagen von Motorola in Betrieb genommen. Zum Generaldirektor der Fabrik wurde Dr. Etienne Cassaignol ernannt (s. a. S. 384). Den Personalstamm bildet eine Gruppe von Halbleiter-Spezialisten, die seit August 1967 in provisorischen Räumlichkeiten alle notwendigen Vorbereitungen für den Start getroffen haben. Bis Ende 1968 werden es 300 Mitarbeiter sein, und 1969 wird die Zahl der Beschäftigten auf etwa 1000 anwachsen.

Syma International S. A. Mitglied im dhfi

Das deutsche High-Fidelity Institut e. V. (dhfi) hat dem Aufnahmeantrag der Syma International S. A., Brüssel, um ordentliche Mitgliedschaft stattgegeben. Die deutsche Niederlassung der Firma, die Deutsche Syma GmbH, befaßt sich hauptsächlich mit dem Vertrieb der Hi-Fi-Erzeugnisse der amerikanischen Firma Scott.

Auswahlliste für integrierte Schaltungen von SGS-Fairchild

Die im Juni 1967 von SGS-Fairchild herausgebrachte Auswahlliste für integrierte Schaltungen wurde durch eine erweiterte Neuauflage (DIN A 4 quer, 32 S.) ersetzt. Die neue Auswahlliste enthält insbesondere technische Einzelheiten über die CCSL (kompatible stromziehende Logik) sowie die Daten der von SGS-Fairchild angebotenen komplexen Schaltungen (MSI = Medium Scale Integration). Die Auswahlliste umfaßt ferner technische Daten sämtlicher Bauelemente der DT₁L, LPDT₁L, TT₁L, C₁L, RT₁L, LPRT₁L und aller integrierten Analogschaltungen.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIFENBACH

Technisches Fernsehen

Der von der Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldephi) herausgegebene Geschäftsbericht für 1967 geht unter anderem wieder auf ein besonderes Spezialgebiet ein. Dem diesjährigen Aufsatz „Fernsehen ist nicht nur Unterhaltungsmedium — Technisches Fernsehen für Forschung, Wissenschaft, Wirtschaft, Verkehr und Ausbildung“ sind nachstehende Auszüge entnommen, die sich vor allem mit den Anwendungen befassen.

Unter dem Begriff technisches oder industrielles Fernsehen werden alle fernsehtechnischen Systeme verstanden, die nicht oder nicht ausschließlich zum Empfang der üblichen öffentlichen Fernsehprogramme vorgesehen sind, sondern eine geschlossene Leitungskette von beobachtender Kamera bis zum wiedergebenden Fernsehhempfänger oder Monitor bilden (closed circuit television). Die Bildübertragung kann dabei in Schwarz-Weiß oder farbig erfolgen und das übertragene Bild in vielen verschiedenen Bildgrößen — bis zur Großbildprojektion (zum Beispiel Eidophor) — sichtbar gemacht werden. Die simultane Tonübertragung ist in bekannter Weise durchführbar.

An Stelle der videofrequenten Übertragung über Leitungsnetze kann auch eine trägerfrequente oder eine Richtfunkverbindung gewählt werden. Neben dem Kamerabild ist mit Hilfe geeigneter Anpassungsgeräte auch die videofrequente Übertragung von Filmen, Dias, Röntgenbildern und dergleichen möglich. Außerdem können die Fernsehsignale mit einem Bildaufzeichnungsgerät (Video-Recorder) magnetisch gespeichert werden, so daß eine zeitlich unabhängige beziehungsweise wiederholbare Betrachtung und Auswertung der aufgezeichneten Informationen möglich ist.

Die Skala des Anwendungsbereiches für das technische Fernsehen ist außerordentlich breit und reicht von der wissenschaftlich-technischen Verwendung bis in den persönlichen Bereich des einzelnen. Prinzipiell ist folgende Klassifizierung möglich:

Fernbeobachtung: Hier werden derartige Anlagen aus Rationalisierungsgründen eingesetzt oder wenn keine andere Möglichkeit zur unmittelbaren Beobachtung gegeben ist. Praktische Anwendungsbeispiele sind die Überwachung von Verkehrsknotenpunkten, Bahnschranken, Fabrikatoren, von Feuer- und Strahlungsräumen und dergleichen. Nicht zuletzt sei auch auf die Verwendung in verschiedenen anderen Bereichen hingewiesen, etwa auf die Einsatzmöglichkeiten in Krankenhäusern, Banken, Supermärkten oder auf dem Gebiet der Raumfahrt.

Mitschau: Das Ziel ist hier eine nicht störende Teilnahme vieler Personen an einem Vorgang oder die bessere beziehungsweise vergrößerte Darstellung eines Objektes. Solche Anlagen werden daher für die Unterrichtsmitschau in Schulklassen, zur Ausbildung von Pädagogen, Mitschau von Operationen oder von physikalischen Experimenten verwendet, gegebenenfalls bei gleichzeitiger Fernsehgroßprojektion in Hörsälen.

Aufzeichnung: Die Videobandaufzeichnung wird verwendet für Analysen, kontrollierende Auswertung oder für Dokumentationszwecke. Typische Beispiele sind das Einzel- oder Gruppentraining im Sport, die Verkaufsausbildung oder die Persönlichkeitsschulung. Die Dokumentation ist von besonderem Interesse für die Arbeit in der Politik, der Presse, bei der Polizei (Fahndung) und bei anderen aktuellen Ereignissen.

Kommunikation: Sie wird durch den Empfang öffentlicher Fernsehprogramme oder durch die Fernseh-Telefonie ausgeübt, die auch in Form einer Konferenzschaltung zur optischen Verbindung von Gesprächsteilnehmern an entfernten Orten genutzt werden kann. Die Fernseh-Telefonie ist eine Anwendungsmöglichkeit des Fernsehens, die sicher erst in Zukunft richtig erschlossen werden wird. Die Konferenzschaltung zur optischen Verbindung von Diskussionsteilnehmern erfordert Postleitungen und wird heute praktisch nur im öffentlichen Fernsehen angewendet. Drei Funktionen kennzeichnen eine geschlossene Fernsehanlage: Zunächst die Aufnahme und Beobachtung am Ort des Geschehens, dann Regie, Bedienung und Aufzeichnung an beliebiger Stelle und schließlich die Wiedergabe im Hörsaal, Konferenzraum oder Leitstand.

Wenn auch die Verbreitung von Fernsehanlagen der erwähnten Art in den letzten Jahren sehr schnell zugenommen hat, so stehen wir doch noch vor einem großen potentiellen Markt in Europa. Die mit der Entwicklung

des Farbfernsehens gewonnene „farbige Dimension“ eröffnet ferner, speziell in den Bereichen der Medizin und der wissenschaftlichen Technik, neue Möglichkeiten, da sie einen höheren Informationsgehalt bietet.

Im großen und ganzen ist die technische Entwicklung industrieller Fernsehsysteme weitgehend abgeschlossen. Weiterentwicklungen zielen auf Betriebsqualität, Betriebssicherheit, Bedienungsvereinfachung und kleinere Abmessungen. Allerdings erfordern neue Anwendungsgebiete fortwährend Anpassungsentwicklungen. Zusätzliche Impulse gibt das Farbfernsehen, das sich im Laufe der Zeit sicherlich auch dort einführen wird, wo heute die Schwarz-Weiß-Übertragung ausreichend scheint.

Einen Eindruck über den heutigen technischen Stand des Fernsehens vermitteln die Kontinente überbrückenden Übertragungen durch Satelliten und die hervorragende Leistungsfähigkeit sehr kleiner Fernsehsysteme, wie sie in der Weltraumfahrt verwendet werden. Hier ist insbesondere zu berücksichtigen, daß es sich weitgehend um Bandaufzeichnungen handelt, die von der Bodenstation abgerufen werden, sobald die Raumfahrt-kapsel eine günstige Position erreicht hat.

Die Frage, was die Zukunft bringen wird, drängt sich auf. Ziel der Techniker ist das plastische Fernsehen, das sicher nicht nur der Unterhaltung dienen wird, sondern in der Verwendung für wissenschaftliche Zwecke — Physik, Chemie, Medizin und andere — besondere Fortschritte erwarten läßt. Hier sei vergleichsweise der Hör-Rundfunk erwähnt, bei dem von der AM-Technik (Mittelwelle) über FM-Technik (UKW mit großer Bandbreite) bis zur stereophonischen Übertragung eine gewisse Parallele zum Fernsehen gegeben ist in der Entwicklung von Schwarz-Weiß über Farbe zur stereoskopischen Wiedergabe.

Eine weitere Entwicklung und Anwendung wird die geschlossene Fernseh-anlage in den kommenden Jahren für die private Sphäre bringen. Auch hier bieten sich Vergleiche mit der Akustik an, wo den Rundfunkempfänger ergänzende Geräte in den Haushalten Verbreitung fanden: der Plattenspieler mit Schallplatten als Programmkonserve und dann das Tonbandgerät mit Mikrofon, das zusätzlich die Musik- beziehungsweise Wortproduktion im Heim ermöglicht. Entsprechend wird das Fernsehgerät, seit kurzem auch in Farbtechnik, durch den Video-Recorder ergänzt werden. Damit ergibt sich die optische Parallele zum Tonbandgerät, die außerdem noch durch die Fernsehkamera vervollständigt wird. Werden beide Elemente in großen Serien und damit billiger und darüber hinaus kleiner hergestellt, haben wir das Stadium erreicht, in dem auch die Fernsehtechnik im Haushalt vollständig ist. Hier sind viele Möglichkeiten gegeben: Fernsehprogramme aufnehmen, das Eingangstor mit der Kamera überwachen, die Kinder im Garten „fernsehen“, zum Beispiel von der Küche aus, oder gar Fernsehspiele selbst zu Hause gestalten. Es ist auch möglich, ein vorbespieltes Video-Band zu mietaen und ein Programm nach eigener Wahl zu sehen — sei es zur Unterhaltung oder zum Studium.

Schließlich sei auf die Kombination Fernsehkamera/Video-Recorder und Wiedergabegerät als neue technische Entwicklung für den Schmalfilm-amateur hingewiesen. Es gehört heute zwar noch etwas Phantasie dazu, sich die beiden Aufnahmeelemente klein und handlich genug vorzustellen, aber Utopie ist es bestimmt nicht. Die Vorteile liegen in der sofortigen Abspielmöglichkeit nach der Aufnahme — ohne Entwicklungszeit und Kosten — und in den jederzeit neu überspielbaren Bändern.

Damit schließt sich der Kreis einer Entwicklung, die im Unterhaltungsbereich begonnen hat und über einen weiten Bogen professioneller Nutzung wieder in den individuellen Anwendungsbereich führt. Das Medium Fernsehen bezieht seine Impulse von der Kommunikation, der Information und der Unterhaltung — von Elementen, die im privaten Bereich ebenso verwurzelt sind wie im öffentlichen Leben.

Farbfernsehen in den Niederlanden

Ende September 1967, kaum einen Monat nach dem Berliner Start des Farbfernsehens, wurde das Farbfernsehen auch dem niederländischen Publikum auf der „Firato“ vorgestellt. Wie in Deutschland, so erfolgen Farbfernsehsendungen auch in Holland nach dem PAL-System. Trotz der unvorstellbar schlecht gewählten Vorführung während der Eröffnungsfeier garten die 220 000 Besucher dieser Ausstellung in der RAI-Halle allmählich in Begeisterung. Die technischen Leistungen der NTS (Nederlandse Televisie Stichting), die die Sendegesellschaften mit Programmen versorgt, waren recht beachtlich, und die Bildqualität war erstklassig.

Auf der Ausstellung schoß Philips mit Hunderten von Farbfernsehempfängern den Vogel ab. Sie waren in einer verdunkelten Halle aufgestellt, während die übrigen Aussteller ihre Geräte unverständlicherweise in mit Sonne überglänzten Hallen vorführten. Auch überall im Lande sah man in Schaufenstern der Händler die farbigen Darbietungen.

Die NTS verfügte im September 1967 über eine fahrbare Farbfernseh-Regieanlage der Fernseh AG (untergebracht in zwei großen Lastkraftwagen) mit vier Plumbicon-Aufnahmekameras. Als einziges betriebseigenes Farbfernsehstudio besaß man ein umgebautes Kinotheater in Bussum. Bis heute ist das so geblieben, da die neuerdings in Betrieb gestellten Großstudioanlagen in Hilversum nur für Schwarz-Weiß-Sendungen ausgelegt sind. Eine baldige Nachrüstung für Farbe ist jedoch geplant.

Sämtliche Verbindungen erfolgen mit Richtfunkstrecken (Studio in Bussum – Hauptverteilanlage in Hilversum – Hauptsender – Stützpunktsender). Da die Bodenbeschaffenheit in Holland recht flach ist, behindert sie die Wellenausbreitung kaum. Zur Zeit gibt es Hauptstationen in Lopik (Utrecht), Goes, Markelo, Smilde und Roermond sowie einen Hilfssender bei Den Helder (Wieringen). Diese Sendeanlagen sind von Philips farblich nachgerüstet worden. Philips ist das einzige Unternehmen dieser Art in den Niederlanden und schon von Anfang an maßgeblich an der Entwicklung und der Fertigung von Sendeanlagen und Empfängern für das Fernsehen beteiligt. Seit 1965 hat man dort bereitere Erfahrungen mit der Großserienfertigung von Farbfernsehempfängern in NTSC-Norm, und noch jetzt findet die Fertigung der Farbfernsehempfänger dieser Firma für ganz Europa vorzugsweise in Holland statt.

Bis zum 1. Oktober 1968 hat man wöchentlich zusammen sieben Stunden Farbfernsehen für die holländischen Sendernetze eingeplant, das heißt etwa 10 % der gesamten Sendezeit. Man bietet hauptsächlich Farbfilme (etwa 80 % der Farbsendungen), von denen wiederum 80 % aus den USA stammen. Es gibt also recht wenig Live-Sendungen.

Über die genaue Anzahl der bisher in den Niederlanden verkauften Farbfernsehgeräte läßt sich nichts mit Sicherheit aussagen, da auch Herstellerfirmen und Importeure keine näheren Angaben machen. Schätzungsweise liegt die Zahl zwischen

13 000 und 20 000. Händlerverbände sprechen von im Mittel 2,5 verkauften Farbfernsehempfängern je Einzelhändler. Wohl geht aus dem Ergebnis einer Umfrage hervor, daß die Anzahl der verkauften Farbfernsehgeräte sich zu der von verkauften Schwarz-Weiß-Empfängern verhält wie mindestens 2:98 und höchstens 9:91; diese Zahlen streuen aber derart, daß man daraus wenig entnehmen kann.

Die offiziellen Angaben über die Teilnehmerentwicklung und die Importe aller Art von Fernsehempfängern in den letzten zwei Jahren gehen aus Tab. I hervor (abgerundete Zahlen). Der Rückgang bis September 1967 ist merklich (Ursachen: teilweise Rezession; Marktsättigung; Abwarten des Farbfernsehens). Laut statistischer Meldungen und Berichte aus Händlerkreisen ist der Rückstand inzwischen wieder etwas behoben, aber der Monatszu-

Tab. I. Teilnehmer-Neuzulassungen und Importe von Fernsehempfängern (abgerundete Zahlen)

Zeitraum	Teilnehmer-Neuzulassungen insgesamt	Importe von Fernsehempfängern			
		Anteil Bundesrepublik Deutschland			
		insgesamt	davon Farbempf.	insgesamt	davon Farbempf.
1.9.1965 – 1.9.1966	284 000	143 000		124 000	
1.9.1966 – 1.9.1967	209 000	91 000	288	80 000	272

wachs von durchschnittlich 23 500 neuen Teilnehmern im Jahre 1966 und damit zumindest von ebenso vielen verkauften Geräten ist vorläufig noch nicht erreicht. Am 1. Januar 1968 zählte man in den Niederlanden 2,6 Millionen zugelassene Fernsehteilnehmer bei einer Gesamtbevölkerung von etwa 14 Millionen. Da die Gebühren für Schwarz-Weiß-Fernsehen und für Farbfernsehen dieselben sind (umgerechnet etwa 42 DM je Jahr), kann man aus den Zulassungen die Anzahl der betriebenen Farbfernsehempfänger nicht ableiten.

Der größte Lieferant von Fernsehempfängern ist außer Philips und den beiden Nebenmarken „Aristona“ und „Erres“ die Bundesrepublik Deutschland; bei den Schwarz-Weiß-Empfängern kamen bisher laut Tab. I rund 40 % aus der BRD. Bei Farbfernsehempfängern ist der Importanteil wesentlich niedriger (Tab. I und II); alle importierten Farbfernsehempfänger kommen jedoch aus Deutschland. Die bisher verkauften Farbfernsehgeräte haben überwiegend eine Bildschirmdiagonale von 63 cm. Das Verhältnis von Tischgeräten zu Truhen ist etwa 60:40, obwohl im Preis die Tischgeräte günstiger sind. Die Preise liegen umgerechnet zwischen 2640 und 3300 D-Mark, also weit über den in der Bundesrepublik Deutschland üblichen Preisen; allerdings kommen 25 % dem Staat als Luxussteuer zugute (ein Facharbeiter verdient im Durchschnitt je Woche etwa 145 D-Mark netto).

Zwischen Geräten aus der Inlandsfertigung und den importierten Geräten besteht kein nennenswerter Preisunterschied. Laut Mitteilungen der Hersteller ist mit einer Preisermäßigung in absehbarer Zeit nicht zu rechnen. Auch durch die Ausstattung der Farbfernsehempfänger mit Bildröhren kleineren Formats dürften die Preise nicht wesentlich sinken.

Wie betrachten nun die Händler sowie Herstellerfirmen und Importeure die heutige Lage und die Zukunft? Man war sich klar darüber, daß anschließend an die Anfangswelle die Nachfrage geringer wurde. Gegen Weihnachten und anlässlich der

Winterolympiade in Grenoble kam dann eine Wiederbelebung. Heute ist die Nachfrage gleichmäßig, jedoch nicht groß; die Hersteller (besonders Philips) meinen, daß das Interesse aber stetig steigt. Als Grund für den noch geringen Umsatz betrachtet man die hohen Preise, die geringe Anzahl der Sendestunden und die mangelnde Qualität der Darbietungen. Ferner ist der Verkauf für den Einzelhandel nicht attraktiv genug: Die Handelsspanne für Farbfernsehempfänger ist etwa 8 % niedriger als die für Schwarz-Weiß-Geräte.

Die technische Ausbildung des Service ist glatt vonstatten gegangen. Angehörige der betriebseigenen Philips-Kundendienst-Workstätten und privater Philips-Vertragshändler wurden schon frühzeitig in mündlichen Kursen mit dem Farbfernsehen vertraut gemacht. Das technische Personal der – ausschließlich auf Deutschland

Tab. II. Importe von Fernsehempfängern (September 1967 bis Februar 1968)

Zeitraum	insgesamt	davon Farbempf.
September 1967	12 980	100
Oktober 1967	16 037	116
November 1967	13 178	119
Dezember 1967	10 035	34
Januar 1968	6 029	77
Februar 1968	5 225	12

orientierten – Importfirmen ist entweder in Holland oder beim Stammhaus in Deutschland nachgeschult worden. Jede Herstellerfirma lieferte dabei ihre werkseigenen Farbfernsehservice-Spezialgeräte. So sind zum Teil Regenbogengeneratoren und zum Teil Farbbalkengeneratoren in Gebrauch (teilweise kombiniert). Die nicht markengebundenen Reparaturwerkstätten (oft richtige Freiberufler), haben es in bezug auf die Ausbildung schwerer. Eine gute Hilfe für alle brachten neue Fachbücher und Fortsetzungskurse in holländischen Fachzeitschriften, die sehr guten Anklang fanden. Das Studiopersonal der NTS ist intern geschult worden. Für das Senderpersonal brachte die Farbe kaum eine Änderung.

„Kinderkrankheiten“ der Farbfernsehempfänger waren nicht festzustellen; darüber ist man recht zufrieden. Die Aussagen aller Firmen stimmen hierin überein.

Welche Käuferschichten traten bei Farbfernsehempfängern hervor? Diese Frage ist leicht zu beantworten: Es sind vor allem ältere Ehepaare, oft alleinstehende Damen, kinderreiche Familien, Künstler und dergleichen in guten wirtschaftlichen Verhältnissen; sie alle sind zum Beispiel in bezug auf die Farbreinheit der Bildwiedergabe nicht allzu kritisch. Intellektuelle Kreise sind als Käufer nicht besonders stark vertreten; das ist aber bei Schwarz-Weiß-Empfängern ebenso. Die Bezahlung erfolgt fast ausnahmslos in bar. Eins steht übrigens fest: Genau wie beim Pkw, so beeinflusst auch beim Kauf eines Farbfernsehempfängers die Frau wesentlich die Wahl des Gerätes.

Klemmschaltung mit der diffundierten Siliziumdiode BA 173

1. Allgemeines

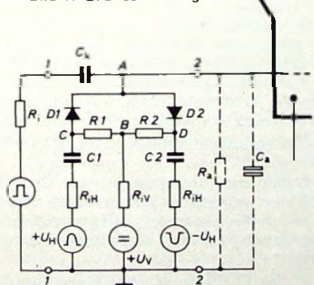
Bei der Farbdifferenzsignalansteuerung der Farbbildröhre liegen an den einzelnen Steuergittern der Strahlensysteme direkt die Farbdifferenzsignale $U_{(R-Y)}$, $U_{(G-Y)}$, $U_{(B-Y)}$, und an den drei Katoden liegt das gemeinsame Leuchtdichtesignal U_Y .

Die Farbdifferenzsignale an den Ausgängen der beiden Farbdemodulatoren enthalten neben den videofrequenten Signalspannungen auch eine Gleichspannungskomponente. Damit ein Farbbild einwandfrei wiedergegeben werden kann, müssen die Gleichspannungskomponenten der Signale in geeigneter Größe auch an den Steuergittern der Bildröhre auftreten. Prinzipiell könnte das sehr einfach durch galvanische Kopplung sämtlicher Stufen innerhalb des Signalweges von den Farbdemodulatoren bis zu den Steuergittern der Bildröhre erreicht werden, wenn es ohne weiteres möglich wäre, die Pegel der Ausgangssignale hinreichend stabil zu halten, um störende Farbfehler zu vermeiden. Letzteres ist aus verschiedenen Gründen recht schwierig. Dieses Problem kann umgangen werden, wenn die Endstufen der Farbdifferenzsignalverstärker von der Bildröhre galvanisch durch Kopplungskondensatoren getrennt werden und die Gleichspannungskomponenten, die durch die RC-Kopplung nicht mitübertragen werden, in geeigneter Größe mit Hilfe einer Klemmschaltung den Steuergittern der Bildröhre wieder zugeführt werden. Dadurch ist es auch möglich, mit unterschiedlichen Gittervorspannungen unabhängig von den Gleichspannungspotentialen an den Verstärkerausgängen die Sperrpunkte der einzelnen Strahlensysteme der Bildröhre einzustellen.

2. Schaltungsprinzip

Ohne Klemmschaltung würde das Potential der Austastlücke (Farbdifferenz-

Bild 1. Grundschiung



signal = Null) infolge der RC-Kopplung zwischen Farbdifferenzsignalverstärker und Bildröhre keinen festen Wert haben, sondern abhängig vom jeweiligen Signalinhalt unterschiedliche Werte annehmen. Die Klemmschaltung sorgt also dafür, daß die Austastlücken zwangsläufig stets auf gleichem Potential liegen.

Ing. Johann Killian ist Sachbearbeiter der Entwicklungsabteilung im AEG-Telefunken-Werk Heilbronn.

Bild 1 zeigt die Grundschiung, die als wesentlichen Teil eine symmetrische Brücke mit zwei Dioden enthält. An den Eingangsklemmen 1-1 liegt das mit Horizontalaustastlücken versehene Farbdifferenzsignal. Über die Kondensatoren C1 und C2 gelangen Tastimpulse, die gegenphasig und symmetrisch gegen Masse sind und zeitlich innerhalb der Austastlücken liegen, an die Klemmdioden D1 und D2 und schalten diese für die Tastdauer in Durchlaßrichtung. Als Tastimpuls wird in diesem Fall der Zeilenrücklaufimpuls verwendet. Aus diesem Grund sollte man den Farbsynchronimpuls, der innerhalb der Austastlücke liegt und eine exakte Klemmung wesentlich erschweren würde, im Farbsignalkanal austasten, um ein definiertes Bezugspotential zu schaffen. An den Punkten C und D (Kondensatoren C1 und C2), die hochohmig über die Widerstände R1 und R2 mit der Vorspannungsquelle (Klemmspannung) verbunden sind, tritt im eingeschwungenen Zustand das gleiche Potential gegen Masse auf wie am Punkt B. Der Punkt A der Brückenschaltung nimmt deshalb für die Dauer des Tastvorganges ebenfalls das Potential des Punktes B (Klemmpotential) an, während gleichzeitig an den Eingangsklemmen 1-1 das jeweilige Potential der Austastlücke steht. Der Kopplungskondensator Ck lädt sich auf die Potentialdifferenz auf. Für die Zeit zwischen den einzelnen Tastvor-

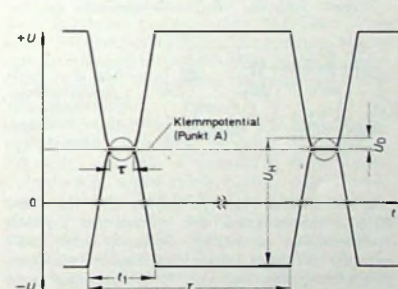
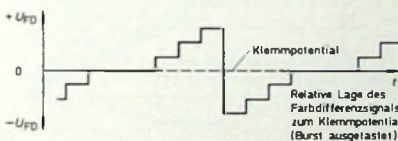


Bild 2. Auf das Klemmpotential bezogene Spannungsverläufe: τ Klemmdauer, T Zeilendauer, t_1 Austastdauer, U_{H1} Zeilenrücklaufimpulsspannung, U_D Durchlaßspannung der Klemmdiode

gängen steht am Kondensator C1 die Spannungsdifferenz zwischen Vorspannung (Klemmspannung) und annäherndem Spitzenwert der Tastimpulsspannung (Zeilenrücklaufimpuls). Am Kondensator C2 dagegen steht die Summe dieser beiden Spannungen (s. Bild 2). Die Klemmdioden D1 und D2 sind während dieser Zeit in Sperrrichtung vorgespannt, so daß sich der Kopplungskondensator Ck im Idealfall nur über die Sperrwiderstände der Dioden und

über die Elektroden der Bildröhre (Gitterstrom), die an den Ausgangsklemmen 2-2 angeschlossen ist, entladen kann. Ein eventueller Ladungsverlust, der in der Zeit zwischen zwei Tastvorgängen auftritt, verursacht grundsätzlich eine Potentialverminderung am Punkt C beziehungsweise D und somit auch am Punkt A. Aus diesem Grund sollte diese Klemmschaltung in sinnvoller Weise nur hochohmig (Gittersteuerung der Bildröhre!) belastet werden. Von diesem Umstand abgesehen, kann der Kopplungskondensator Ck also nur während der Tastdauer umgeladen werden. Die hierfür erforderliche Ladung wird je nach Polarität der Potentialverschiebung entweder aus C1 oder C2 entnommen. Dabei darf sich durch die Ladungsentnahme das Potential an den Punkten C oder D nur unwesentlich ändern, um das Brückengleichgewicht nicht zu stören. Fällt beispielsweise das Klemmpotential am Punkt A unter den Sollwert ab, das heißt, die Spannung am Punkt A wird negativer als der Sollwert, dann wird der Kondensator Ck über die Klemmdiode D1 umgeladen. Umgekehrt wird der Kondensator Ck über die Klemmdiode D2 umgeladen, sobald der Sollwert des Klemmpotentials am Punkt A in positiver Richtung überschritten wird. Mit dieser Zweidiodenklemmschaltung werden also während der Tastdauer sowohl negative als auch positive Potentialverschiebungen gegenüber einem vorgegebenen Bezugspotential (Klemmpotential) weitgehend ausgeglichen. Die Umladezeit ist in beiden Richtungen auf Grund der Symmetrie der Schaltung gleich groß und kann durch entsprechende Bemessung der Schaltung klein gehalten werden.

3. Einfluß der Dioden auf das Klemmpotential

Die beiden Klemmdioden sind, bezogen auf die Tastimpulse, gleichgepolt. Unmittelbar am Ende eines jeden Tastvorganges, also beim Umschalten von der Durchlaß- in die Sperrrichtung mittels der sinusförmigen Tastimpulse, tritt im Stromkreis der in Reihe geschalteten Dioden ein zeitlich vorübergehender, impulsartig erhöhter Rückstrom auf. Die Dioden sind quasi während dieses Zeitabschnittes noch leitend, das heißt, sie erreichen erst nach einer bestimmten Zeit (der sogenannten Sperrverzögerungszeit t_{rr}) ihre volle Sperrfähigkeit.

Bei Dioden mit einer unterschiedlichen Sperrverzögerungszeit sperrt dementsprechend jene zuerst, die die kürzere Sperrverzögerungszeit aufweist. Durch die andere Diode, die noch nicht ihren Sperrzustand erreicht hat, fließt dann ein Ausgleichstrom von C1 beziehungsweise C2 zum Kopplungskondensator Ck und lädt diesen um. Auf Grund dieses Umladevorganges baut sich am Kopplungskondensator Ck eine Spannung auf, die im folgenden kurz Fehlspannung ΔU genannt wird. Somit bestimmt also der Unterschied in der Sperrverzögerungszeit bei einem Diodenpaar die Höhe der Fehlspannung, wobei deren Polarität davon abhängt, aus welchem Kondensator (C1 oder C2) die „Ausgleichsladung“ entnommen wird.

Die Bilder 3 und 4 zeigen den zeitlichen Verlauf der Mittelpunktspannung (Kurve a) und den des Stromes durch die beiden Dioden (Kurve b). Diese Kurvenverläufe ergeben sich, wenn man in der Funktionsschaltung nach Bild 8 zwei Dioden BA 173

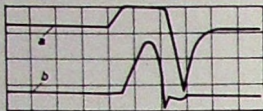


Bild 3. Oszillogramm bei der Schaltung nach Bild 8. Kurve a: Verlauf der Mittelpunktspannung; Kurve b: Stromverlauf in der Diode BA 173 ($t_{rr} = 190$ ns); Maßstab: 10 V/Skll., 20 mA/Skll., 1 μ s/Skll.

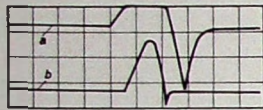


Bild 4. Oszillogramm bei der Schaltung nach Bild 8. Kurve a: Verlauf der Mittelpunktspannung; Kurve b: Stromverlauf in der Diode BA 173 ($t_{rr} = 420$ ns); Maßstab: 10 V/Skll., 20 mA/Skll., 1 μ s/Skll.

mit sehr unterschiedlicher Sperrverzögerungszeit ($t_{rr} = 190$ ns und 420 ns) einsetzt. Die beiden Bilder unterscheiden sich lediglich im Stromverlauf in den Dioden während der Sperrphase. Am Stromverlauf in den Dioden während der Flußphase ändert sich selbst nichts, da dieser durch die Tastspannung und den Innenwiderstand der Klemmschaltung vorgegeben ist. Im Bild 3 ist der Stromverlauf in der Diode mit längerer Sperrverzögerungszeit ($t_{rr} = 420$ ns) dargestellt. Im Vergleich dazu zeigt Bild 4 den Stromverlauf der Diode mit der kürzeren Sperrverzögerungszeit ($t_{rr} = 190$ ns). Man erkennt deutlich im Bild 3 den andersgearteten Verlauf des Rückstromes beziehungsweise das verspätete Einsetzen des Sperrvermögens dieser Diode.

Der Einfluß der Dioden auf die Brückenschaltung wird also durch ihr Impulsverhalten bestimmt, das unmittelbar durch die Schaltzeit der Diode beschrieben werden kann. Das Messen der Schaltzeit ist aber verhältnismäßig aufwendig und umständlich. Untersuchungen ergaben, daß die Schaltzeit gut mit dem Richtwirkungsgrad unter bestimmten Nebenbedingungen in wechselseitiger Beziehung steht, wie dies

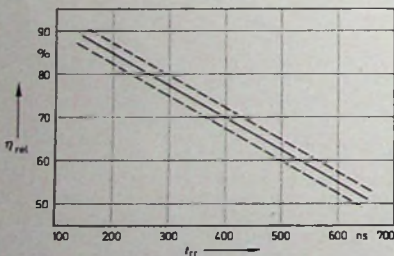


Bild 5. Korrelation zwischen relativem Richtwirkungsgrad η_{rel} und Rückwärtserholzeit t_{rr} (t_{rr} ergibt sich beim Umschalten von $I_F = 10$ mA auf $I_R = 10$ mA, $R_L = 100$ Ohm; gemessen bei $I_R = 1$ mA und $\theta_{UJ} = 25^\circ$ C)

aus Bild 5 deutlich zu entnehmen ist. Mit diesem einfachen Richtwirkungsgrad-Meßverfahren kann der Anwender wirtschaftlich auf indirekte Weise die Schaltzeit kontrollieren.

Bild 6 zeigt die Meßschaltung für den relativen Richtwirkungsgrad η_{rel} . Zum Bestim-

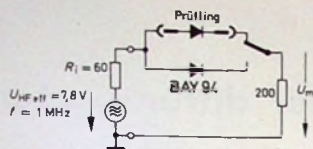


Bild 6. Meßschaltung zum Bestimmen des relativen Richtwirkungsgrades η_{rel}

men desselben stellt man zunächst für die Vergleichsdiode BAY 94 (Sperrverzögerungszeit $t_{rr} \leq 4$ ns bei $I_F = 10$ mA und $I_R = 10$ mA, $R = 100$ Ohm) am 1-MHz-Generator eine effektive Spannung von etwa 7,8 V (EMK) ein. Der Meßbereich des Anzeigeinstruments wird so gewählt, daß sich Vollausschlag ergibt. Diesem Vollausschlag entspricht der Bezugswert von $\eta_{rel} = 100$ %. Danach schaltet man auf die zu messende Diode um und liest unmittelbar am Anzeigeinstrument den gesuchten Meßwert ab.

Im Bild 7 sind für die Klemmdiode BA 173 Kurven dargestellt, die die Abhängigkeit der Fehlspannung ΔU (gemessen in der Funktionsschaltung nach Bild 8) vom relativen Richtwirkungsgrad der eingesetzten Dioden BA 173 zeigen. Aus den Kurven ist zu entnehmen, daß die Fehlspannung ΔU

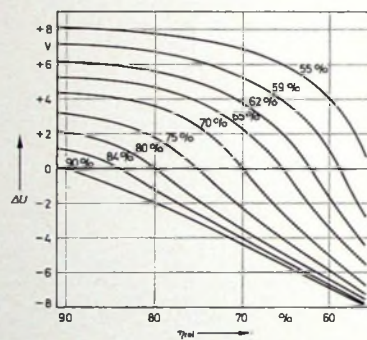


Bild 7. Abhängigkeit der Fehlspannung ΔU vom relativen Richtwirkungsgrad η_{rel}

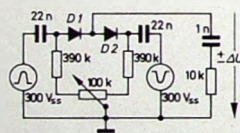


Bild 8. Funktionsschaltung zum Bestimmen der Fehlspannung ΔU

um so größer ist, je mehr der relative Richtwirkungsgrad der einzelnen Dioden voneinander abweicht. Schaltet man beispielsweise eine Diode mit einem relativen Richtwirkungsgrad von 70 % mit einer von 83 % zusammen, so resultiert daraus eine Fehlspannung $\Delta U = 4$ V. Die Polarität derselben hängt davon ab, in welchem Brückenweig die Diode mit dem kleineren Richtwirkungsgrad eingesetzt ist.

Im normalen Betriebsfall wird nicht auf das Potential Null (Massepotential) getastet, sondern auf eine Vorspannung, mit der das gewünschte Gitterpotential der Bildröhre eingestellt wird. Dabei ist zu berücksichtigen, daß sich die Fehlspannung ΔU der Brückenschaltung der Grundvorspannung überlagert und diese je nach Polarität der Fehlspannung verringert oder erhöht.

Der Temperatureinfluß auf die Fehlspannung ist gering, da sich der Temperatur-

einfluß auf die beiden Dioden auf Grund der Brückenschaltung etwa kompensiert. Voraussetzung hierfür sind gleiche thermische Verhältnisse für beide Dioden. Praktisch wird das annähernd dadurch erreicht, daß man beide Dioden unmittelbar nebeneinander montiert. In einem Temperaturbereich von 25° C bis 55° C ändert sich beispielsweise die Fehlspannung von 7 V, die durch zwei Dioden mit stark unterschiedlichem relativen Richtwirkungsgrad hervorgerufen worden ist, um weniger als 1 V. Bei Dioden mit etwa gleichem relativen Richtwirkungsgrad hingegen war die Änderung der Fehlspannung mit der Temperatur wesentlich geringer.

4. Allgemeine Dimensionierungshinweise [1]

Ändert sich das Klemmpotential infolge eines Störsignals sprunghaft, dann hängt es nur von der Umladezeitkonstante τ_U der Klemmschaltung ab, nach wieviel Bildzeilen sich das ursprüngliche Potential wieder einstellt. Diese Umladezeitkonstante (s. Bild 1) ergibt sich aus der Beziehung

$$\tau_U = C_k \left(R_1 + \frac{R_D + R_{in}}{2} \right)$$

(C_k Kopplungskondensator, R_1 Innenwiderstand der Video-Endstufe, R_D Durchlaßwiderstand der Klemmdiode, R_{in} Innenwiderstand des Tastimpulsgenerators).

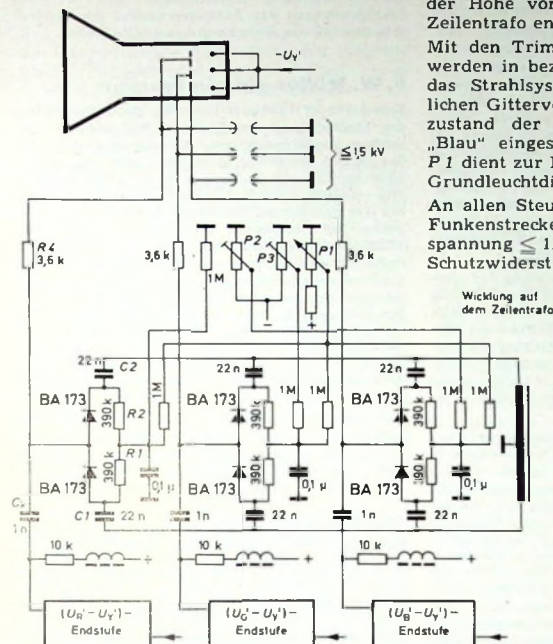
In der Praxis sind die Widerstände R_1 , R_D und R_{in} zumeist vorgegeben, so daß lediglich mit der Größe der Kopplungskapazität die Umladezeitkonstante beeinflußt werden kann. Je kleiner also die Kapazität des Kopplungskondensators gewählt wird, um so kleiner ist auch die Umladezeitkonstante. Für die Dimensionierung von C_k ist jedoch eine untere Grenze gesetzt. Es soll kein nennenswerter Abfall der Signalspannung infolge kapazitiver Spannungsteilung mit der Kapazität C_k auftreten (C_k setzt sich aus der Bildröhren-, der Dioden- und der Schaltkapazität zusammen und ist insgesamt etwa 30 pF). Das ist besonders bei mit Transistoren bestückten Video-Endstufen wichtig. Dieser Signalspannungsabfall muß nämlich von der Endstufe zusätzlich aufgebracht werden, das heißt, daß einerseits die minimale Spannungsfestigkeit des Endstufentransistors höher sein muß und andererseits eine größere Verlustwärme entsteht und abgeführt werden muß. Gegebenenfalls ist auch der Einfluß des Widerstandes R_A (R_A berücksichtigt den Eingangswiderstand der Bildröhre, den differentiellen Widerstand der beiden Klemmdioden und einen eventuell vorhandenen Gitterableitwiderstand) auf die untere Grenzfrequenz des zu übertragenden Videofrequenzbandes zu berücksichtigen.

Ein Kopplungskondensator von $C_k = 1$ nF stellt einen günstigen Kompromiß zwischen den teilweise einander entgegengesetzten Forderungen an den Kopplungskondensator dar.

Damit die Umladung des Kopplungskondensators, wie bereits erwähnt, an den Punkten C und D keinen wesentlichen Potentialunterschied verursacht, muß C_1 (beziehungsweise C_2) $\geq 10 \cdot C_k$ sein. Die Spannung des Tastimpulses muß größer als die maximalen Spannungsspitzen des Videosignals sein ($U_{II} \geq 1,3 \cdot U_{\text{Video-max}}$), um zu verhindern, daß die Klemmdioden durch diese Spannungsspitzen in Durchlaßrichtung geschaltet werden.

Mit den Widerständen R_1 und R_2 wird in Verbindung mit den Kondensatoren C_1

und C2 wie bei der Spitzengleichrichtung der Stromflußwinkel der Klemmdioden und damit die Tastdauer bestimmt. Dabei wird mit zunehmendem Wert der Widerstände die Tastdauer verringert.



5. Ausgeführte Schaltung

Bild 9 zeigt die gesamte Schaltung. Die Bildröhre wird an den drei Steuergittern mit den drei Farbdifferenzsignalen und an den drei parallel geschalteten Katoden mit dem gemeinsamen Leuchtdichtesignal angesteuert.

In jedem Farbdifferenzsignalkanal fügt eine Zweidiodenklemmschaltung dem Wechselspannungssignal die entsprechende Gleichspannungskomponente hinzu. Die für die Klemmschaltungen benötigten symmetrischen und gegenphasigen Tastimpulse in der Höhe von etwa 300 V_{SS} werden dem Zeilentrafo entnommen.

Mit den Trimmwiderständen P2 und P3 werden in bezug auf die Vorspannung für das Strahlensystem „Rot“ die unterschiedlichen Gittervorspannungen für den Sperrzustand der Strahlensysteme „Grün“ und „Blau“ eingestellt. Der Trimmwiderstand P1 dient zur Einstellung der gemeinsamen Grundleuchtdichte.

An allen Steuergittern der Bildröhre sind Funkenstrecken angeschlossen (Überschlagsspannung $\leq 1,5$ kV), die zusammen mit den Schutzwiderständen (R4) die Klemmdioden

Bild 9. Klemmschaltung eines Farbdifferenzsignalverstärkers

BA 173 bei Hochspannungsüberschlägen in der Bildröhre weitgehend vor der Zerstörung schützen.

Schrifttum

[1] ● Schröter, F.: Fernsichttechnik Bd. II, S. 32-34. Berlin/Göttingen/Helidelberg 1963, Springer

zigen Löcher in der Maske und erregen Phosphorpunkte auf der Frontplatte der Röhre. Je präziser daher die Ausrichtung, desto besser das Bild.

„Trinitron“, eine neue Farbfernseh-Bildröhre von Sony

Die Sony Corporation, Tokio, berichtete von der Erfindung einer völlig neuen, einfacheren und doppelt so hellen Farbfernseh-Bildröhre, als sie die Lochmasken-Bildröhre darstellt.

Auch diese neue „Trinitron“-Bildröhre erzeugt gleichzeitig drei Elektronenstrahlen, im Gegensatz zur Lochmasken-Bildröhre jedoch mit einem einzigen Elektroden-system, das weniger Platz in der Röhre beansprucht als drei Einzelsysteme. Die drei Elektronenstrahlen sind waagrecht nebeneinander angeordnet (Bild 1) und

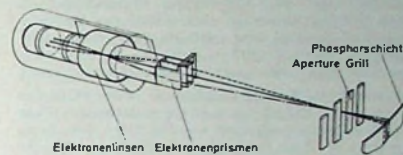


Bild 1. Prinzip der „Trinitron“-Bildröhre

werden durch ein einziges großes Elektronenlinsenpaar gemeinsam fokussiert; dadurch ergibt sich ein Gewinn an Helligkeit und Schärfe. Nach Sony-Angaben ist die Konvergenzeinstellung wesentlich einfacher als bei dem bisher üblichen Dreistrahlensystem. Die nebeneinander liegenden drei Strahlen können zur statischen Konvergenzeinstellung mit Hilfe eines elektrostatischen Elektronenprismenpaares durch einfache Änderung der an den rechten und linken Ablenkplatten angreifenden Spannungen in einem bestimmten Punkt (beispielsweise dem Loch einer Lochmaske) zur Deckung gebracht werden. Mittels eines neuentwickelten Ablenkjoches ist dann nur noch eine sehr geringe Nachstellung für die dynamische Konvergenz notwendig. Für die gesamte Konvergenzeinstellung genügen ein oder zwei Knöpfe. Zusätzlich wurde von Sony gemeinsam mit der Dainippon Screen Co. ein neuer Farbwahlmechanismus an Stelle der Lochmaske entwickelt, der leichter herstellbare sogenannte „Aperture Grill“. Die Abdeckmaske besteht hierbei aus einer Metallfolie, die in einem speziellen Fabrikationsprozeß in vertikale Streifen geteilt wird. Die Elektronenausbeute (Durchlässigkeit) soll dadurch um etwa 30% besser sein. Gegen erdmagnetische Einflüsse ist der „Aperture Grill“ weniger empfindlich und soll nach Sony-Aussagen auch weniger zur möglichen Moiré-Bildung neigen.

Zusammenfassend zählt Sony folgende Vorzüge des „Trinitron“-Systems auf:

1. hellere und schärfere Bilder mit ausgezeichnetem Kontrast (doppelt so hell wie die Lochmasken-Farbbildröhren);
2. einfacherer Aufbau der Bildröhre;
3. weniger Bauelemente und geringerer Schaltungsaufwand in den Farbempfängern;
4. höhere Lebensdauer;
5. einfachere Justierung;
6. geringere Leistungsaufnahme, so daß sich die mit dieser Röhre bestückten Farbfernsempfänger leichter mit Transistoren bestücken lassen.

Neue Farbfernseh-Bildröhren

Neue Farbfernseh-Bildröhre von Sylvania

Die amerikanische Firma Sylvania Electric teilte mit, daß sie nunmehr in der Lage ist, eine neue Lochmasken-Bildröhre herzustellen, die zwischen 23% und 69% heller ist als jede andere bisher auf dem Markt erhältliche Farbfernseh-Bildröhre.

Gleichzeitig mit dieser Ankündigung sagte H. P. Bryers, der Vizepräsident der Europaabteilung von Sylvania, Genf, die Auslieferung der neuen Röhren werde sofort von den Fabrikationsstätten in den USA und Kanada aufgenommen. In einigen Wochen könne man sie dann auch bei der neuen Fernseh-Bildröhrenfabrik von Sylvania in Belgien bestellen, die mit einem Aufwand von mehreren Millionen Dollar errichtet wird und sich rasch ihrer Vollendung nähert.

In den Sylvania-Angaben heißt es unter anderem:

Neben der erhöhten Helligkeit erzeugt die neue Röhre die bisher besten Farbwerte und bietet einen besseren Kontrast.

Der hohe Helligkeitspegel wurde im Rahmen einer Reihe wissenschaftlich koordinierter Entwicklungsarbeiten an den wich-

tigsten Bestandteilen der Röhre erreicht; dazu gehörten verbesserter Phosphor, eine neue Elektronenkanone, eine neue Maske mit Temperatenausgleich sowie ein weiterentwickeltes Verfahren zum Aufstäuben des Phosphors.

Dank eines patentierten Trockenstäubeverfahrens können größere Phosphorkristalle auf die Frontplatte der Röhre aufgebracht werden als bisher mit irgendeiner anderen Methode. Die größeren Kristalle ergeben eine höhere Helligkeit. Das ausschließlich von Sylvania angewendete Trockenauftragsverfahren ermöglicht gegenüber anderen Verfahren eine Phosphorschicht mit gleichbleibenderer Dicke und gewährleistet eine gleichmäßigere Lichtausbeute.

Die neue Elektronenkanone bietet eine bessere Auflösung, eine größere Bildschärfe sowie mehr Details im Bereich der hellsten Bildpunkte. Außerdem wird das Farbenfransen verringert, das durch Elektronenstrahlen unregelmäßiger Form entsteht.

Bei der Herstellung wird der Einsatz der Elektronenkanone in die neue Röhre mikroskopisch genau gesteuert. Das Ergebnis ist eine sehr präzise Ausrichtung der Kanone auf Maske und Phosphor.

Zur Erzeugung eines Farbbildes gehen die Elektronen von der Kanone durch die win-



**Konsul Dr. h. c.
Max Grundig
60 Jahre**

Max Grundig wurde am 7. Mai 1908 in Nürnberg geboren. Nach dem frühen Tode seines Vaters, der bei einer Nürnberger Firma als Lagerverwalter angestellt war, fiel ihm die Aufgabe zu, seine Mutter und seine drei jüngeren Schwestern wirtschaftlich zu unterstützen. Bei der Nürnberger Installationsfirma A. & J. Hilperl erhielt er eine dreijährige kaufmännische Ausbildung und eröffnete bald nach erfolgreichem Abschluß 1927 in Fürth ein Einzelhandelsgeschäft mit Rundfunkgeräten, das nach heute besteht.

Während des Krieges errichtete er in der Nähe von Fürth einen Betrieb, in dem elektrotechnische Teile für Funkgeräte hergestellt wurden. Nach dem Krieg verlegte er seine Fertigung nach Fürth und begann zunächst mit der Produktion von Meß- und Prüfergeräten für Rundfunkempfänger. 1946 brachte er den Rundfunkbaukasten „Heinzelmännchen“ auf den Markt und wurde durch dieses ohne Bezugsschein erhältliche Gerät mit einem Schlag in der Branche bekannt. 1947 begann er mit dem Bau einer eigenen Fabrikanlage an der Kurgartenstraße in Fürth, dem heutigen Stammwerk und Sitz der Konzernverwaltung.

Der Beginn der freien Marktwirtschaft im Jahre 1948 erlaubte Max Grundig, sein junges Unternehmen von nun an Zug um Zug zu einer Weltfirma auszubauen. Der erste Nachkriegssuper „Weltklang“ kam auf den Markt; ein Jahr später begann die Kofferempfängerfertigung. 1950 brachte er als erster Hersteller große Stückzahlen von Rundfunkgeräten mit UKW-Bereich heraus. 1951 erwarb Max Grundig die Nürnberger Lumophonwerke mit drei Betrieben. Die ersten preiswerten Tonbandgeräte für den Heimgebrauch wurden entwickelt und gefertigt. 1952 lief die Produktion von Fernsehgeräten an. In diesem Jahr wurde die erste Million der bisher gefertigten Grundig-Geräte erreicht. Seit 1953 wird das „Fernauge“ hergestellt, seit 1954 das Diktiergerät „Stenorette“. Im folgenden Jahr kletterte die Jahresproduktion auf über eine Million Geräte. 1956 kaufte Max Grundig einen Holzverarbeitungsbetrieb in Augsburg und ein weiteres Rundfunkgerätewerk in Dachau. Die Aktienmehrheit der Triumph-Werke Nürnberg AG und der Adlerwerke, vorm. Heinrich Kleyer AG, Frankfurt/Main, die zu den bedeutendsten Werken der Büromaschinenindustrie in der Bundesrepublik Deutschland zählen, erwarb er 1957. Bis zum Jahre 1958, in dem das Tonbandgerätewerk in Bayreuth vollständig wurde, war das Gesamtunternehmen auf sieben Werke und zwei Tochtergesellschaften angewachsen. Ein weiteres Werk in Nürnberg entwickelte sich zur größten europäischen Produktionsstätte von Kunststoffteilen für die Elektroindustrie. Es deckt ausschließlich den Eigenbedarf der Grundig-Gruppe.

1959 gründete Max Grundig Tochtergesellschaften in den USA für den Vertrieb von Rundfunk- und Tonbandgeräten sowie von Schreibmaschinen und konnte in großem Umfang in den US-Konsumgütermarkt eindringen. 1960 errichtete er eine selbständige Tonbandgeräteleiter in Dunmurry (Nordirland), die den EFTA-Markt und die USA mit Tonband- und Diktiergeräten beliefert. 1961 entstand in Fürth das Werk 10, in dem elektronische Investitionsgüter produziert werden. 1962 begann in Nürnberg der Bau eines Werkes für Hi-Fi-Stereo-Tonbandgeräte der Spitzenklasse sowie für die „Stenorette“.

1963 kam das vierzehnmillionste Gerät aus der Fertigung. 1964 übernahm Max Grundig die Tonfunk-Werke GmbH, Karlsruhe, und gründete die Svenska Grundig AB; ein Jahr später errichtete er in Landau/Isar ein Werk für Musikschränke, von dessen Produktion mehr als die Hälfte in den Export fließt. Sein zweites Werk außerhalb der Bundesrepublik Deutschland, das sich in Braga (Portugal) befindet, weihte Max Grundig 1966 ein. Es produziert Rundfunk- und Fern-

sehgeräte hauptsächlich für EFTA-Länder und Überseemärkte. 1967 wurde das Werk in Miesau (Platz) fertiggestellt, das Bauteile für Fernsehgeräte herstellt. In die gleichen Jahre fallen die Gründungen der Vertriebsgesellschaften Grundig Italiana, Grundig France, Grundig Bureau-Equipement und Grundig Business Machines (Australien) Pty. Ltd. Außerdem schloß Grundig 1967 mit Polen ein Lizenzabkommen für den Nachbau von Tonbandgeräten in den Warschauer Kasprzak-Werken.

Heute besteht die Grundig-Gruppe aus zwei bedeutenden Komplexen. Der Bereich Rundfunk-Fernsehen-Tonband-Electronic stützt sich auf 14 Hauptwerke (davon zwei im Ausland) mit drei weiteren Zweigwerken, auf sieben Niederlassungen im Inland mit 22 Filialen und auf sechs Auslandsniederlassungen mit 27 Filialen. Ferner zählen dazu sieben Werksvertretungen im Inland und 157 im Ausland. Der Bereich Büromaschinenfertigung verfügt über zwei Hauptwerke mit fünf Zweigwerken, drei Niederlassungen im Inland und drei im Ausland sowie über 98 Werksvertretungen im Inland und 158 im Ausland.

Den finanziellen Rückhalt zur Entwicklung der weltweiten wirtschaftlichen Aktivität von Max Grundig verschafft ihm die Grundig-Bank. Die Grundig-Gruppe beschäftigt derzeit insgesamt 27000 Personen. Bis Ende März hatte der Bereich der elektronischen Konsumgüter über 22 Millionen Geräte hergestellt, während es der Büromaschinenbereich seit Übernahme der Aktienmajorität auf vier Millionen Maschinen gebracht hat.

1959 wurde Max Grundig zum Wahlkonsul der Vereinigten Staaten von Mexiko für den Konsulatsbezirk Nordbayern berufen. 1963 erhielt er den Ehrenbürgerbrief der Stadt Fürth. 1967 ernannte ihn die Wirtschafts- und Sozialwissenschaftliche Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg zum Ehrendoktor. Er ist Vizepräsident der Industrie- und Handelskammer für Mittelfranken in Nürnberg, Mitglied des Kuratoriums der Krupp von Bohlen und Halbach-Stiftung, Aufsichtsratsmitglied der Fried. Krupp Hüttenwerke AG, Rheinfelden, und der Fried. Krupp GmbH, Essen, Mitglied zahlreicher kultureller und sozialer Organisationen sowie Träger verschiedener hoher Auszeichnungen des In- und Auslandes. Nicht zuletzt ist er auch in zahlreichen Fällen als Stifter bedeutender Mittel für karitative, wissenschaftliche und gemeinnützige Zwecke hervorgetreten.

G. A. Kugler 60 Jahre

Am 21. März 1968 wurde Direktor Dipl.-Ing. Gustav Adolf Kugler 60 Jahre. Der gebürtige Frankfurter begann 1932 als Diplomingenieur im AEG-Forschungsinstitut Berlin seine Tätigkeit als Praktikant und wurde nach einem Jahr zur Entwicklungsabteilung der AEG-Fabrikleitung in Berlin versetzt. 1938 übernahm er nach der Gründung der AEG-Röhrenfabrik in Berlin-Oberschöneweide die Vertriebsleitung. Mit seiner Ernennung zum Direktor im Jahre 1944 war er damals einer der jüngsten AEG-Direktoren. Im Dezember 1945 wurde Direktor Kugler mit der Planung einer neuen Röhren- und Gleichrichterfabrik beauftragt. In Belecke/Möhne entstand aus kleinsten Anfängen eine der modernsten Fabriken von AEG-Telefunken, die seit vielen Jahren zu den größten Halbleiterfabriken des Kontinents gehört. An dieser Entwicklung hat Direktor Kugler einen hervorragenden Anteil.

Im Zuge des Ausbaues war Kugler in Belecke zunächst als Vertriebschef tätig. Im Jahre 1964 übernahm er als Fachgebietsleiter die Gesamtleitung des Werkes, das im letzten Jahr durch den Bau eines modernen Fabrikgebäudes für die erweiterte Produktion von Silizium-Leistungselementen und Thyristoren erneut vergrößert wurde.

F. Leinitz trat in den Ruhestand

Am 29.3.1968 beendete Oberingenieur Fritz Leinitz bei den Pöh — Elektrofeinmechanischen Werken, Bad Neustadt/Saale, seine berufliche Laufbahn. Von 1926 bis 1938 war er tätig bei der Körting-Radio — Dr. Dietz & Ritter GmbH, Leipzig, und zwar sieben Jahre als Entwicklungsingenieur für Netzanschlußgeräte, Kraftverstärker und Empfänger im Labor und fünf Jahre als Leiter der Empfänger-Prüfstände.

Im April 1938 ging er zu Pöh als Bauelemente-Entwicklungsingenieur für die Funkindustrie und arbeitete dort von 1941 bis 1950 daneben noch als Patentingenieur. 1950 erfolgte seine Ernennung zum Oberingenieur und zum Leiter der Entwicklungsgruppe I —

Schichtdrehwiderstände, Drahtdrehwiderstände, Stufenschalter, Steckverbinder, Röhren- und Transistorfassungen.

Auch in übergeordneten Gremien waren sein Rat und seine Erfahrung sehr geschätzt. So war er unter anderem Mitarbeiter in fünf Normenausschüssen des Fachnormenausschusses Elektrotechnik und in sechs Fachabteilungen des Zentralverbandes der Elektroindustrie seit der Gründung dieser Institutionen.

F. W. Müller ging in Pension

Friedrich Wilhelm Müller, bis Mai 1966 Direktor der Ela-Abteilung der Deutschen Philips GmbH und seitdem Sonderbeauftragter für den internationalen Ela-Bereich bei Philips, ging am 1. Mai aus gesundheitlichen Gründen in Pension. Er wird dem Konzern aber weiterhin als Fachberater verbunden bleiben. Mit ihm beendet ein Pionier der Elektroakustik seine aktive und erfolgreiche Berufslaufbahn. Weil über 15000 Ela-Anlagen wurden im Laufe seiner 33jährigen Philips-Tätigkeit gebaut, darunter so bedeutende wie die für die eucharistischen Kongresse in München und Bombay, das damalige Nalo-Hauptquartier in Paris, die Staatsoper in Istanbul und die Hohe Behörde in Luxemburg. Die ersten Farblinsenherstellungen in der Medizin (Frankfurt und Gießen), einige hundert Filmtheater mit den ersten 3-D-Cinemascope- und Todd-AO-Einrichtungen entstanden während seiner Dienstzeit.

Ein weiterfahrender Mann — fast alle europäischen Länder, der Nahe und Mittlere Osten, die USA und Indien, waren seine Arbeitsgebiete — wird nun sein Wissen der jüngeren Generation vermitteln.

Stärkere Straffung ins Europa-Management der Motorola

George M. Scalise, früherer Leiter des gesamten Bereiches Produktion (Manager of Manufacturing support operations) der Motorola Semiconductor Products Division in Phoenix (USA), wurde zum General-Manager der europäischen Motorola-Niederlassungen ernannt. In dieser Eigenschaft wird er für die Produktions- und Marketing-Bemühungen des Unternehmens (zweitgrößter Halbleiter-Produzent der Welt) in Europa verantwortlich zeichnen. Sitz der Hauptverwaltung ist Genf, wo sich bereits das europäische Kundendienstzentrum mit neuen anwendungstechnischen Laboratorien und zentralem Lager befindet.

Gleichzeitig wird G. M. Scalise die Verantwortung für die ersten europäischen Halbleiter-Produktionsanlagen der Motorola in Toulouse übertragen, die — errichtet auf fast 6000 m² (s. a. S. 378) — im Mai dieses Jahres in Betrieb genommen werden. Ihm unterstehen H. E. J. Finke, Marketing-Manager für Europa, und Dr. Etienne Cassignol, Generaldirektor des französischen Fertigungsbetriebes.

Seit dem Jahre 1962 hatte George M. Scalise mehrere Führungspositionen im amerikanischen Produktionsmanagement der Motorola inne. Er war Production Manager (1962–63), Product Manager (1963–64) und Manufacturing Manager (1965–66), jeweils für den Bereich der integrierten Schaltkreise. 1967 wurde er Leiter der „Manufacturing support operations“.

H. E. J. Finke, seit 1964 Direktor des International Operations Department der Motorola Semiconductor Products Division in Phoenix (USA), wurde zum Vizepräsidenten und Marketing-Direktor Europa ernannt. In dieser Eigenschaft wird er für die gesamten europäischen Marketing-Bemühungen der Motorola auf dem Halbleiter-Sektor verantwortlich zeichnen. Er versteht direkt dem europäischen General-Manager George M. Scalise.

Damit unternahm Motorola einen neuen Schritt zur Straffung ihres europäischen Managements mit dem Ziel, sich noch stärker auf dem elektronischen Markt in Europa zu engagieren, dem sie für die Zukunft außerordentliche Bedeutung beimißt.

O. Dobson Verkaufsleiter Europa der Dow Corning

O. Dobson wurde von der Dow Corning International Ltd. als Verkaufsleiter für elektronische Produkte in Europa bestellt. In diese Gruppe fallen Silicone, superreine und Halbleiter-Werkstoffe.

Der Verantwortungsbereich von Mr. Dobson umfaßt die Absatzschritte, den anwendungstechnischen Service und die Schulung mit diesen Werkstoffen.

IV. Internationale Ela-Ausstellung Paris 1968

Zur selben Zeit und am gleichen Ort wie die internationale Ausstellung für elektronische Bauelemente fand in Paris vom 1. bis 6. April die internationale Ela-Ausstellung statt. Hierbei handelt es sich, wie der Name bereits andeutet, um den gesamten Ela-Bereich und nicht nur um Wiedergabegeräte für den Heimgebrauch. Trotzdem waren diese Geräte stark vertreten und stellten mehr als die Hälfte der Ausstellungsstücke dar. Das ist auch verständlich, denn kommerzielle Geräte und Ausrüstungen werden niemals in so großen Stückzahlen gefertigt, und die Anzahl der Hersteller ist daher auch gering. Da diese Ausstellung im internationalen Rahmen stattfindet, gibt sie Gelegenheit, einen recht guten Überblick über den derzeitigen Stand der Ela-Technik zu bekommen. Es muß aber darauf hingewiesen werden, daß diese Schau keinen Neuheitstermin darstellt. Bei den ausgestellten Geräten handelt es sich also kaum um sensationelle Neuerungen, sondern um Geräte, die zur Zeit gefertigt werden und daher auch dem einen oder anderen Leser bereits bekannt sein können.

Wenn man vom kommerziellen Sektor absieht, so hatte man nach dem Besuch der Ausstellung folgende allgemeine Eindrücke, die die gegenwärtige Tendenz widerspiegeln: Bei den Verstärkern geht man zu immer größeren Leistungen über. Leistungen von 40 bis 60 W gehören hier zur Normalausstattung. Solche und noch höhere Leistungen haben vor allem Geräte aus den USA, teilweise aber auch aus Deutschland. Der Grund hierfür dürfte darin liegen, daß in den USA entsprechende Leistungstransistoren leichter verfügbar sind als in Europa.

Da Transistoren jetzt allgemein verwendet werden, muten die auch noch gezeigten Geräte mit Röhren und großen Transformatoren bereits altertümlich an (diese stammen vor allem aus den USA, und man hat den Eindruck, daß es sich hierbei um noch vorhandene Restbestände handelt). Es ist jedoch erstaunlich, daß die linearen integrierten Schaltungen, die besonders in Vorverstärkern wertvolle Dienste leisten könnten und auch preislich heute bereits recht günstig liegen, noch nicht den Gefallen der Hersteller gefunden zu haben scheinen. Danach befragt, wurde an verschiedenen Stellen geantwortet, daß man heute mit integrierten Schaltungen noch einige Kinderkrankheiten zu befürchten habe und daß vor allem das Grundrauschen und eine gewisse Schwingneigung vielfach noch vorhanden seien. Nun, dies dürfte nicht immer und überall der Fall sein, aber man kann es den Herstellern nicht verdenken, wenn sie sichergehen wollen.

Wenn es sich um reine Ela-Verstärker handelt, dann findet man natürlich für sehr große Leistungen (über 100 W) immer noch vorzugsweise Röhren, da man mit diesen doch zu einem einfacheren Aufbau kommt, wenn auch zusätzliche Bauelemente gebraucht werden (Ausgangsübertrager). Dagegen benötigt man keine Kühlbleche, die bei solchen Leistungen oftmals den Vorteil des Transistors (kleine Abmessungen) wieder zunichte machen.

Bemerkenswert ist hier der große transistorbestückte Ela-Verstärker von Klein & Hummel, der 120 W Sinusleistung abgibt und berechtigtes Interesse erregte. Er steht wohl ziemlich einzig in der europäischen Produktion da. Mit einem 240-W-Röhrenverstärker von Dupont war wohl der Rekord der Ausstellung erreicht. Solche Verstärker werden besonders in Beschallungsanlagen für im Freien arbeitende Anlagen im Stil des in Frankreich so verbreiteten „Son et Lumière“ (Ton und Licht) gebraucht.

Bei den kommerziellen Anlagen und Ausrüstungen steht ein relativ breites Angebot an Mischpulten, Regieanlagen und entsprechendem Zubehör zur Verfügung. Daneben werden aber immer mehr tragbare oder doch wenigstens transportable Geräte angeboten, wie sie für Funk- und Fernsehübertragungen in immer stärkerem Maße benötigt werden.

Es ist klar, daß sich auch die Lautsprecherfabrikanten an die im Verstärkerbau vorherrschenden Tendenzen angleichen müssen und daher Lautsprecher mit immer größeren Leistungen bei guten elektrischen Daten herausbringen. Bei Ela-Lautsprechern, bei denen im allgemeinen die Abmessungen keine allzu große Rolle spielen, ist dies kein besonderes Problem. Sehr viel schwieriger ist es jedoch, wenn die Lautsprecher in kleineren Räumen, zum Beispiel in Hi-Fi-Anlagen, verwendet werden sollen. Um hier mit wenig Platz auszukommen, haben die Briten immer noch ihre Patentlösung: den Koaxiallautsprecher, der in verschiedenen Varianten mit neuen Verfahren vertreten ist. Daneben kann man versuchen, wenigstens die Tiefenabmessungen eines Systems zu verkleinern, was dann zu Ausführungen führt, wie sie die Japaner vorstellten.

Vom Lautsprecher zum Kopfhörer ist es nur ein Schritt, und man mußte erstaunt feststellen, daß in diesem Jahr eine ganze Anzahl Firmen Kopfhörer vorstellten. Hier eine Auswahl zu treffen, dürfte sehr schwierig sein, da fast alle angebotenen Typen gut bis hervorragend waren. Hier sind oft die mechanischen Eigenschaften wichtiger als die elektrischen, denn ein Hörer muß getragen werden und soll nicht ermüden. Außerdem konnte der Berichterstatter feststellen, daß oft ein und derselbe Hörer durch Verwendung verschiedener Ohrmuscheln mehrere vollkommen verschiedene Wiedergabeeigenschaften erhielt. Auf diesem Gebiet ist daher der persönliche, besonders leicht durchzuführende Versuch jedem Vergleich elektrischer Daten vorzuziehen.

Daß es auf dem Gebiet der Mikrofone sensationelle Neuheiten gab, kann man nicht behaupten. Wohl aber ist festzustellen, daß immer mehr Hersteller hochwertige Typen vorstellten. Auch sogenannte drahtlose Mikrofone, also in der Art des „Microport“, gibt es bereits bei mehreren Herstellern. Da nun bereits ein gewisser internationaler Qualitätsstandard der Mikrofone erreicht ist, wenden sich viele Hersteller Problemen zu, die mehr im Zusammenhang mit den Betriebsbedingungen stehen. Als Beispiel seien hier die Shure-

„Unisphere“-Mikrofone genannt, die besonders hinsichtlich des Atemgeräusches und des Windschalls entwickelt wurden.

Wenn auch Tauchspulen- und Bändchenmikrofone weit in den Amateurbereich vorgedrungen sind, so bleiben die Kondensatortypen doch weitgehend für den Studiobetrieb reserviert. Hier sind einige neue Entwicklungen, unter anderem bei Sennheiser und Schoeps, bemerkenswert, die gewissen Wünschen (besonders der „perchmen“ beim Fernsehen bezüglich des Gewichts des Mikrofonansatzes an der Angel) entgegenkommen.

Ein Kuriosum waren die von japanischen Herstellern auf der Ela-Ausstellung gezeigten Bildbandgeräte, da diese ja eigentlich mit Ela-Technik nichts mehr zu tun haben. Man konnte aber feststellen, daß diese Geräte in Abmessungen und Preis heute bereits für einen großen Kreis interessant sind und mit 2,5 bis 3 MHz Bandbreite und einer Spieldauer je Band von durchschnittlich mehr als einer Stunde einen Stand erreicht haben, der es ermöglicht, mit vielen Chancen ins Geschäft einzusteigen.

Nach dem Erscheinen neuer Bandsorten mit besonders niedrigem Rauschen hatten die Bandhersteller nicht mehr viel Neues zu zeigen. Aber überall wurde die Lieferbarkeit des neuen Sechsfachbandes für die „C120“-Kassette betont. Ein solches Band mit einer Gesamtdicke von weniger als 10 µm kann wohl auch nur in Kassetten verwendet werden, denn auf freien Spulen dürfte die Gefahr des „Bandsalats“ recht groß sein.

Im folgenden sollen verschiedene Geräte und Anlagen eingehender behandelt werden, wobei aber darauf hingewiesen werden muß, daß es sich keinesfalls um eine vollständige Aufzählung handelt.

Mikrofone

Die italienische Firma RCF zeigte ein umfangreiches Programm an Tauchspulenmikrofonen für hohe Ansprüche, die preislich recht günstig liegen. Die meisten Typen haben zwei Ausgangsimpedanzen, die durch Umlöten im Stecker oder durch Verwendung zweier verschiedener Stecker gewählt werden können. Erwähnt sei das „MD 1612“ (200/30 000 Ohm) mit einer Empfindlichkeit von 0,18 mV/ubar bei 1000 Hz und einer fast flachen Frequenzkurve von 50 bis 15 000 Hz. Diesem Nierenmikrofon steht das Modell „MD 1708 A“ gegenüber, das noch etwas empfindlicher ist und dessen Durchlaßkurve bis 16 000 Hz reicht. Es wird aber nur für einen Abschlußwiderstand von 200 Ohm geliefert.

Die Firma Schalltechnik Dr. Karl Schoeps zeigte die Kondensatormikrofone der neuen Baureihe „CMT 40“. Das Modell „CMT 44“ wiegt nur 80 g und hat einen Frequenzbereich von 40 bis 16 000 Hz. Die Abschwächung des Schalls, der von hinten auf das Mikrofon trifft, liegt bei 25 dB. Die Richtwirkung ist praktisch unabhängig von der Frequenz. Schoeps verwendet bei der neuen Baureihe Mylarfolien zur Herstellung der Membrane, die künstlich gealtert werden und dadurch an Festigkeit und Widerstandsfähigkeit gewinnen, ohne die

elastischen Eigenschaften zu verlieren. Außerdem kann eine solche Membrane praktisch keine statischen Ladungen aufnehmen, die durch ein elektrisches Feld hervorgerufen werden. Daneben liefert dieselbe Firma umschaltbare Mikrofone, bei denen durch mechanische Umschaltung verschiedene Richtwirkungen möglich sind.

Eine Reihe von Mikrofonen für mittlere Ansprüche stellte erstmalig *Primo* (Japan) vor. Das Modell „UD 802“ (der Spitzentyp der Reihe) hat Nierencharakteristik und einen Übertragungsbereich von 100 bis 14 000 Hz.

Unter der Marke *Hungarovox* zeigte die ungarische Handelsvertretung eine Anzahl erstklassiger Mikrofone, von denen das „MD 21 N“ sowohl durch seine Daten (Frequenzbereich 80 bis 15 000 Hz, Empfindlichkeit 0,15 mV/ μ bar, Vor-Rück-Verhältnis 13 dB, 200/60 Ohm, Gewicht 150 g) als auch durch seine gefällige Form gefiel.

Endlich sei noch das neue Modell „79 A“ der französischen Firma *Melodium* erwähnt. Dieses Tauchspulenmikrofon mit Kugelcharakteristik (Übertragungsbereich 60 bis 16 000 Hz) kann als Hand-, Tisch- und Lavaliermikrofon verwendet werden. Es wird mit den Impedanzen 10, 200, 1500 und 8000 Ohm geliefert.

Tonabnehmer

Hier sei nur auf die weniger bekannten Produkte der englischen Firma *Goldring* hingewiesen, die sich seinerzeit auf dem Gebiet der magnetischen Mono-Tonabnehmersysteme einen recht guten Namen gemacht hatte. Mit dem neuen Magnetsystem „800 Free Field“ bringt diese Firma wieder ein sehr gutes System auf den Markt. Hierbei handelt es sich um ein mit Mu-Metall abgeschirmtes 15°-System zur Abtastung von Mono- und Stereo-Schallplatten. Die Free Field-Technik kennzeichnet einen Aufbau, bei dem ein Magnetrohrchen im Zentrum eines sogenannten freien Magnetfeldes, das mittels einer festen Quelle erzeugt wird, angeordnet ist. Nach Herstellerangaben erreicht man dadurch auch eine besonders gute und konstante Kanaltrennung. Die technischen Daten sind: Übertragungsbereich 20 bis 20 000 Hz, Empfindlichkeit 1 mV/cm s⁻¹, Kanaltrennung 25 dB bei 1 kHz (im gesamten Frequenzbereich > 15 dB), statische Nadelnachgiebigkeit 20 · 10⁻⁶ cm/dyn.

Verstärker

Revox zeigte den Hi-Fi-Verstärker „A 50“ mit 2 × 40 W Ausgangsleistung, der ausschließlich mit Silizium-Planar-Transistoren bestückt ist und in allen Daten der absoluten Spitzenklasse entspricht. Bei dem transistorbestückten Leistungsverstärker „35 D“ von *C M Laboratories*, der 2 × 35 W abgibt, ist bemerkenswert, daß er Leistungsspitzen bis zu 350 W verarbeiten kann. Sein Ausgang ist gegen Kurzschlüsse und Überlastungen geschützt.

Lautsprecher

Yamaha (Japan) brachte mit dem Baßlautsprecher „JA 6002“ eine echte Neuheit heraus. Hierbei handelt es sich um ein besonders flaches System (Tiefe 12 cm einschließlich Magnet) mit einer sehr großen Membrane (82 cm × 63 cm) aus steifem Kunststoff. Dieser Lautsprecher ist für maximale Leistungen von 100 W bestimmt. Die Eigenresonanz beträgt 55 Hz. Er arbeitet weniger nach dem Kolbenprinzip als vielmehr als schwingende Fläche und kann daher ohne weiteres in Boxen eingebaut

werden, die hinten offen sind. Dies wird sogar vom Hersteller empfohlen.



Neuer Flachlautsprecher für Tiefen (Yamaha)

Reliance (England) zeigte eine Reihe Speziallautsprecher. Zum Beispiel einen feuerechten Hornlautsprecher, der also auch bei in Flammen stehenden Gebäuden noch die Durchsage von Befehlen usw. erlaubt. Dieser Typ hat eine Impedanz von 15 Ohm und ist für eine Nennleistung von 10 W konstruiert. Bei demselben Hersteller sah man auch einen schlagwettergeschützten Grubenlautsprecher, bei dem das Exponentialhorn teleskopartig verschachtelt ist, wodurch sich eine sehr geringe Tiefe ergibt.

Die Lautsprecher von *Tannoy* (England) werden jetzt unter der Bezeichnung „Monitor Gold“ herausgebracht. Es sind Doppelmembranlautsprecher, die besonders im oberen Frequenzbereich erheblich verbessert werden konnten. Man erreichte zwischen 100 und 20 000 Hz eine recht ausgeglichene Frequenzkurve, die bei 40 Hz (Eigenresonanz) nur um 3 dB abfällt.

Plattenspieler

BSR brachte anlässlich der Ausstellung vier neue Plattenwechsler heraus. Das Modell „UA 75“ ist ein Hi-Fi-Wechsler mit Automatik und wahlweiser Handbedienung, der alle Eigenschaften hat, die man heute bei einem Hi-Fi-Gerät erwartet: Antiskating, Einstellung der Auflagekraft, Kurzschießer für die Stereo-Kanäle beim Wechselvorgang, schwerer Gußplattenteller, auswechselbare Plattenachsen für Einzelspiel und Wechslerbetrieb.

Garrard zeigte ebenfalls vier neue Modelle, und zwar vier Wechsler, die alle mit dem neuen „Synchro-Lab“-Motor ausgerüstet sind. Dieser Synchronmotor hat einen Rotor, der aus zwei Teilen besteht. Ein Teil dient nur zum Anlauf, während sich die zweite Wählung einschaltet, wenn die Synchrondrehzahl erreicht ist.

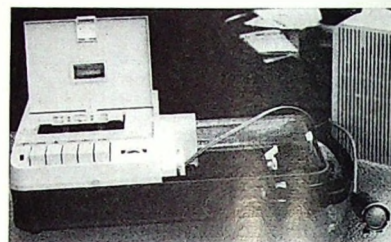
Tonbandgeräte

Die französische Firma *Teppaz* entwickelte ein Kassettentonbandgerät für Kompaktkassetten, das einen großen, abnehmbaren Lautsprecher hat. Daneben ist ausreichend Platz zur Unterbringung mehrerer Kassetten. Das Gerät arbeitet sowohl am Netz als auch mit Batterien, wird aber auch in einer Ausführung nur für Batteriebetrieb herausgebracht. Die gesamte Mechanik ist drucktastengesteuert. Es handelt sich also nicht um die einfache Übernahme des *Philips*-Chassis. Der Verstärker ist mit zehn

Transistoren und vier Dioden bestückt und gibt 1,5 W NF-Leistung ab.

Elektroimpex (Ungarn) zeigte das batteriebetriebene Reporterionbandgerät „R 5“, das mit Vollspur arbeitet. Ein Batteriesatz reicht für neun Stunden Dauerbetrieb. Ein eingebauter Dynamikkompressor verhindert Übersteuerungen.

Philips und *Radiola* stellten als Neuheit einen tragbaren Kassettenspieler für Kompaktkassetten vor. Man will mit diesem Gerät vor allem die Jugend ansprechen. Es scheint jedoch zweifelhaft, ob ein solches Gerät in einer Preislage geliefert werden kann, die es als Alternative zu einem Kassettenspieler interessant erscheinen läßt.



Kassettentonbandgerät von Teppaz



Hi-Fi-Stereo-Tonbandgerät von Viking (Minneapolis, USA)

Zum erstenmal in Frankreich zeigte *Telefunken* das Tonbandgerät „M 5 B“. Da es in Deutschland bereits vorgestellt wurde, kann hier auf eine nähere Beschreibung verzichtet werden.

Auch aus Übersee sah man eine Reihe von bisher noch weniger bekannten Tonbandgeräten. So wurde beispielsweise ein Hi-Fi-Stereo-Tonbandgerät „423“ (drei umschaltbare Bandgeschwindigkeiten) mit Aussteuerungsinstrumenten für beide Kanäle von der *Viking Tape Recorders Div.*, Minneapolis (USA) vorgestellt.

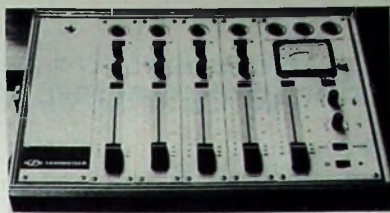
Studioeinrichtungen

Entsprechend dem naturgemäß begrenzten Kundenkreis, war das Angebot an kommerziellen Studioeinrichtungen natürlich gering. Daher sollen hier auch nur einige Geräte näher beschrieben werden, die neu oder verhältnismäßig neu sind.

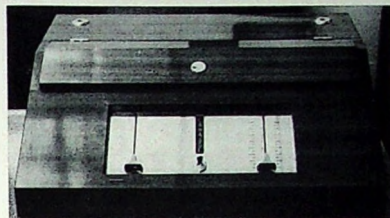
Eine wirkliche Neuheit sah man bei *Sennheiser Electronic*. Es handelt sich um das transportable Übertragungsmischpult „M 101“. Das Gerät wurde speziell für „Nagra“-Tonbandgeräte entwickelt, kann aber natürlich auch mit allen anderen professionellen Tonbandgeräten verwendet werden.

Es wiegt nur 6 kg und hat die Abmessungen 347 mm × 233 mm × 126 mm. Die Stromversorgung erfolgt durch zwei in Reihe geschaltete Energieblocks von je 9 V oder direkt aus dem „Nagra“-Gerät. Ein getrenntes Netzteil kann ebenfalls verwendet werden. Vier Mikrofoneingänge mit einer Empfindlichkeit von 0,1 mV stehen zur Verfügung. Es können sowohl Tauchspulen- und Kondensatormikrofone üblicher Ausführung als auch Transistor-Kondensatormikrofone mit Tonaderspeisung angeschlossen werden; die Speisung erfolgt dann aus dem Mischpult. Ein eingebauter 1-kHz-Generator gestattet das Einpegeln auf nachgeschaltete Geräte. Der Ausgangspegel beträgt +6 dB an 200 Ohm. Ein anderes tragbares Mischpult für „Nagra“-Geräte, das gleichzeitig für dieses Tonbandgerät einen Untersatz darstellt, wird von der schwedischen Firma Sela hergestellt. Auch hier sind vier Mikrofoneingänge vorhanden. Das Gerät ist mit 29 Transistoren bestückt und wiegt 6 kg.

Unter der Typenbezeichnung „SRT 060“ bringt *Hungarvox* (Ungarn) ein kleines Studiomischpult für 2 × 6 Eingänge heraus. Es ist vor allem für Übertragungswagen bestimmt und arbeitet mit 24 V Gleichspannung. Die Eingangsimpedanz beträgt 200 Ohm; die Eingänge können mit maximal 36 dB übersteuert werden. Der Übertragungsbereich ist 31,5 bis 16 000 Hz. Ein eingebauter Generator liefert die Frequenzen 63, 1000, 8000 und 12 500 Hz. Die Ausgangsspannung ist 1,55 V.



Tragbares Mischpult (Sennheiser Electronic) für „Nagra“-Tonbandgerät und andere Tonbandgeräte



Kleines Mischpult für das Heimstudio (Cabasse)

Die französische Firma Cabasse zeigte unter anderem ein kleines Mischpult (zwei mischbare Eingänge) für Heimstudios.

Das große Studiomischpult „UPS 104 P“ der Firma Lie-Belin hat 20 Eingänge, die auf zehn mischbare Kanäle geschaltet werden können, und vier unabhängig voneinander arbeitende Ausgänge. W. Schaff

die in der Vertikalen übereinander angeordneten Felder mit differenzierter Amplitude und Phase gespeist. Das daraus resultierende vertikale Strahlungsdiagramm hat asymmetrischen Charakter. Die Strahlungsleistung der Antennenanlage in der Vorzugsrichtung setzt sich zusammen aus zugeführter Senderleistung (20 kW) mal Antennengewinn ($G = 25$). Das Produkt beider Faktoren ergibt die Strahlungsleistung von 500 kW (Bildsenderspitzenleistung) je Kanal.

Empfangsverbesserung auch in den Landkreisen

Die ersten orientierenden Feldstärkemessungen haben ergeben, daß sich auch in den Landkreisen Erding, Wasserburg, Ebersberg, Miesbach, Wolfratshausen, Starnberg, Fürstenfeldbruck, Aibach, Dachau und Freising die Empfangsverhältnisse verbessert haben. Dadurch schließt der Versorgungsbereich des Senders München unmittelbar an die Versorgungsbereiche der benachbarten Sender Schnaitsee, Pfaffenhofen, Augsburg und Grönten an.

Etwa 200 000 Einwohner in den Landkreisen werden Vorteile durch die Inbetriebnahme des neuen Senders haben.

Fernüberwachung und -steuerung

Die Fernsehsender der Oberpostdirektion München (Grönten, Augsburg, Pfaffenhofen, Schnaitsee, Hohenpeißenberg und später Högl) sowie die Funkübertragungsstellen werden künftig vom Fernsehurm München aus fernbedient und fernbeobachtet. Das ist nur möglich, weil alle diese Sender auf dem Fernsehurm wegen dessen Höhe einwandfrei empfangen werden können. Im 3. Postbetriebsgeschoß wird hierfür ein umfangreiches Kontroll- und Fernwirkzentrum eingerichtet, von dem aus bei Bedarf Ersatzschaltungen vorgenommen werden können. Auch eine Anzahl der verschiedensten Diapositive mit Hinweisen für die Fernsehteilnehmer kann durch Fernsteuerung von einem bestimmten Fernsehsender ausgestrahlt werden. Alle Unregelmäßigkeiten und auftretenden Fehler werden automatisch zur Zentralstelle in München signalisiert.

Wichtiger Fernseh-Knotenpunkt

Der Fernsehurm München wird ein wichtiger Knotenpunkt für das Fernsehen im süddeutschen Raum. Alle Fernsehleitungen von oder zu den Münchener Studios laufen später über eine in einer Höhe zwischen 160 und 180 m im Fernsehurm untergebrachten Zentrale. Als erstes Glied in der Kette vieler Fernmeldetürme schafft der Münchener Fernsehurm den Anschluß über Richtfunk zu den Sternpunkten in Frankfurt a. M. für das 1. Programm und in Wiesbaden für das 2. Programm. Die Sternpunkte sind zentrale Stellen, von denen aus das jeweilige Fernsehprogramm – sofern es für das gesamte Bundesgebiet bestimmt ist – allen Sendern zur Ausstrahlung zugeführt wird. Über den gleichen Weg führt auch der Anschluß zur deutschen Eurovisionszentrale in Köln und zur europäischen Eurovisionszentrale in Brüssel.

Die Erdefunkstelle Raisting, von der aus die Fernsehprogramme von und nach Amerika mit Hilfe von Fernmeldesatelliten übertragen werden, ist ebenfalls über den Fernsehurm München an das europäische Netz angeschlossen. Ebenso gehen die Verbindungen nach Österreich und nach Italien vom Fernsehurm München aus.

Von Sendern und Programmen

Fernsehsender auf dem Olympiaturm München

Am 25. 4. 1968 wurde der Fernsehsender München für das 2. Programm (Kanal 35) an seinem neuen Standort, dem 290 m hohen Olympiaturm, in Betrieb genommen. Damit wird ein Hauptzweck des Turmriesen erfüllt, nämlich eine bessere Versorgung der Münchener Fernsehteilnehmer mit dem 2. und 3. Programm; der bisherige Sender in der Blumenburgstraße mit nur 100 m Höhe und 250 kW Strahlungsleistung genügt den Anforderungen auf die Dauer nicht mehr.

Durch seine günstige Lage – fast in der Mitte der Stadt – auf dem künftigen Olympiagelände Oberwiesenfeld, durch seine Höhe und durch die Leistungserhöhung der Fernsehsender auf je 500 kW ERP wird eine sehr gute Fernsehversorgung vor allem der Stadt und des Großraumes München mit dem 2. und 3. Programm möglich sein.

Nach der Inbetriebnahme des neuen Fernsehsenders für das 2. Programm wurde der fahrbare Fernsehsender in der Blumenburgstraße zum Oberwiesenfeld verlegt. Dort wird er auf Kanal 56 für das 3. Programm umgestimmt. Für die Zeit dieser Umrüstung bleibt der stationäre Sender für das 3. Programm in der Blumenburgstraße noch in Betrieb. Für eine kurze Übergangszeit wird daher das 2. und 3. Programm jeweils von verschiedenen Standorten ausgesendet. Etwa von Ende Mai 1968 an werden beide Programme vom neuen Fernsehurm auf dem Oberwiesenfeld abgestrahlt; das 3. Programm zunächst allerdings noch nicht mit der endgültigen Leistung von 500 kW, sondern mit 250 kW wie bisher. Der Sender für das 3. Programm

an der Blumenburgstraße wird dann abgebaut, auf eine Ausgangsleistung von 20/2 kW verstärkt und voraussichtlich im Herbst dieses Jahres mit doppelter Strahlungsleistung (ebenfalls 500 kW) am neuen Standort Oberwiesenfeld in Betrieb genommen.

Antennen

Die Spitze des Olympiaturms bildet eine von Rohde & Schwarz gelieferte, etwa 22 m lange UHF-Fernsehsendeanenne mit Rundstrahlcharakteristik für das 2. Programm (Kanal 35) und das 3. Programm (Kanal 56). Die Ausgangsleistung der farb-tüchtigen Bildsender ist (beziehungsweise wird) 20 kW. Eine Filterweiche legt beide Fernsehsender (Kanal 35 und 56) auf ein einziges Kabel, das die HF-Energie zu dem in 248 m Höhe installierten Antennen-Zweifachhauptverteiler führt. Von dort wird die aus zwei übereinander angeordneten Hälften bestehende Antenne über zwei 70 m lange HF-Kabel gespeist.

Bei Ausfall oder dringenden Arbeiten an einer Hälfte kann so mit der zweiten der Betrieb aufrechterhalten werden. Die Halbantennen bestehen aus im Quadrat übereinander angeordneten Feldern. Ihre Stellung an der 22 m hohen Konstruktion bringt die gewünschte Bündelung in Richtung Horizont und Rundstrahlung. Um auch näher gelegenen Fernsehteilnehmern gleiche Empfangsleistung zu garantieren, wählte man ein neues Verfahren: Zur Energieversorgung aus dem Elevationsbereich oberhalb des Horizonts in den unteren Bereich und Anpassung der Charakteristik an eine Coscans-Kurve werden

Technologie der integrierten Schaltungen

Zum Verständnis des komplizierten Herstellungsverfahrens monolithischer integrierter Schaltungen sollen hier die einzelnen Prozessschritte in Form einer Übersicht dargestellt werden. Wie bei Planartransistoren, sind Epitaxie, Oxydation, Fotolithografie und Diffusion grundlegende Prozesse bei der Herstellung monolithischer integrierter Schaltungen. Ausgegangen wird in den nachstehenden Hinweisen an Hand von Bild 1 von P-leitendem Grundmaterial, in dem bereits aktive, stark dotierte, negativ leitende (N⁺)-Schichten durch Diffusion erzeugt sind, die durch die anschließenden Schritte gewissermaßen „eingegraben“ werden (buried layer).

Epitaxie

Epitaxie (Bild 1a) ist das einkristalline Wachstum zum Beispiel von Silizium aus der Gasphase unter Umgehung der flüssigen Phase auf ein festes einkristallines Substrat, in diesem Fall ebenfalls Silizium. Bei etwa 1200 °C zersetzt sich in einer Wasserstoffatmosphäre gasförmiges Siliziumtetrachlorid an der Oberfläche eines Siliziumkristalls in Silizium und gasförmige Salzsäure. Das Silizium wächst mit einer Geschwindigkeit von etwa 2 µm/min einkristallin auf das feste Siliziumsubstrat. Durch Dotierung der Gasatmosphäre kann die Epitaxieschicht sowohl mit Phosphor als auch mit Bor versetzt werden. Im ersten Fall bildet sich dann N-leitendes Silizium, im zweiten P-leitendes Silizium. Für integrierte Schaltungen wird P-leitendes Silizium (hoher Widerstand) verwendet; die aufgewachsene Siliziumschicht ist N-leitend. Der spezifische Widerstand wird den jeweiligen Erfordernissen entsprechend gewählt.

Oxydation

Die Oxydation (Bild 1b) wird bei hohen Temperaturen (1200 °C) in einer wasserhaltigen, gasförmigen Atmosphäre durchgeführt. Bei diesen Temperaturen überzieht sich Silizium innerhalb von zwei Stunden mit einer Oxidschicht, die etwa 1 µm dick ist. An der Kristalloberfläche zersetzen sich die Wassermoleküle, und der verbleibende Sauerstoff verbindet sich mit Silizium zu Siliziumoxid. Siliziumoxid hat eine Reihe hervorragender Eigenschaften. Es ist für Phosphor und Bor nahezu undurchlässig; außerdem schützt es gegen die umgebende Atmosphäre und das Eindringen unerwünschter Stoffe.

Fotolithografie (Fotomaskierung)

Die Fotolithografie (Bild 1c) ist notwendige Voraussetzung für die Herstellung integrierter Schaltungen. Vor jedem Diffusionsprozeß muß aus der das Silizium bedeckenden Oxidschicht an definierten Stellen eine ganz bestimmte geometrische Figur mit höchster Präzision (1 µm Genauigkeit) „herausgeschnitten“ und das darunterliegende Silizium freigelegt werden. Im anschließenden Diffusionsprozeß dringt Phosphor beziehungsweise Bor dann nur an den freigelegten Stellen in

Dr. rer. nat. Gert Lorenz ist Leiter der Gruppe Integrierte Schaltungen in der Hauptniederlassung der Valvo GmbH, Hamburg.

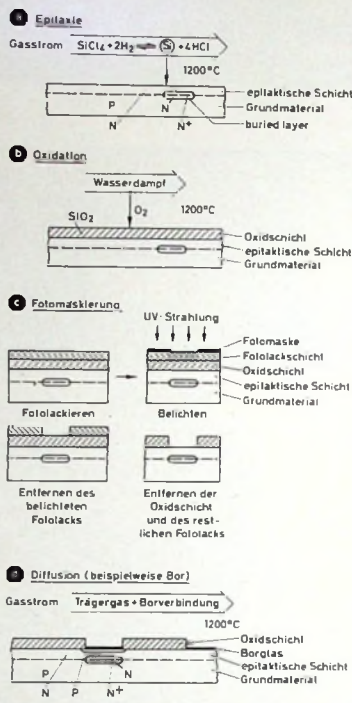


Bild 1. Prinzipielle Verfahrensschritte bei der Herstellung einer integrierten Schaltung

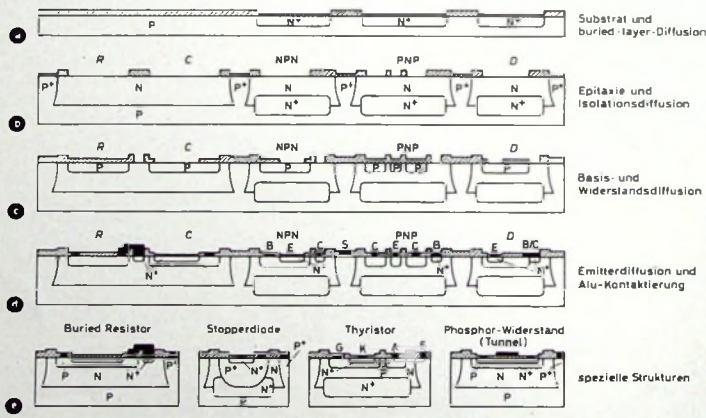


Bild 2. Beispiele der Herstellung von monolithischen integrierten Schaltungen; R = Widerstand, C = Kondensator, D = Diode, NPN = NPN-Halbleiterelement, PNP = PNP-Halbleiterelement

das Silizium ein, nicht aber dort, wo das Silizium mit Oxid bedeckt ist. Das Freilegen des Siliziums an bestimmten Stellen (selektives Ätzen) geschieht folgendermaßen:

1. Auf die oxydierte Siliziumscheibe wird ein Fotolack aufgetragen.
2. Auf die Siliziumscheibe wird eine Glasmaske aufgelegt, die an bestimmten Stellen in bestimmten geometrischen Formen geschwärzt ist.
3. Durch die Glasmaske wird belichtet.

4. In einem Entwicklungsprozeß werden die nichtbelichteten Stellen herausgelöst.
5. Das Oxid, das nicht mehr mit Lack bedeckt ist, wird mit Flußsäure geätzt, bis das Silizium freiliegt.

Eine schwierige Aufgabe ist natürlich die Herstellung der Glasmasken mit der geforderten Präzision. Dazu wird wiederum ein fotografisches Verkleinerungsverfahren angewendet.

Diffusion

Bei der Diffusion (Bild 1d) wandern Atome aus der Gasphase in das feste einkristalline Silizium. Die eingedringenen Atome werden in das Siliziumgitter eingebaut. Beim Einbau von Phosphor werden freie Elektronen, beim Einbau von Bor positive Defektelektronen erzeugt. Das feste Silizium kann also schichtweise N-leitend beziehungsweise P-leitend gemacht werden.

Die Diffusion ist ebenfalls ein Hochtemperaturprozeß; bei 1200 °C benötigt Bor etwa zwei Stunden um 5 µm in Silizium einzudringen. In der das Silizium umgebenden Gasphase befindet sich der Dotierungsstoff entweder als Phosphorchlorid oder Borbromid. Beide Verbindungen zersetzen sich an der Kristalloberfläche, so daß nur der gewünschte Dotierungsstoff in das Silizium eindringt.

Die sinnvolle Abstimmung der genannten, bei der Herstellung abwechselnden vier Grundprozesse führt zu integrierten Schaltungen, die Transistoren (mit verschiedener

Geometrie und deshalb verschiedenartiger elektrischer Funktion) sowie Dioden, Widerstände und Kapazitäten verschiedener Werte enthalten. Als Elemente für integrierte Schaltungen dienen heute Transistoren (mit Frequenzen bis zu 1 GHz, Strömen bis zu 500 mA und Abbruchspannungen bis zu 40 V), Widerstände zwischen 100 Ohm und 100 kOhm sowie Kapazitäten bis zu 100 pF. Die Standardverfahren bei der Herstellung einer monolithischen integrierten Schaltung mit verschiedenen Elementen sind nochmals im Bild 2 dargestellt.

Neue Halbleiterbauelemente auf dem Pariser Bauelemente-Salon 1968

Der „Salon International des Composants Electroniques“ (Paris, 1. bis 6. April 1968) zeigte bedeutende Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnik. Der Bericht behandelt neue diskrete und integrierte Halbleitertypen für die Unterhaltungselektronik und geht auch auf Fortschritte bei den Bauelementen für industrielle Anwendungen ein.

1. Halbleiterbauelemente für die Unterhaltungselektronik

1.1. Rundfunkanwendungen

Alle für Rundfunkanwendungen neu angebotenen Typen waren Siliziumtransistoren. Die wichtigsten Kenndaten der bipolaren Kleinleistungstransistoren sind in Tab. I angeführt. Für Anwendungen bei 0,1 bis 100 MHz (AM/FM-Eingangs-, Misch- und ZF-Stufen) bieten manche Hersteller nur ein oder zwei Typen an. Oft werden jedoch diese Typen in sehr eng sortierten Stromverstärkungsgruppen geliefert. Es wird dadurch möglich, die Transistoren mit Strompolarisation zu betreiben. Bisher war es üblich, die bei Germaniumtransistoren zur Temperaturstabilisierung benutzte Schaltung auch bei Siliziumtransistoren zu verwenden. Sie diente dann allerdings nur dazu, den Arbeitspunkt von der Kenndatenstreuung unabhängig zu machen. Bei engen Toleranzen der Stromverstärkung

ermöglicht das günstige Temperaturverhalten des Siliziumtransistors bei Strompolarisation einen Widerstand des Basisspannungsteilers sowie den Emitterwiderstand und -kondensator einzusparen.

Bei den von nun fast allen Firmen verwendeten Plastikgehäusen setzt sich bei HF-Transistoren die Flachbauweise nach Bild 1 immer mehr durch. Die radiale Her-

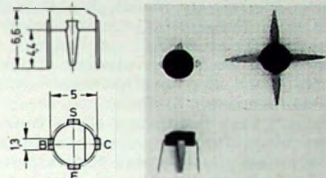


Bild 1. Abmessungen und Ansicht eines Plastikgehäuses für HF-Transistoren (Intermetall)

ausführung der Anschlüsse ergibt geringere Streukapazitäten. Andere Hersteller legen bei parallel herausgeführten Anschlüssen den Emitter zwischen Kollektor und Basis, um die Rückwirkungskapazität C_{cb} geringzuhalten.

Abstimmtdioden werden für UHF, VHF und neuerdings auch für den Mittelwellenbereich angeboten. Bei einer Vorspan-

nungsänderung von 1 auf 10 V erhält Intermetall ein Kapazitätsverhältnis von 25 und eine Maximalkapazität von 260 pF. Eine ähnliche Diode von Matsushita unterscheidet sich durch einen Kapazitätshub von 14,4.

Valvo zeigte einen integrierten Schaltkreis, der außer der Endstufe alle für einen AM-Empfänger benötigten aktiven Bauelemente enthält. Die integrierten NF-Verstärker dieser Firma arbeiten mit einem Lastwiderstand von 8 Ohm und liefern 1 W bei 12 V oder 0,7 W bei 9 V Speisespannung. Für FM-Empfänger werden ZF-Verstärker mit und ohne Demodulator nebst NF-Vorverstärker angeboten. General Electric zeigte NF-Verstärker mit 1 und 2 W Ausgangsleistung für Speisespannungen bis zu 22 V.

1.2. Fernseh Anwendungen

Tab. I zeigt, daß UHF-Germaniumtransistoren in ihren Kenndaten nur noch wenig günstiger sind als die neuen Siliziumtypen, die aber ein besseres Temperaturverhalten

Erläuterungen zu Tab. I

Hersteller: A = AEG-Telefunken, C = Cosmem, I = Intermetall, R = RTC (Valvo), S = Siemens, T = Texas Instruments;

Technologie: P = PNP, N = NPN, G = Germanium, S = Silizium, PA = passivierte Oberfläche, Pl = Planar, PE = Planar-Epitaxial.

Weitere Abkürzungen in Tab. I: F_b Rauschfaktor, f_t Transistfrequenz, C_{cb} Rückwirkungskapazität, U_{CEM} maximale Spannung zwischen Kollektor und Emitter, I_{CM} maximaler Kollektorstrom, P_{tot} Gesamtverlustleistung, T_a Umgebungstemperatur (a), T_c Gehäusetemperatur (c), T_{JM} maximale Sperrschichttemperatur.

Tab. I. Neue Transistoren für Rundfunk- und Fernseh Anwendungen

Typ	Hersteller	Technologie	Strom- verstärkung bei I_C (mA)	F_{dB} (dB)	f_H (MHz)	C_{cb} (pF)	U_{CEM} (V)	I_{CM} (mA)	P_{tot} (mW) bei T_a oder T_c (°C)	T_{JM} (°C)	Anwendung, Leistungsverstärkung und Anmerkungen	
AF 279	S	P, G, PA	UHF	50 (> 10)/2	5	≥ 600	0,42	20	10	60/45 a	90	Vorverstärker, 16 dB, Plastikgehäuse
AF 280	S	P, G, PA	UHF	25 (> 10)/2	7	≥ 600	0,42	20	10	60/45 a	90	Mischstufen, Plastikgehäuse
BC 110	S, A	N, S, PE	NF	90 (> 30)/2	—	100	< 5	80	50	300/45 a	175	Metallgehäuse DIN 18 A 3
BC 174 A	I	N, S, PE	NF	125...200/2	2	200	—	70	100	200/25 a	125	Plastikgehäuse
BC 174 B	I	N, S, PE	NF	240...500/2	2	200	—	70	100	200/25 a	125	Plastikgehäuse
BC 181	T	P, S, PE	NF	> 00/3...50	—	—	—	25	200	300/25 a	150	Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 182	T	N, S, PE	NF	125...500/2	< 10	150	< 5	50	100	300/25 a	150	Vor- u. Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 183	T	N, S, PE	NF	125...900/2	< 10	150	< 5	30	100	300/25 a	150	Vor- u. Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 184	T	N, S, PE	NF	240...900	< 4	150	< 5	30	100	300/25 a	150	Vorstufen, Plastikgehäuse
BC 212	T	P, S, PE	NF	60...300/2	2,5	200	5	50	100	360/25 a	150	Vor- u. Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 213	T	P, S, PE	NF	80...400	2,5	200	5	30	100	360/25 a	150	Vor- u. Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 214	T	P, S, PE	NF	140...400	< 2	200	5	30	100	360/25 a	150	Vorstufen, Plastikgehäuse
BC 223	T	P, S, PE	NF	100...450/50	—	100	< 12	30	800	360/25 a	150	Treiberstufen, Plastikgehäuse
BC 267	R, S	P, S, PE	NF	75...260/2	< 10	130	< 6	50	100	220/45 a	125	Vorstufen, Plastikgehäuse
BC 268	R, S	P, S, PE	NF	75...600/2	< 10	130	< 6	30	100	220/25 a	125	Vorstufen, Plastikgehäuse
BC 269	R, S	P, S, PE	NF	125...600/2	< 4	130	< 6	30	100	220/25 a	125	Vorstufen, Plastikgehäuse
BF 111	S	N, S, Pl	HF	> 30/10	—	120	< 1,8	200	80	3000/100 c	175	Luminanz- und RGB-Endstufen
BF 121	I	N, S, Pl	VHF	75 (> 30)/4	4	350	0,14	30	25	265/45 a	125	Flachgehäuse, 0,1...100 MHz
BF 123	I	N, S, PE	HF	90 (> 38)/7	—	550	0,23	25	25	265/45 a	125	26 dB bei 35 MHz; Flachgehäuse
BF 125	I	N, S, PE	VHF	—	3 ¹⁾	450	0,23	25	25	330/25 a	125	¹⁾ bei 100 MHz; Flachgehäuse
BF 127	I	N, S, PE	HF	60 (> 27)/4	3	350	0,14	30	25	265/45 a	125	geregelte ZF 35 MHz; 26 dB
BF 180	A, R	N, S, Pl	UHF	45 (> 13)/2	< 6,5	075	0,28	20	20	150/25 a	175	Vorstufen, 14 dB bei 800 MHz
BF 181	A, R	N, S, Pl	UHF	30 (> 13)/2	5,5	600	0,28	20	20	150/25 a	175	Mischstufen, 14 dB bei 800 MHz
BF 194	S, R	N, S, PE	HF	115 (> 65)/1	1,2 ¹⁾	260	0,95	20	30	220/45 a	125	¹⁾ bei 1 MHz; Plastikgehäuse
BF 195	S, R	N, S, PE	VHF	70 (> 35)/1	4 ¹⁾	200	0,95	20	30	220/45 a	125	¹⁾ bei 100 MHz; Plastikgehäuse
BF 200	R, A	N, S, Pl	VHF	30 (> 15)/3	5,2	050	0,28	20	20	150/25 a	175	13 dB bei 200 MHz, regelbar
BF 206	C	N, S, PE	VHF	> 20/2	—	500	0,3	20	20	150/25 a	175	> 16 dB bei 200 MHz
BF 209	C	N, S, PE	VHF	> 15/2	< 5	500	0,3	20	20	150/25 a	175	22 dB bei 200 MHz, regelbar
BF 212	C	N, S	UHF	45 (> 15)/2	7	700	0,25	20	20	150/25 a	175	12 dB bei 800 MHz, regelbar
BF 213	C	N, S	UHF	30 (> 20)/2	—	600	0,3	20	20	150/25 a	175	Oszillator-Mischer 800 MHz
BF 232	S	N, S, PE	HF	> 30/7	—	600	0,34	25	30	270/45 a	175	ZF-Endstufe 35 MHz
BF 233	C	N, S, PE	HF	40...350/1 ¹⁾	3,5 ²⁾	250	0,8	30	30	300/25 a	125	¹⁾ in 6 Klassen; ²⁾ bei 1 MHz
BF 234	C	N, S, PE	HF	00...330/1	3 ¹⁾	250	0,75	30	30	300/25 a	125	¹⁾ bei 1 MHz; Plastikgehäuse
BF 235	C	N, S, PE	VHF	40...165/1	3,5 ¹⁾	250	0,75	30	30	300/25 a	125	¹⁾ bei 100 MHz; Plastikgehäuse
BF 236	C	N, S, PE	VHF	34...165/1	—	250	0,75	30	30	300/25 a	125	Mischstufen ≤ 100 MHz
BF 243	T	P, S, PE	HF	< 30/1	1	> 80	1,1	32	50	200/25 a	150	austauschbar mit Ge-Drift-Tr.
BF 260	T	N, S, PE	HF	< 75/0,1	< 4 ¹⁾	20	8	15	600	400/25 a	175	¹⁾ bei 10 Hz...15 MHz
BF 240	A	N, S, PE	VHF	65...220/1	3,5 ¹⁾	400	0,33	40	25	255/25 a	125	¹⁾ bei 100 MHz; regelbar
BF 241	A	N, S, PE	VHF	35...125/1	3,5 ¹⁾	400	0,33	40	25	255/25 a	125	¹⁾ bei 100 MHz; nicht regelbar

zeigen. Für Frequenzen bis zu 200 MHz empfiehlt Texas Instruments auch Feldeffekttransistoren mit Grenzwerten von 30 V, 10 mA, 200 mW, einer Steilheit von 3 bis 6,5 mA/V, einer Rückwirkungskapazität von 0,85 pF und einem Eingangswiderstand von 10 k Ω bei 200 MHz. Eine Verstärkung von 16 dB bei 200 MHz und 2,5 dB Rauschfaktor hat ein MOS-Transistor von RCA; seine Rückwirkungskapazität beträgt 0,2 pF. Diese Firma stellt auch MOS-Tetroden her, die ähnlich wie zwei Feldeffekttransistoren in Kaskodeschaltung arbeiten und daher vernachlässigbar kleine Rückwirkungskapazitäten aufweisen. Die zweite Steuerelektrode kann zur Verstärkungsregelung herangezogen werden. General Instruments stellt einen solchen Transistor mit einer Steilheit von 12 mA/V her und erreicht bei 200 MHz rund 18 dB Verstärkung bei 3 dB Rauschfaktor.

RTC, Valvo, Cosem und andere Firmen zeigen Schaltdioden für Fernsehtuner. Bei 200 MHz und 10 mA Richtstrom werden Reihenwiderstände von nur 0,5 bis 0,7 Ω erreicht, und die Sperrkapazität bei 10 V beträgt etwa 1 pF. Zur Abstimmung in VHF- und UHF-Tunern dient die BA 161 von Intermittell. Bei einer Vorspannung von 3 bis 5 V ändert sie ihre Kapazität von 12 auf 2,5 pF. Der Serienwiderstand ist 0,5 Ω und die Selbstinduktion der Anschlüsse < 2 nH. Ähnliche Werte gelten für die Doppeldiode BB 105 von Siemens. In der Zeilen-Endstufe kann der Siliziumtransistor BU 105 (RTC, Valvo) mit 1500 V, 2,5 A arbeiten. Für die gleiche Anwendung zeigte Ates einen Germaniumtransistor für 420 V, dessen Stromverstärkung > 15 bei $I_C = 6$ A ist und der bei $I_C = 0,5$ A eine Transitfrequenz von 2 MHz hat.

1.3. NF-Transistoren

Die neu angebotenen Kleinleistungstransistoren, ausschließlich Siliziumtypen, zeigten gegenüber dem Vorjahr keine nennenswerten Fortschritte, und dienen meist nur zum Ausfüllen von Lücken im Fabrikationsprogramm der einzelnen Firmen. Das gilt auch für die zahlreich angebotenen Komplementärtypen. Für mit geringer Verlustleistung einzusetzende Transistoren wird das Plastikgehäuse stark bevorzugt.

Auch das derzeitige Angebot von Leistungstransistoren bedarf nur noch geringer Erweiterungen, um allen Anwendungsfällen der Unterhaltungselektronik gerecht zu werden. Für Ausgangsleistungen von mehr als 50 W in Klasse B eignet sich der BD 130 von Siemens (100 V, 15 A, 100 W), bei dem die Transitfrequenz 700 kHz und die Stromverstärkung bei $I_C = 4$ A 20 bis 70 ist. Ausgangsleistungen von etwa 20 W erhält man mit neuen Komplementärpaaren von Motorola (40 bis 80 V, 4 A, Plastikgehäuse mit Zentralbefestigung). In Metallgehäusen werden Komplementärtransistoren von Texas Instruments für Kollektorströme bis 30 A hergestellt.

2. Halbleiterbauelemente für industrielle Anwendungen

Ein maximaler Kollektorgleichstrom von 300 A (Spitzenwert 400 A) wird von RTC für einen Germaniumtransistor angegeben, mit dem beim Parallelschalten zweier Einheiten Gleichstrommotore bis 24 kW bei 36 oder 48 V gesteuert werden können. Texas Instruments nennt für einen 450-V-Siliziumtransistor eine Transitfrequenz von 40 MHz. Bei Westinghouse erreichte man 25 MHz für einen 300-W-Transistor mit 50 A Kollektorstrom, und 50 W Hochfre-

quenzleistung bei 500 MHz erreichte TRW-Semiconductors.

Gleichrichterzellen baut Siemens für bis zu 3000 V und 400 A, während bei SESCO die Werte 1800 V und 500 A genannt werden. TRW-Semiconductors zeigt Z-Dioden für 4,3 bis 10 V, 600 mW, deren Spannung sich bei einer Stromänderung von 50 μ A auf 5 mA nur um 5 % ändert.

Neue Thyristoren hoher Leistung entwickelten Siemens (2700 V, 635 A) und Westinghouse (1800 V, 800 A). Bidirektionale Thyristoren (Triacs) fertigen die meisten Hersteller für Ströme bis 15 A und für Spannungen bis 500 V. Bei der transistor ag wurde auch ein Spannungswert von 800 V angegeben, und Texas Instruments sowie AEI-Thorn nennen Maximalströme bis 25 A. Für mittlere Leistungen zeigte General Electric ein Modul, das einen monolithischen Steuerkreis, ein Schaltelement und einen Triac enthält, so daß für die Verwendung als Motorsteuerung nur noch ein Fest- und ein Regelwiderstand angeschlossen werden müssen.

Dieselbe Firma stellt auch einen Doppeltransistor im Plastikgehäuse her, in dem eine Emittierstufe auf eine Kollektorstufe folgt (Darlingtonschaltung). Bei einer Stromverstärkung von 20 000 kann damit ein Eingangswiderstand von mehreren Megohm erreicht werden. Mit durchsichtiger Plastikummhüllung wird ein solcher Transistor als photoelektronisches Bauelement hergestellt, das bei einer Lichtintensität von 1 mW/cm² einen Strom von 1 mA abgibt. Die plastikummüllten Doppeltransistoren von Sprague umfassen auch Komplementärpaare. Diese und andere Firmen zeigten auch Verbundtransistoren mit vier Elementen, zumeist doppelte Komplementärpaare.

Für Kabelverbindungen mit 10 800 Kanälen entwickelte CGE einen Transistor mit einer Grenzfrequenz von 60 MHz in Emitterschaltung. Diese Firma arbeitet auch an einem Schalttransistor mit einer Transitfrequenz von 5 GHz, der Schaltzeiten von etwa 1 ns erreichen soll. Mit einem Siliziumtransistor erreicht Texas Instruments bei 2 GHz einen Leistungsgewinn von 8,5 dB und einen Rauschfaktor von 6 dB. Ein Oszillatortyp dieser Firma, bis 6 GHz verwendbar, liefert 75 mW bei 4 GHz, 6,5 dB Verstärkung bei 3 GHz und einen Rauschfaktor von 6 dB bei 1 GHz gibt SGS-Fairchild für einen neuen Transistor an.

Ein Feldeffekttransistor (Siliconix) mit einer Steilheit von 50 mA/V erzeugt 0,5 W bei 100 MHz. Zur Anwendung als Meßzerhacker liefert Amelco Feldeffekttransistoren mit einem Sättigungswiderstand von weniger als 15 Ω . Ein anderer Typ dieses Herstellers erreicht mit 5 pA Gatereststrom einen Eingangswiderstand von etwa 10¹¹ Ω . Union Carbide zeigte einen MOS-Transistor, dessen Gateisolation Spannungsschößen bis zu ± 150 V widersteht und dessen Steilheit 2 bis 4 mA/V bei < 10 pA Gatereststrom beträgt.

Bei Planardioden für etwa 100 V und 300 mA erreichen AEI-Thorn und SESCO Restströme von weniger als 10 nA. Eine Erholzeit von 0,7 ns gibt Intermittell für eine Diode in „double plug“-Technik an. Mit Schottky-Dioden erreicht Sylvania Sperrdämpfungen von 45 dB bei 10 GHz und von 40 dB bei 40 GHz. Eine 10-A-Diode (Hewlett-Packard), mit 200 nA Reststrom bei 50 V, ist für Schaltaufgaben bis 1 GHz verwendbar.

Varaktoren liefert Microwave für 3 W bei 2 GHz und für 150 mW bei 12 GHz. Die La-

winen- oder Reed-Dioden dieser Firma erzeugen 100 mW bei 12 GHz und 10 mW bei 26 GHz. Mit Gunn-Dioden erzielte CSF 5-W-Impulse im Bereich zwischen 1 und 10 GHz, und Texas Instruments nennt Dauerleistungen von 25 mW bei 4 bis 18 GHz. Parametrische Verstärker von Ferranti liefern 4 W bei 80 MHz und 50 mW bei 20 GHz.

Bei den integrierten Schaltkreisen für logische Anwendungen konnten kürzere Schaltzeiten durch Anwendung emittiergekoppelter Schaltungen erreicht werden. Schaltfrequenzen von 100 bis 140 MHz werden von Motorola und Sprague angegeben, während RCA eine Schaltzeit von 3,6 ns nennt. Schaltkreise höherer Spannungsfestigkeit entwickelten Transistron und Sovcor zur Steuerung von Glimm- und Nixieröhren.

Die Integration von 67 Elementen gelang Ferranti bei einem Schieberegister für 16 MHz. In der MOS-Technik können schon mehr als 1000 Transistoren auf einem Halbleiterplättchen integriert werden; die Arbeitsfrequenz ist jedoch auf 0,5 bis 4 MHz begrenzt. In dieser Technik liefert General Electric vierstufige Frequenzteiler, die auch zur Anwendung in elektronischen Musikinstrumenten empfohlen werden.

Eine Spannungsverstärkung von 150 000 nennt Sovcor-Signetics für einen Operationsverstärker, der keine äußere Frequenzkorrektur benötigt und dessen Eingangswiderstand 0,8 MOhm beträgt. Operationsverstärker mit Feldeffekteingang erreichen bei Amelco 10¹¹ Ω Ohm Eingangswiderstand bei einer Spannungsverstärkung von 10⁷ und 25 V maximaler Ausgangsamplitude.

Bei Intermittell wird eine Spannungsverstärkung von 2600 für eine Schaltung mit 30 MHz Bandbreite angegeben. Sprague zeigte ein elektrisch verstellbares Dämpfungsglied für 0 bis -60 dB bei 0 bis 65 MHz. Moduln für geregelte Speisequellen (15 V, 100 mA) mit 0,01 % Regelgenauigkeit zeigte Philbrick-Nexus neben einem logarithmischen Verstärker in hybrider Technik, für den eine Pegelgenauigkeit von 0,5 % auf 120 dB garantiert wird. Der integrierte Schaltkreis TAA 151 von Siemens enthält drei Transistoren mit weitgehend getrennt herausgeführten Anschlüssen und eignet sich für NF-Verstärkung sowie für industrielle Anwendungen.

Bei der optischen Nachrichtenübertragung lassen sich auf der Senderseite leicht hohe Bandbreiten erreichen, da lichtemittierende Dioden (CSF) bei Leistungen von 80 mW bis 500 MHz moduliert werden können. Für einen Lichtdemodulator nennt Texas Instruments eine Bandbreite von 16 MHz, CGE arbeitet jedoch an einer Lawinen-Photodiode, von der Schaltzeiten bei etwa 1 ns erhofft werden. Eine Lichtempfindlichkeit von 5 $\cdot 10^{-7}$ W/cm² bei einer Folgefrequenz von 25 Hz hat eine integrierte Schaltung von Plessey, die eine Photodiode mit MOS-Transistoren vereinigt. Diese Firma integriert auch Mosaiken von Photodioden zusammen mit Abfrageschaltungen und bewerkstelligt so eine zehnzeilige Fernsehübertragung, die vor allem zum maschinellen Lesen von Schriftzeichen verwendet werden soll.

Siemens zeigte noch eine neue Kühlzelle, die bei 15 cm² Kühlfläche Kühlleistungen bis 23 W und Temperaturdifferenzen bis zu 65 °C ermöglicht.

H. Schreiber

Eine selbstgebaute Quarzuhr

Mit der nachstehenden Arbeit soll gezeigt werden, daß mit den heute preisgünstig erhältlichen Silizium-Transistoren viele Schaltungen derart einfach werden, daß der geringe manchmal noch aufzuwendende Mehrpreis für Silizium-Transistoren im Vergleich zu Germanium-Transistoren durch die mögliche Einsparung vieler passiver Bauelemente mehr als aufgewogen wird. Als Beispiel hierfür werden als Baugruppen für eine einfache Quarzuhr Quarzoszillator, Frequenzteiler, Motorsteuerschaltungen und ein Batterieladegerät eingehend beschrieben.

1. Baugruppen der Quarzuhr

Eine Quarzuhr besteht in der Hauptsache aus fünf Baugruppen:

1. Dem Quarzoszillator, der die Genauigkeit der Uhr bestimmt,
2. dem Frequenzteiler, der die vom Oszillator erzeugte Frequenz auf einen niedrigeren, zum Antrieb der Uhr geeigneten Wert umsetzt.

aber einen erheblichen Mehraufwand an Elektronik in Kauf zu nehmen hat, da die Frequenz elektronisch bis auf 1/12 Stunde unteretzt werden muß, was bei Motor- oder Schwingerantrieb größtenteils durch mechanische Getriebe besorgt wird.

5. der Stromversorgung. Die Genauigkeit einer Quarzuhr ist nur dann sinnvoll, wenn sie mit einer gewissen Gangreserve ausgerüstet ist, also auch dann mit der gleichen Genauigkeit weiterläuft, wenn die Netzspannung einmal ausfällt. Das kann man im einfachsten Fall dadurch erreichen, daß man die Uhr von vornherein nur aus Trockenbatterien betreibt, die dann eben von Zeit zu Zeit auszuwechseln sind (wobei schaltungsmäßig Vorkehrungen getroffen sein müssen, damit der Uhrenbetrieb auch nicht kurzzeitig unterbrochen wird). Oder aber man arbeitet mit Akkumulatoren im Pufferbetrieb. In beiden Fällen ist die Schaltung auf geringen Stromverbrauch auszulegen.

mittlerer Umgebungstemperatur und Betriebsspannung. Über den 20-pF-Kondensator wird die erste Untersetzterstufe angekoppelt.

Der Gesamtaufwand für die Quarzuhr wird dadurch nicht wesentlich höher. Man sei sich allerdings darüber im klaren, daß die Genauigkeit astronomischer Quarzuhren mit einer so einfachen Anordnung nicht erreicht werden kann, und zwar allein der Frequenzstabilität wegen nicht. Die dafür erforderlichen Quarze sind für den Amateur unerschwinglich (und verändern sich im Laufe der Jahre durch Ermüdungserscheinungen auch, so daß es sich dabei nicht einmal um eine einmalige Aufwendung handelt!). Zudem müssen sie im Thermostaten betrieben werden, was mit der Konzeption der Versorgung aus relativ kleinen Batterien unvereinbar ist.

Mit einem (durch Vergleich mit einem Normalfrequenz-Sender) auf Sollfrequenz abgeglichenen Oszillator und einem handelsüblichen 100-kHz-Quarz lassen sich die

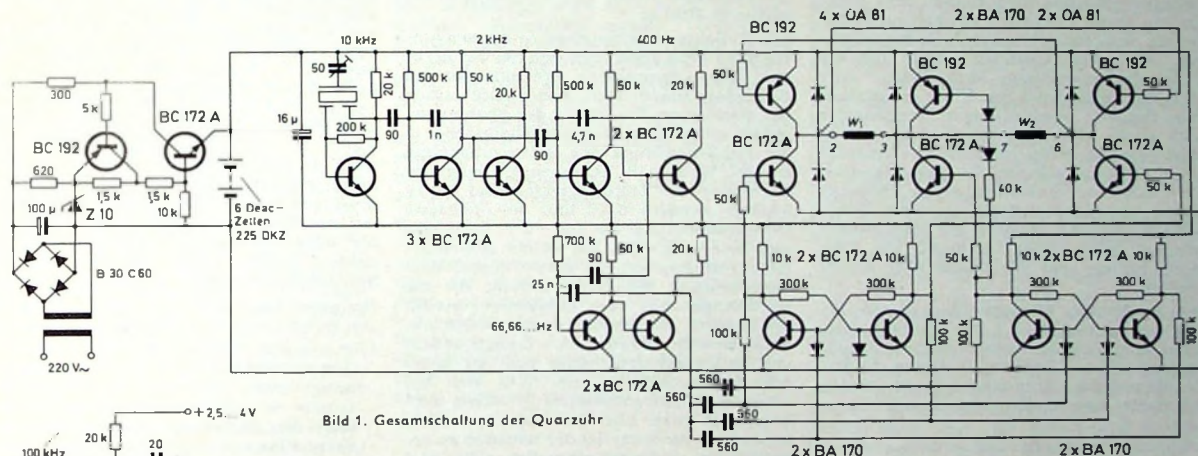


Bild 1. Gesamtschaltung der Quarzuhr

Die Baugruppen der Gesamtschaltung (Bild 1) sollen nun im einzelnen besprochen werden, wobei auf mögliche Varianten jeweils hingewiesen ist.

1.1. Oscillator

Im Mustergerät wurde ein dreipoliger 10-kHz-Quarz verwendet, der gerade vorhanden war. Das ist in mehrfacher Hinsicht ungünstig:

1. haben niederfrequente Quarze im allgemeinen eine geringere Langzeitstabilität als höherfrequente,
2. ist ein 10-kHz-Quarz erheblich teurer als ein Quarz höherer Frequenz,
3. gibt es Menschen (und Tiere), die sich durch die Schwingfrequenz von 10 kHz akustisch gestört fühlen.

Es wird für den Nachbau daher empfohlen, einen Quarz mit einer höheren Frequenz (zum Beispiel 100 kHz) zu verwenden, womit die genannten Nachteile entfallen. Bild 1a zeigt einen Schaltungsvorschlag für einen solchen Oszillator. Der Trimmer dient zur Frequenzeinstellung bei

Gangfehler aber durchaus innerhalb von ± 30 Sekunden pro Jahr auch ohne Thermostat halten, wenn das Gerät nicht extremen Temperaturwechseln unterworfen wird.

Im vorliegenden Fall wird der dreipolige Bieger-Quarz in einer aperiodischen Schaltung betrieben (Bild 1). Der Trimmer dient dem Sollfrequenzabgleich. Der Oszillator schwingt sicher an mit Betriebsspannungen ≥ 1 V. Der Arbeitspunkt des Transistors ist ausreichend stabilisiert durch Anschluß des Basiswiderstands an den Kollektor. Die Ankopplung der Frequenzteiler erfolgt über einen 90-pF-Kondensator.

Der Abgleich auf Sollfrequenz erfolgt in üblicher Weise durch Vergleich mit einem Normalfrequenz-Sender oder durch zunächst wöchentlichen, dann monatlichen Vergleich mit den vom Rundfunk gesendeten Zeitzeichen für die Seefahrt. Dazu muß allerdings die Anzeige mit einem Sekundenzeiger ausgerüstet sein, und die Umgebungstemperatur ist während des Beobachtungszeitraumes möglichst konstant

3. dem Antrieb, einem elektromechanischen Wandler, der, gesteuert von der unteretzten Frequenz, die elektrische Energie (Strom oder Spannung) in entsprechende mechanische Bewegung umsetzt. Das kann ein Schwinger sein (Stimmgabel, Unruhe) oder ein Motor (Synchron- beziehungsweise Schrittmotor),
4. der Anzeige, im allgemeinen einem normalen Zeigerwerk, wie bei anderen Uhren auch üblich, oder einem mechanischen Zählwerk, womit sich eine digitale Anzeige in einfacher Weise erreichen läßt. Man kann die Anzeige auch rein elektronisch durchführen (Nixie-Röhren), womit man sich zwar den mechanischen Antrieb erspart, dafür

auf der späteren mittleren Jahrestemperatur zu halten.

1.2. Frequenzteiler

Die Frequenzteiler haben die Aufgabe, die Oszillatorfrequenz auf einen Wert zu untersetzen, der für den Antrieb des Anzeigewerks geeignet ist. Das wird (wenn von der Möglichkeit einer vollelektronischen Anzeige aus in der Einleitung angegebenen Gründen abgesehen wird) eine Frequenz in der Größenordnung von etwa 50 Hz für die handelsüblichen Synchron- oder Schrittmotoren sein. Von da ab wird die weitere Untersetzung (1 Umdrehung je Stunde beziehungsweise je 12 Stunden) besser mit mechanischen Getrieben vorgenommen.

Eine Untersetzung durch bistabile Multivibratoren (Flip-Flop) scheidet aus, da sie je Stufe nur eine Untersetzung um den Faktor 2 ermöglichen (womit sehr viele Stufen erforderlich sind) und je Stufe erheblich mehr Bauteile benötigen als andere Teiler. LC-Anordnungen scheiden aus wegen der niedrigen zu verarbeitenden Frequenzen (große Induktivitäten und zu großes Bauvolumen). Damit kommen nur noch astabile oder monostabile Multivibratoren in Frage, die jeweils von der vorhergehenden Stufe synchronisiert werden. Beide bieten im Gegensatz zum Flip-Flop die Möglichkeit, auch ungeradzahlige Teilverhältnisse einzustellen, und beide sind in ihrer Frequenz weitgehend unabhängig von Betriebsspannungsschwankungen. Aus zwei Gründen wurde für die Teiler der monostabile Multivibrator vorgezogen: Er benötigt pro Stufe mindestens zwei Bauteile weniger (einen Kondensator und einen Widerstand) als der astabile Multivibrator. Auch im Falle des Ausfalls einer Stufe schwingen die nachfolgenden nicht mit einer unkontrollierten Frequenz weiter und führen damit zu einer Fehl-anzeige der Uhr, sondern die Impulsübertragung wird völlig gesperrt, die Uhr bleibt stehen, und der Fehler wird sofort erkannt.

Mit geeigneten Silizium-Transistoren ergibt sich gemäß Bild 2 für die Frequenzteiler eine außerordentlich einfache Schaltungsanordnung dadurch, daß man die Basis des zweiten Transistors direkt an den Kollektor des ersten anschließen kann.

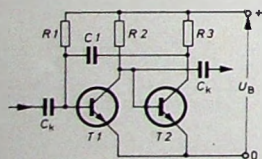
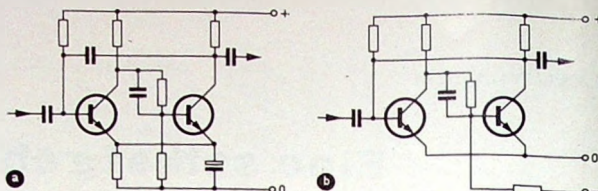


Bild 2. Monostabiler Multivibrator mit Silizium-Transistoren, wie er als Frequenzteiler in der Quarzuhr verwendet wird

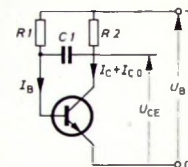
Auch ohne weitere Hilfsspannungen und Zwischenschaltung von Spannungsteilern kann so ein sicheres Sperren des zweiten Transistors erreicht werden, weil die Kollektor-Emitter-Spannung des stromführenden Transistors im Sättigungsbetrieb bedeutend kleiner ist als die erforderliche Basis-Emitter-Schleusenspannung des nachfolgenden Transistors. Im vorliegenden Falle beträgt die Spannung zwischen Kollektor und Emitter des stromführenden Transistors T1 einer Teilerstufe rund 0,1 V, während zum Öffnen des Transistors T2 eine Basis-Emitter-Spannung von etwa 0,6 V erforderlich ist.

Bild 3. Übliche Schaltungen für den monostabilen Multivibrator mit Germanium-Transistoren: a) mit hochgelegtem Emitter, b) mit Hilfsspannung



Zum Vergleich zeigt Bild 3 die beiden für Germanium-Transistoren vornehmlich verwendeten Schaltungen eines monostabilen Multivibrators. Dazu werden immerhin drei Widerstände und zwei Kondensatoren mehr gebraucht (Bild 3a) oder zwei Widerstände und ein Kondensator sowie eine zusätzliche Hilfsspannung (Bild 3b). Dieser Vergleich zeigt klar, wie vorteilhaft die Verwendung von Silizium-Transistoren sein kann. Hinzu kommt, daß bei Silizium-Transistoren die Kollektor-Restströme so klein sind, daß mit großen Basiswiderständen gearbeitet werden kann.

Bild 4. Dimensionierung von R1 und R2



was zu kleinen Kapazitäten bei gegebener Zeitkonstante führt. Ein Beispiel soll das zeigen (s. Bild 4).

Die Kollektorarbeitsströme I_C müssen hinreichend groß gegenüber den bei der höchsten Arbeitstemperatur sich einstellenden Kollektorströmen sein, damit nicht schon bei gesperrtem Transistor der Spannungsabfall an seinem Kollektorwiderstand in die Größenordnung der Batteriespannung kommt. Wenn z. B. bei einem Germanium-Transistor der Kollektorwiderstand R_2 zu 5 kOhm gewählt wird und die niedrigste Batteriespannung zu $U_B = 2$ V angenommen wird, so wird bei einem Kollektor-Reststrom I_{C0} von nur 0,4 mA (unter Vernachlässigung der Restspannung, die die Verhältnisse nur noch ungünstiger macht) die gesamte Batteriespannung am Kollektorwiderstand abfallen, der Transistor also voll durchgesteuert, ohne von der Basis her angesteuert zu sein. Will man bei einem Kollektorwiderstand ≥ 5 kOhm bleiben, muß man also Transistorexemplare aussuchen, die auch bei der höchsten zu erwartenden Arbeitstemperatur sehr viel kleinere Restströme als 0,4 mA haben. Setzt man dagegen den Arbeitswiderstand herab auf zum Beispiel 1 kOhm, dann steigt erstens der Stromverbrauch der Stufe auf das Fünffache (angestrebt wird bei Batteriebetrieb aber ein möglichst kleiner Stromverbrauch!), und zweitens muß dann auch der Basiswiderstand R_1 entsprechend kleiner gewählt werden.

Unter Vernachlässigung der Restspannungen liegen die Widerstände R_1 und R_2 an der Batteriespannung U_B . Damit ist der größtmögliche Basisstrom $I_B = U_B/R_1$. Wenn B die Gleichstromverstärkung des Transistors ist, wird der Kollektorstrom $I_C = B \cdot I_B$ oder

$$I_C = \frac{B \cdot U_B}{R_1}$$

Der Kollektorstrom soll so groß sein, daß auch ohne Ruhestrom die gesamte Batteriespannung an R_2 abfällt und (unter Vernachlässigung der Sättigungsspannung) $U_{CE} = 0$ wird. Damit muß $I_C = U_B/R_2$ sein. I_C ist aber – wie oben gezeigt – durch den Basisstrom bedingt ($I_C = B \cdot U_B/R_1$). Durch

Gleichsetzen dieser beiden Bedingungen findet man schließlich

$$R_1 = B \cdot R_2$$

Dieser Wert für den Basiswiderstand reicht aber nur aus, um den Transistor gerade voll durchzusteuern. Tatsächlich liegt R_1 ja auch nicht einmal an der vollen Batteriespannung, sondern an der um die Schleusenspannung (etwa 0,6 V) der Basis-Emitter-Strecke verminderten Batteriespannung. Man wird R_1 daher erheblich niedriger wählen müssen als es dem oben angegebenen Maximalwert entspricht, um auf jeden Fall einen Basisstrom zu erhalten, der den Transistor weit in die Sättigung steuert und damit zu der erforderlichen kleinen Spannung U_{CE} von rund 0,1 V führt.

Da das Produkt $R_1 \cdot C_1$ die Zeitkonstante des Multivibrators bestimmt ($\tau \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1$), muß für eine bestimmte erforderliche Impulslänge des Multivibrators bei kleineren Werten für R_1 der Kondensator C_1 entsprechend größer gewählt werden. Große Kapazitätswerte sind aber in jedem Fall unerwünscht, und zwar nicht allein aus Gründen des Preises und Bauvolumens, sondern weil das bei niedrigen Frequenzen zu Werten führt, die nur noch durch Elektrolytkondensatoren vernünftig realisiert werden können. Diese haben aber einen so großen Temperaturgang der Kapazität, daß sie für genaue Zeitglieder nicht in Frage kommen. Deshalb ist eine Schaltung erwünscht, die große Basiswiderstände zuläßt. Das setzt Transistoren mit kleinem Kollektor-Reststrom und hoher Stromverstärkung voraus, wie sie in nahezu idealer Weise mit den neueren Silizium-Transistoren angeboten werden.

Die gewählte Schaltung (s. Bild 2) zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

1. Frequenzstabilität zwischen -5 und $+70^\circ\text{C}$ und von 2,5 bis 8 V Speisespannung (unter 2,5 V Spannung wird die Größe der Schleusenspannung gegenüber der Batteriespannung nicht mehr vernachlässigbar). Über 8 V hinaus wurde nicht geprüft, weil die höchste Speisespannung ohnehin 3,7 V nicht überschreitet; über 70°C wurde nicht geprüft, weil das für die restlichen Bauteile die höchste zulässige Temperatur darstellt, und Temperaturen unter -5°C waren beim Verfasser nicht realisierbar. Derartige Temperaturintervalle liegen auch nicht im Interesse der Uhrengeauigkeit.
 2. Kleine erforderliche Zeitkondensatoren wegen großer möglicher Basiswiderstände.
 3. Nahezu batteriespannungsunabhängige, rechteckförmige Ausgangsspannung von rund 0,5 V zur Ansteuerung der jeweils nächsten Stufe.
 4. Sehr geringer Aufwand.
- Die unter 1. genannten Grenzwerte gelten für ein Frequenzteilverhältnis von 8 : 1. Es ist zu erwarten, daß auch höhere Teilverhältnisse je Stufe noch bei hinreichender Betriebssicherheit mit dieser Schaltung realisiert werden können. Der Kondensator C_1 entlädt sich über R_1 , sperrt dabei T_1 und bestimmt damit die

Impulslänge des Multivibrators. Nach nahezu vollständiger Entladung kippt der Multivibrator in seinen stabilen Zustand zurück (T_1 leitend, T_2 gesperrt), wodurch C_1 über R_3 wieder aufgeladen wird. Mit dem nächsten über C_k eintreffenden negativen Synchronimpuls kippt der Multivibrator aber wieder, muß die Ladung also beendet sein. Um stabile und reproduzierbare Verhältnisse zu haben, sollte der Kondensator C_1 aber immer auf dieselbe definierte Spannung aufgeladen sein, bevor der neue Entladevorgang beginnt. Diese definierte Spannung ist im vorliegenden Fall die Batteriespannung. Mit ausreichender Genauigkeit ist die Spannung nach 5 Zeitkonstanten ($\tau = R_3 \cdot C_1$) erreicht. Zum Laden steht maximal die Zeit zwischen zwei negativen Synchronimpulsen zur Verfügung, minimal die halbe Zeit. C_1 muß also über R_3 in der Zeit einer halben Impulslänge der vorhergehenden Stufe geladen sein. Diese Zeit sollte aber $5 \cdot \tau = 5 \cdot R_3 \cdot C_1$ entsprechen. Damit liegt R_3 fest; denn C_1 ist ja durch die Entladezeitkonstante, das heißt durch das gewählte R_1 , schon festgelegt. Es muß also die Zeitkonstante im Kollektorkreis $R_3 \cdot C_1$ etwa ein Fünftel der Zeitkonstante im Basiskreis der vorhergehenden Stufe sein.

Die Justierung des Teilverhältnisses erfolgt mit Hilfe eines Oszillografen, auf dem die Ausgangsspannungen der zu justierenden und der vorhergehenden Stufe auf der x- beziehungsweise der y-Achse gleichzeitig dargestellt werden (entsprechend den Lissajouschen Figuren bei sinusförmigen Spannungen). Noch besser ist es, die Frequenzmessung durch Vergleich mit einem hinreichend genau geeichten RC-Generator vorzunehmen. An Stelle von R_1 der abzugleichenden Stufe legt man einen Festwiderstand in Reihe mit einem Potentiometer (zum Beispiel 400 kOhm + 200 kOhm) und stellt bei mittlerer vorgesehener Batteriespannung und Zimmertemperatur das gewünschte Teilverhältnis ein. Die Genauigkeit des als Vergleichsfrequenzgenerator verwendeten RC-Generators braucht dabei nur so groß zu sein, daß zwischen der Frequenz, die sich bei dem gewünschten Teilverhältnis einstellt, und der mit dem nächsthöheren (beziehungsweise niedrigeren) Teilverhältnis unterschieden werden kann.

Man variiert dann die Potentiometereinstellung nach oben beziehungsweise unten bis zu dem Punkt, an dem das Teilverhältnis auf seinen nächsthöheren beziehungsweise niedrigeren Wert springt. Diese Einstellungen werden am Potentiometer (Zeigerknopf und beidseitige Skala) markiert. Der Versuch wird wiederholt mit der niedrigsten und der höchsten im Betrieb vorkommenden Batteriespannung. Man bekommt so sechs Markierungen (drei für den kleinsten zulässigen Widerstandwert, drei für den höchsten). Als Sollwert wählt man nun die Mitte zwischen den beiden am engsten benachbarten Größt- beziehungsweise Kleinstwerten. Ob man nun das Potentiometer mit dem Festwiderstand im Kreis beläßt oder wie das bei dem beschriebenen Mustergerät geschah – diese Kombination durch einen passend gewählten Festwiderstand ersetzt, bleibt jedem überlassen. Das fest eingebaute Potentiometer für jede Stufe ist die auswendigere und unzuverlässigere (Gefahr der unbeabsichtigten Verstellung), die Auswahl eines Festwiderstandes die mühevollere Methode. Letztere setzt das Vorhandensein hinreichend vieler Widerstände gleichen Nennwertes voraus, aus

den ein passender Wert durch Vergleichsmessung mit der Justierkombination zu bestimmen ist. Eine Übereinstimmung innerhalb rund $\pm 2\%$ ist ausreichend, da bei einem Teilverhältnis von zum Beispiel 6:1 gegen das Intrittsfallen auf 5:1 eine Toleranz-Sicherheit von 20% und gegen 7:1 von 16% gegeben ist. Bei kleineren Teilverhältnissen werden die Sicherheiten natürlich entsprechend größer. Wenn man also eine FehlAbstimmung von 2% in Kauf nimmt, ist noch immer ausreichend Sicherheit gegen die durch Batteriespannungs- und Temperaturänderungen bedingten Verstimmungen gegeben.

Im Mustergerät ist (bedingt durch den gewählten Quarz und den Motor mit Getriebe) die Oszillatorfrequenz mit 10 kHz gegeben und eine Ausgangsfrequenz hinter den Teilern von 200/3 = 66,66... Hz erforderlich. Das wurde mit drei Teilern der Untersetzungsverhältnisse 5:5:6 erreicht. Bei einem 100-kHz-Quarz und gleicher Ausgangsfrequenz wird man zweckmäßigerweise fünf Teiler mit den Untersetzungen 5:5:5:4:3 wählen. Mit den Bezeichnungen von Bild 2 behalten R_1 , R_2 und R_3 die gleichen Werte wie bei den anderen Teilern (500 kOhm, 50 kOhm, 20 kOhm). Lediglich die zeitbestimmenden Kondensatoren C_1 und die Koppelkondensatoren C_k sind entsprechend zu wählen. Für die Kopplung zwischen 100-kHz-Oszillator und 20-kHz-Monoflop wird $C_k = 20$ pF und der nächste Koppelkondensator (zwischen 20-kHz- und 4-kHz-Monoflop) 50 pF. Alle weiteren Koppelkondensatoren bleiben 90 pF. Die Nennwerte der Zeitkondensatoren C_1 ergeben sich bei $R_1 \approx 500$ kOhm zu 90 pF (20 kHz), 400 pF (4 kHz), 2,5 nF (800 Hz), 10 nF (200 Hz) und für 200/3 Hz zu 25 nF mit $R_1 \approx 700$ kOhm. Auf genauen Wert der Zeitkonstanzen wird auch hier wieder mit R_1 abgeglichen.

Wenn man statt mit einem Getriebe von 1:5000 mit der nächst niedrigeren lagermäßigen Untersetzung von 1:1250 arbeitet, muß der Motor mit einem Viertel der Frequenz angesteuert werden, das heißt mit 50/3 Hz (Teilverhältnisse dabei zum Beispiel 5:5:5:8:6). Das hat den Vorteil einer niedrigeren zulässigen Batteriespannung (der schneller drehende Motor benötigt eine entsprechend höhere Spannung).

1.3. Antrieb

Als Antriebsmotor wurde der Schrittmotor „AU 5035“ mit Getriebe „AU 5300“ von Valvo gewählt. Bei geeigneter Steuerung kommt dieser Motor der Forderung nach kleinstmöglicher Leistungsaufnahme sehr entgegen. Es wurden in diesem Zusammenhang 3 verschiedene Steuerungsschaltungen erprobt, die nachstehend erläutert werden sollen. Die kleinstmögliche Leistungsaufnahme bedingt nämlich auch den höchsten Schaltungsaufwand, so daß sich jeder Nachbau-Interessierte für

den ihm genehmsten Kompromiß entscheiden mag.

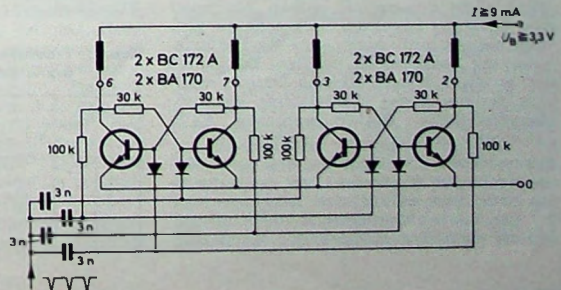
Die von Valvo vorgeschlagene Schaltung (Bild 5) wurde in der durch Verwendung von Silizium-Transistoren möglichen Vereinfachung als erste aufgebaut und im Hinblick auf die im vorliegenden Anwendungsfall sich ergebenden Daten untersucht. Die Vereinfachung gegenüber der Originalschaltung besteht darin, daß die Basisspannungsteiler entfallen können und daß keine positive Hilfsspannung (wie im Original-Steuergerät „2PT786“ von Valvo) erforderlich ist. Außerdem wurden die Schutzdioden parallel zu den Motorwicklungen weggelassen, was einerseits bei dieser Anwendung und Dimensionierung zulässig ist, da die negativen Spannungsspitzen beim Abschalten der Induktivität die dreifache Batteriespannung nicht überschreiten (und damit die Transistoren nicht gefährden), und andererseits den Umschaltvorgang der Flip-Flop erheblich unterstützt. Man muß sonst nämlich mit einem recht genau definierten Steuerimpuls arbeiten oder die Basiswiderstände mit einem Koppelkondensator überbrücken, um einwandfreies Umschalten zu gewährleisten.

Die Zahlen in der Schaltung nach Bild 5 bezeichnen die Nummern der Motoranschlußlitzen. Der (gemessene) Motor mit angeschlossenem Getriebe und Zeigerwerk läuft in dieser Schaltung mit einer Steuerfrequenz von 66 Hz bis zu einer kleinsten Batteriespannung von 3,3 V, die Gesamtsteuerschaltung nimmt dabei 9 mA auf. Für den praktischen Betrieb wird man daher wohl eine Batteriespannung von 4,5 V wählen, die dann während des Betriebes bis auf 3,5 V abfallen darf. Bei 4,5 V nimmt die Schaltung 13 mA auf, bei 5 V 15 mA. Das sind aber Werte, die für wirtschaftlichen Batteriebetrieb schon reichlich hoch liegen.

Die hohe Stromaufnahme ist einfach dadurch bedingt, daß dauernd jeweils zwei Motorwicklungen (je 610 Ohm) Strom führen. Dadurch wird der Anker zwischen zwei Schritten in der Mitte zwischen zwei Polen festgehalten. Das ist aber gar nicht notwendig. Er könnte seine Raststellung ebensogut direkt unter einem Pol haben, oder – mit anderen Worten – der Motor würde ebensogut laufen, wenn nur jeweils eine Spule stromdurchflossen wäre, würde dann aber nur halb soviel Strom brauchen. Durch diese Überlegung kommt man zur Schaltung nach Bild 6, die im Prinzip nichts weiter als ein Ringzähler ist, der nacheinander die einzelnen Spulen einschaltet und dadurch das erforderliche Drehfeld erzeugt.

Die vier bistabilen Elemente des Ringzählers werden jeweils durch ein komplementäres Transistorpaar gebildet. Angesteuert wird die Kette über den gemeinsamen Emittorwiderstand R_E mit negativen Impulsen. Diese Steuerimpulse sperren die jeweils leitende Stufe, die daraufhin über C_K und R_K einen positiven Impuls zum

Bild 5. Einfachste Form der Motorsteuerschaltung



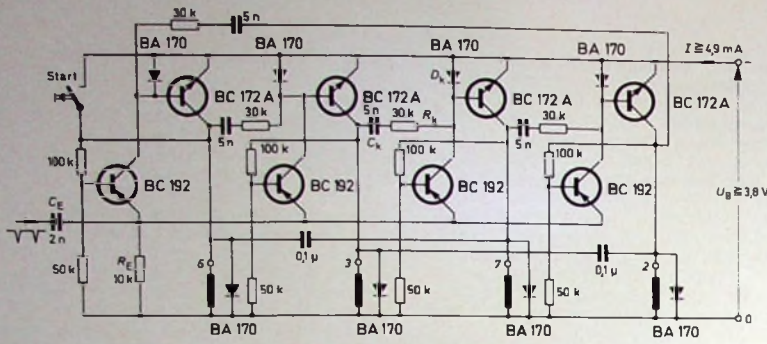


Bild 6. Motorsteuerschaltung in Form eines Ringzählers

Öffnen der nächsten Stufe weitergibt. Die Diode D_K ist erforderlich, um C_K wieder zu laden. Die Zeitkonstante $C_K \cdot R_K$ ist groß gegen $C_E \cdot R_E$, so daß der positive Weichschaltimpuls mit Sicherheit länger ansteht als der negative Sperrimpuls an allen Emittoren, daß also ein sicheres Weiterschalten gewährleistet ist.

Störend wirkt sich in dieser Schaltung aus, daß beim Abschalten einer Motorwicklung in der mit ihr magnetisch gekoppelten anderen Hälfte der Wicklung (im Ringzähler also in der übernächsten) ein negativer Impuls induziert wird, der über den dazugehörigen Basisspannungsteiler diese Stufe einschaltet. Dieser Impuls wird unterdrückt durch die zwei Kondensatoren von $0,1 \mu F$, die die Enden der zwei Motorwicklungshälften derart überbrücken, daß der positive Impuls in der einen gerade den negativen in der anderen aufhebt.

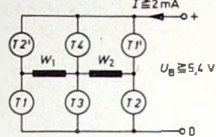
Damit liegt nun nur noch jeweils eine Wicklungshälfte (610 Ohm) an der Batterie. Die Mindestbatteriespannung ist $3,8 V$, der zugehörige Strom $4,9 mA$, und bei $5 V$ Batteriespannung ist die Stromaufnahme $7,1 mA$.

Da der Motor zwei mittellangezapfte Wicklungen hat (die vier Induktivitäten in den Bildern 5 und 6 sind also die vier Hälften dieser zwei Wicklungen), liegt es nahe, diese Wicklungen als Ganzes zu verwenden, womit sich ihr Widerstand auf das Doppelte erhöht und – bei gleicher Batteriespannung – die Stromaufnahme halbiert. Entscheidend für den Lauf des Motors ist ja die Zahl der Ampere-Windungen, und die bleibt bei doppelter Windungszahl und halbem Strom erhalten.

Lagen in der Schaltung nach Bild 5 305Ω Wicklungswiderstand an der Batteriespannung von $5 V$ ($15 mA$ Stromaufnahme), nach Bild 6 jeweils noch 610Ω ($7,1 mA$), so ist zu erwarten, daß beim Einschalten nur noch einer Gesamtwicklung von 1220Ω weniger als $3 mA$ fließen. Daß das ohmsche Gesetz hier nicht ganz zu stimmen scheint, liegt an der Induktivität der Wicklungen. Bei Verdopplung der Windungszahl vervierfacht sich die Induktivität (bei Vernachlässigung der Streuung). Infolgedessen ist der Strom nicht mehr rechteckförmig wie die Spannung (er erreicht nicht sprunghaft seinen Maximalwert). Dieser Leistungsfehlbetrag je Einschaltimpuls muß durch erhöhte Batteriespannung kompensiert werden. Die Daten der im Bild 7 dargestellten Prinzipschaltung machen diese Verhältnisse deutlich: kleinstmögliche Batteriespannung $5,4 V$, dabei aber nur $2 mA$ Stromaufnahme.

Das wechselweise Umpolen von zwei Motorwicklungen muß nicht gar so aufwendig sein, wie es zunächst scheinen mag. T_1 bis T_4 beziehungsweise T_1' und T_2' stellen sechs Transistoren da, deren Kol-

Bild 7. Prinzip eines Polwenders für die beiden Motorwicklungen W_1 und W_2



lektor-Emitter-Strecken jeweils entweder leitend oder gesperrt sind. W_1 und W_2 sind die beiden mittellangezapften Motorwicklungen, deren Mittelanzapfung aber nicht benutzt werden soll, um jeweils nur den vollen Wicklungswiderstand vom Batteriestrom durchfließen zu lassen.

Es ist nun Aufgabe der Schaltung, die Ströme durch die Wicklung in der Reihenfolge nach Tab. I zu schalten.

Tab. I. Stromrichtungen durch die Wicklungen des Schrittmotors

Schritt	Wicklung	
	W_1	W_2
1	+	0
2	0	+
3	-	0
4	0	-

Beim 5. Schritt wiederholt sich der Zyklus. Damit ergibt sich das sich schrittweise weiterdrehende Feld zum Antrieb des Motors. Für die Schaltfolge der Transistoren ergibt sich damit zwangsläufig die in Tab. II angegebene Folge. Dabei bedeutet 1, daß der Transistor leitend, 0, daß er gesperrt ist.

Es ist gleichgültig, ob man die Anordnung so trifft (wie hier gezeigt), daß mit Ansteuern des Transistors T_1 der Transistor T_1' gleichzeitig gleichsinnig mitgesteuert wird, oder ob man T_1 und T_2' derart verbindet, daß sie gleichzeitig gegensinnig angesteuert werden, wie das für die Transistoren T_3 und T_4 der Fall ist.

Aus Tab. II ist zu ersehen, daß man grundsätzlich die Transistoren T_1 und T_2 in Form eines Flip-Flop verbinden können müßte und ebenso die Transistoren T_4 und T_3 , wobei man dann diese beiden Flip-Flop über eine Diodenlogik ähnlich

Tab. II. Transistorsteuerung bei den verschiedenen Schaltschritten des Schrittmotors

Schritt	Transistor			
	T_1, T_1'	T_2, T_2'	T_3	T_4
1	1	0	0	1
2	1	0	1	0
3	0	1	1	0
4	0	1	0	1

der im Bild 5 gezeigten anzusteuern hätte. Das wäre praktisch aber nur dann möglich, wenn die Arbeitswiderstände (Motorwicklungen) eine vernachlässigbare Induktivität hätten. Hier aber wirken die Spannungsspitzen der jeweils abschaltenden Induktivität so, daß auch der Flip-Flop umschaltet, der seine Stellung beibehalten sollte.

Deshalb wurden, wie die Gesamtschaltung nach Bild 1 zeigt, die Steuer-Flip-Flop getrennt aufgebaut und entsprechen einschließlich der Dioden-Logik wieder annähernd Bild 5, mit dem einzigen Unterschied, daß die Schaltung hier für kleinere Ströme ausgelegt ist, da sie nicht mehr unmittelbar die Motorwicklung speist, sondern lediglich die Basisströme der Schalttransistoren zu steuern braucht. Die PNP-

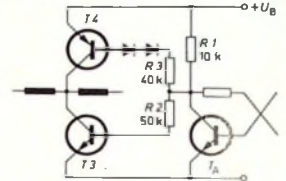


Bild 8. Ansteuerung der Transistoren T_3 und T_4 im Bild 7

Transistoren werden dabei mittelbar von den ihnen diagonal gegenüberliegenden NPN-Transistoren gesteuert, wie das durch die Bezeichnungen im Bild 7 schon angedeutet ist. Die beiden mittleren Schalttransistoren werden vom gleichen Signal gegensinnig gesteuert, wobei die beiden Dioden in der Basisleitung des oberen PNP-Transistor dafür sorgen, daß dieser Transistor mit Sicherheit gesperrt wird.

Bild 8 soll diese Verhältnisse verdeutlichen. Wenn T_4 (Flip-Flop) gesperrt ist, ist T_3 geöffnet, und T_4 soll gesperrt sein (die Bezeichnung von T_3 und T_4 entspricht Bild 7). T_3 bezieht seinen Basisstrom über R_1 und R_2 und erzeugt damit einen Spannungsabfall an R_1 von rund $1/6 \cdot U_B$. Das ist aber gleichzeitig die Basisspannung von T_4 . Bei $U_B = 6 V$ würde damit diese Basisspannung also etwa $1 V$ betragen und damit T_4 (ohne die Dioden) nicht mehr gesperrt sein. Bei einer Schleusenspannung von $0,6 V$ sowohl für die einzelne Silizium-Diode als auch für die Basis-Emitter-Diode von T_4 sind nun aber (mit den Dioden) mindestens $1,8 V$ an R_1 erforderlich, um T_4 leitend zu machen. Diese Spannung kann aber durch den Basisstrom von T_3 allein nicht auftreten, das heißt, T_4 wird nur leitend, wenn auch T_4 leitet, wobei T_3 gesperrt ist.

Die Dioden parallel zu den sechs Schalttransistoren im Bild 1 dienen nur dazu, die Transistoren vor Überspannungen durch Induktionsspannungsspitzen zu schützen; es können an dieser Stelle also einfache Germanium-Dioden verwendet werden, an die keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Die obere zulässige Arbeitstemperatur ist ohnehin durch die Elektrolytkondensatoren, die Batterie, den Motor und die Quarzdrift begrenzt, als sie es durch Germanium-Halbleiterbauelemente wäre.

1.4. Stromversorgung

Die vollständige Uhr entsprechend der Schaltung nach Bild 1 hat einen Strombedarf nach Tab. III. Dabei ist die unterste Spannungsgrenze von $5,4 V$ durch den Mo-

Taf. III. Strombedarf der Quarzuhr in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

U_B	5,5	6	6,5	7	7,5	8	V
I	3	3,3	3,7	4,1	4,6	5,1	mA

tor gegeben. Der Stromverbrauch wurde auch dadurch niedrig gehalten, daß der Oszillator und die ersten beiden Teilerstufen einerseits, die dritte Teilerstufe und der erste Steuer-Flip-Flop andererseits in Reihe geschaltet wurden. Das ist möglich, weil diese beiden Gruppen gleiche Stromaufnahme haben (0,7 mA bei 5,5 V) und sich damit die Batteriespannung zur Hälfte unter ihnen aufteilt. Der zweite Steuer-Flip-Flop muß an der vollen Batteriespannung liegen, um T4 (s. Bild 8) mit dem Potential $+U_B$ und T3 mit dem Potential $-U_B$ sperren zu können.

Ein Betrieb nur aus Trockenbatterien empfiehlt sich nicht, da selbst die großen Monozellen bei Dauerentladung mit 3 mA meist nach etwa 4 Wochen erschöpft sind. Als einfachste Lösung empfiehlt sich eine Schaltung nach Bild 9, die allen Forderungen

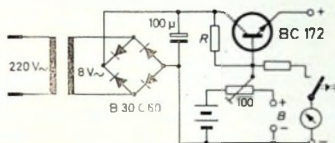


Bild 9. Einfaches Netzgerät für die Quarzuhr mit Monozellen

gen gerecht wird: unterbrechungslose Stromversorgung bei Netzausfall und Batteriewechsel. Die Schaltung stellt eine Konstantspannungsquelle mit einem Innenwiderstand von etwa 10 Ohm dar (abhängig von der Stromverstärkung des verwendeten Transistors). Der Widerstand R wird so gewählt, daß über ihn bei Netzennspannung gerade der erforderliche Basisstrom fließt. Die Batteriespannung (4,5 oder 6 V) ist entsprechend der gewählten Motorsteuerschaltung festzulegen. Das Anzeige-Instrument dient der Batteriespannungskontrolle, das Trimpotentiometer ermöglicht das Anschalten einer neuen Batterie, ohne den Betrieb zu unterbrechen. Die neue Batterie wird zwischen den Buchsen B angeschlossen, dann das Potentiometer an seinen anderen Endanschlag gedreht und die alte Batterie entfernt.

Bei Netzbetrieb dient die Batterie lediglich als Spannungsnormal, ohne selbst belastet zu sein (bei Netzüberspannung bekommt sie über R einen kleinen Ladestrom, bei Netzunterspannung liefert sie einen kleinen Teil des Basisstromes; beide Ströme liegen im Gebiet weniger Mikroampere). Bei Netzausfall übernimmt die Batterie über die Basis-Emitter-Strecke übergangslos die Stromversorgung des Gerätes, um sie ebenso übergangslos wieder an das Netz abzugeben, wenn die Netzspannung wiederkehrt.

Eine elegantere, allerdings auch aufwendigere, Lösung zeigt die Gesamtschaltung. Hier wird eine Batterie aus Nickel-Cadmium-Zellen verwendet. Der Netzteil ist im Bild 10 noch einmal getrennt dargestellt. Das Problem beim Pufferbetrieb ist, daß die Batterie eine höhere Lade- als Ruhespannung hat, andererseits aber nicht dauernd auf dieser hohen Ladenspannung gehalten werden sollte.

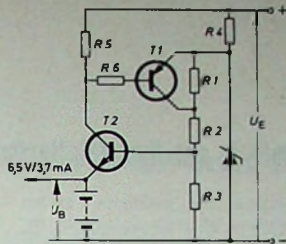


Bild 10. Netz- und Ladegerät für eine Nickel-Cadmium-Batterie

Die Batterie aus fünf Deac-Zellen „225 DKZ“ erreicht am Ende der Ladung eine Spannung von 7,5 V. Wenn der Ladestrom abgeschaltet wird, fällt die Spannung ohne Stromentnahme innerhalb einiger Minuten auf ihren Ruhewert von 6,5 V. Im Verlaufe der Entladung nimmt die Spannung dann bis auf rund 5,5 V allmählich ab, um dann aber sehr rasch steiler abzusinken. Damit sind drei Werte unterscheidbar: Ende der Ladung bei 7,5 V, Ruhespannung der geladenen Batterie 6,5 V und Ende der Entladung bei 5,5 V. Stellt man der Batterie zum Laden eine geringere Spannung als 7,5 V zur Verfügung, wird sie nie voll aufgeladen. Die Kapazität wird so nicht voll ausgenutzt, im diskutierten Anwendungsfall hat das also eine verminderte Gangreserve zur Folge. Hält man die Batterie dauernd auf dieser Spannung, dann nimmt die Lebensdauer ab. Das ist im Prinzip bei jeder aufladbaren Batterie so.

Als Ladegerät für den Pufferbetrieb empfiehlt sich ein Schmitt-Trigger mit definierter Schalthysterese. Er soll den Ladestrom einschalten, wenn die Batteriespannung knapp unter ihrer Ruhespannung liegt (wenn sie also schon ein wenig entladen ist), und soll ihn wieder abschalten, wenn die Spannung kurz vor der Lade-Endspannung angelangt ist. Eine entsprechende Lösung zeigt Bild 10. Die Dimensionierung in der Gesamtschaltung gilt für eine Z-Diode mit einer Spannung von 9,3 V im Betriebspunkt. Bei den Widerständen R1, R2 und R3 handelt es sich um genau passend ausgesuchte Werte, die angegebenen Zahlen sind nur die Nennwerte.

Im Ruhezustand (Batterie geladen, Netzspannung vorhanden) hält T2 über R5 entsprechend seiner durch R1, R2 und R3 gegebenen Basisspannung die Batterie auf 6,5 V und liefert den Strom für das Gerät. T1 ist gesperrt, weil seine Basis-Emitter-Spannung weit unterhalb der Schleusen-Spannung liegt. Fällt das Netz aus, so übernimmt die Batterie übergangslos die Speisung der Uhr. Über die jetzt in Sperrrichtung betriebene Basis-Emitter-Strecke von T2 kann sie sich nicht entladen.

R5 ist so dimensioniert, daß bei Netzspannungsrückkehr und inzwischen abgesunkener Batteriespannung ein so großer Strom durch ihn fließt, daß der Spannungsabfall an ihm den Transistor T1 öffnet. Mit der Emitter-Kollektor-Strecke von T1 wird nun R1 überbrückt, und es stellt sich eine Spannung an der Basis von T2 ein, die diesen Transistor erst bei einer Emitterspannung (Batteriespannung) von 7,4 V zu sperren beginnt. Dadurch sinkt dann der Strom durch R5, und als Folge davon sperrt T1. T2 sperrt nun vollständig, bis die Batterie wieder auf ihre Ruhespannung von 6,5 V gekommen ist, auf der sie dann wieder in geschilderter Weise über T2 gehalten wird.

Während des Ladens ist T2 voll durchgesteuert, der Ladestrom wird also lediglich

durch R5 und die Differenz zwischen U_B und U_R bestimmt. Im Mustergerät ist U_B bei 220 V Netzspannung 13 V. Ein Strom durch R5, der in der Lage ist, T1 in den leitenden Zustand zu steuern, fließt, wenn U_B auf 6,3 V abgesunken ist. Bei einer Netzspannung von 170 V liegt dieser Einschaltpunkt bei 6,4 V (bedingt durch den kleineren Strom durch R4). Der Abschalt-Punkt liegt bei Netzspannungen zwischen 170 und 240 V mit unmeßbaren Unterschieden bei 7,4 V. Der Abstand von 0,1 V zur vollen Lade-Endspannung von 7,5 V wurde aus Sicherheitsgründen gewählt, um eine Überladung unter allen Umständen zu vermeiden.

Bei festgelegtem Widerstand R3 (10 kOhm) wird zunächst bei leitendem Transistor T1 mit R2 die Lade-Endspannung eingestellt. Dabei wird die Batterie durch eine einstellbare Gleichspannungsquelle ersetzt, die auf eine Spannung 0,1 V unterhalb der wirklichen Lade-Endspannung der Batterie einzustellen ist. Dann wird bei gesperrtem Transistor T1 mit R1 die Ruhespannung eingestellt. Schließlich wird mit R5 noch die Spannung des Ladebeginns (rund 0,1 V unterhalb der Ruhespannung) festgelegt. R4 dient lediglich als Vorwiderstand für die Z-Diode und braucht nur dann einen anderen Wert zu bekommen, wenn eine andere Eingangsspannung U_B als im Mustergerät verwendet wird. R6 verhindert, daß ein nennenswerter Teil des Ladestromes über die Basis-Emitter-Strecke von T1 fließt. Sein Wert ist recht unkritisch.

1.5. Anzeige

Die Getriebeabtriebsdrehzahl ist bei der angegebenen Dimensionierung (Steuerfrequenz 200/3 Hz, Schrittmotor mit 48 Schritten je Umdrehung, Getriebe 5000:1) 1 Umdrehung je Stunde und damit geeignet zum Antrieb der Minutenwelle (großer Zeiger) eines ausgedienten Reise- weckers. Man hat damit ohne finanziellen Aufwand die komplette Anzeige-Einrichtung (Zwischenge triebe zur Stundenwelle, Zeiger, Zifferblatt, Abdeckung und Rahmen) beieinander. Man kann aber auch ebenso gut über ein geeignetes Zwischengetriebe vom Motor eine Zahlenrollenanzeige betreiben und hat damit dann eine (im allgemeinen jedoch schlechter ablesbare) Digitalanzeige. Der Phantasie, die Anzeige noch anders zu gestalten, sind keine Grenzen gesetzt.

2. Aufbau

Der Aufbau ist unkritisch und wird sich nach Geschmack (Gehäuseform) und Geschicklichkeit des Lesers richten. Außerdem hängt er weitgehend von dem Bauvolumen der verwendeten Einzelteile ab (vornehmlich der gewählten Form der Anzeige), so daß es nicht sinnvoll ist, hier detaillierte Vorschläge zu machen. Das Mustergerät ist entsprechend der Gesamtschaltung Bild 1 bestückt und als geätzte Schaltung ausgeführt.

Die gesamte Quarzuhr läßt sich für wenig mehr als 100 DM aufbauen, wenn man die Einzelteile geschickt auswählt. Die teuersten Bauelemente sind der Schrittmotor, das Getriebe und der Quarz. Für sie muß man rund 80 DM aufwenden. Als Netztransformatoren wurde im Mustergerät ein ausgedienter Ausgangsübertrager für Röhrengeräte mit einem Übersetzungsverhältnis von 40:1 verwendet, dem auf der Sekundärseite noch 50 Windungen 0,1 mm dicken Drahtes hinzugefügt wurden und dessen Kern verschachtelt gestopft ist.

Beispiele für die Anwendung des Computers in der Raumfahrttechnik

Die Bedeutung der numerischen Rechen-technik und der Datenverarbeitung in der Technik und angewandten Forschung wird immer größer. Die Deutsche Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (DVL) und das Recheninstitut für das Bauwesen (RIB) verwenden seit fast zehn Jahren die elektronische Datenverarbeitungsanlage als Hilfsmittel zur Lösung der Probleme aus Forschung und Anwendung. Um auch in weiterer Zukunft allen Anforderungen gerecht werden zu können, haben DVL und RIB ein Großrechenzentrum mit einer Siemens-Datenverarbeitungsanlage „4004/55“ gegründet.

Die „4004/55“ ist das größte des aus fünf Modellen bestehenden Systems „4004“ und wegen ihrer logischen Struktur in weitestem Umfang für die Lösung kommerzieller und wissenschaftlich-technischer Probleme einsetzbar. Als typischer Vertreter der dritten Computergeneration ist sie in Monolittechnik aufgebaut.

Die DVL besteht im wesentlichen aus drei Forschungszentren: Forschungsschwerpunkt Porz-Wahn bei Köln, Forschungsschwerpunkt Süd, Oberpfaffenhofen bei München, und Forschungsschwerpunkt Südwest, Stuttgart-Vaihingen und Lampoldshausen. Die neue Rechenanlage wird für die DVL vom Rechenzentrum Südwest betrieben, das für alle DVL-Institute des Stuttgarter Raumes arbeitet: Institut für Energiewandlung und Elektrische Antriebe, Institut für Plasmadynamik, Institut für Raketentreibstoffe sowie Institut für Chemische Raketenantriebe.

Anläßlich einer Pressekonferenz am 26. März 1968 machte Professor Dr.-Ing. Eugen Knoernschild, DVL-Institut für Energiewandlung und elektrische Antriebe, interessante Angaben, aus denen die Bedeutung des Computers für die Raumfahrttechnik hervorging. Er führte etwa folgendes aus.

Der Einfluß der Rechenmaschinen auf die wissenschaftlichen Arbeiten von Instituten, die sich mit der modernsten Technologie, das heißt vor allem mit der Weltraumforschung, beschäftigen, ist dauernd gewachsen. Am besten ist dies aus einigen Anwendungsbeispielen zu ersehen, die aus dem Institut für Energiewandlung und elektrische Antriebe stammen. Dieses Institut beschäftigt sich mit zwei Problemkreisen: der Erzeugung elektrischer Energie ohne rotierende Maschinen mit Hilfe der sogenannten magnetohydrodynamischen Energiewandlung sowie mit elektrischen Antrieben für Raumfahrzeuge durch Beschleunigung von Plasmen auf induktiver Basis.

Die Berechnung eines induktiven MHD-Energiewandlers ist insofern schwierig, als eine Vielzahl von Parametern zu berücksichtigen ist, so zum Beispiel die Leitfähigkeit des Arbeitsmediums, das durch einen solchen Wandlerkanal strömt, die Anordnung und die Größe des Magnetfeldes, die sekundären elektrischen Ströme im Plasma selbst und der Einfluß des elektrischen leitenden Plasmas auf das Magnetfeld beim Ein- und Austritt aus dem Kanal. Die numerische Auswertung dieser Parameter ist so umfangreich, daß die Benutzung einer Hochleistungs-Rechenanlage die einzige Möglichkeit ist, zu sinnvollen

Ergebnissen zu gelangen. Durch diese Rechnungen ist man jedoch in der Lage, optimale Anlagen entwerfen zu können.

Ein anderes, nur durch Einsatz von Rechenanlagen lösbares Problem bezieht sich auf einen Reaktor, wie er möglicherweise in zwanzig Jahren zur Verfügung stehen wird. Es ist der sogenannte Gas-Core-Reaktor, das heißt ein Reaktor, dessen Kernbrennstoff so weit aufgeheizt wird, daß er gasförmig wird. Es bestand nun die Aufgabe, die Temperaturverteilung in einem solchen Reaktor vom Kern aus bis zu den Wänden zu berechnen. Diese Temperaturverteilung ist einmal durch die optische Strahlung gegeben und zum anderen durch die Energieerzeugung im Kernbrennstoff, die wiederum eine Funktion des Abstandes vom Zentrum ist. Der variablen Temperatur entspricht dann auch eine variable Dichte und damit ein variabler Neutronenfluß. Ein solches System von Parametern läßt sich nur durch eine Hochleistungs-Rechenanlage behandeln. Die Rechnung ergab, daß bei 20 000 °C Innentemperatur eine Außentemperatur von 8000 °C vorhanden ist. Das entspricht einer Temperaturverteilung, wie sie ähnlich bei den Sternen vorhanden ist.

Das dritte Beispiel war der Einsatz einer Rechenanlage bei der Lösung von Problemen bei induktiven Plasmabeschleunig-



Großrechenanlage der Arbeitsgemeinschaft DVL-RIB in Stuttgart. Die Zentraleinheit „4004/55“ (links) ist das größte und leistungsfähigste Modell des Siemens-Systems „4004“. Die Anlage ist mit 2 Magnetband-Zwillingen, Bedienungsgeräten, mit Blattschreiber (Mitte), 4 Magnetplattenspeichern (im Vordergrund) und Schnelldrucker (rechts hinten) ausgestattet

gern. Während hier vorläufige Rechnungen noch mit üblichen Rechenverfahren möglich sind, ist die genauere Durcharbeitung der auftretenden Zusammenhänge jedoch nur mit Hilfe von Rechenanlagen möglich. Der Bewegungsvorgang des Plasmas wird durch ein gekoppeltes Differentialgleichungssystem beschrieben und selbst, wenn man nur für einen einzigen Satz von Werten eine solche Differentialgleichung lösen wollte, wäre das schon ein unmögliches Unterfangen. Hier kann nur der Einsatz des Computers helfen. —th

Kraftfahrzeug-Elektronik

Prüfgerät für elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung

Die von Bosch entwickelte elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung¹⁾ hat sich – serienmäßig in VW-Fahrzeugen 1600 E eingebaut – bereits vielfach bewährt.

Das wichtigste Testgerät für den Kundendienst an der elektronisch gesteuerten Benzineinspritzung ist das Bosch-Prüfgerät „EFAW 193“. Es wird bei der Fehlersuche zwischen dem Steuergerät und der

übrigen Anlage eingeschaltet oder auch, in einem weiteren Prüfgang, an Stelle des Steuergerätes an die Anlage angeschlossen. Das Anschließen der Prüfgeräte erfolgt mittels Steckkontakten.

Zwei an der Frontplatte des Gerätes (Bild 1) befindliche Drehschalter haben programmierte Schaltstellungen. Außerdem enthält das Gerät noch acht Drucktasten, mit denen unter anderem die Kraftstoffförderpumpe und die Einspritzventile separat in Gang gesetzt werden können. Nach einer ausgeklügelten Checkliste wird nur eine Reihe von Prüfgängen durchgeführt. Die Programmierung der Schalter und die Checkliste gewährleisten eine sinnvolle Reihenfolge der Prüfgänge und einen kompletten, umfassenden Test.

Das Prüfgerät „EFAW 193“ paßt sich in Form und Abmessungen dem Baukastensystem anderer Motortestergeräte von Bosch an. Da es bei Fahrzeugen mit elektronisch gesteuerter Benzineinspritzung genau wie bei anderen Fahrzeugen auch noch zusätzlich um Schließwinkel, Zündverstellung und Zündzeitpunkt geht, ist es sinnvoll, das Prüfgerät „EFAW 193“ mit den notwendigen Zusatztestgeräten zu kombinieren. Bosch hat dazu einen kleinen handlichen Testwagen (Bild 2) entwickelt, in dem folgende Geräte untergebracht werden können: Zündlichtpistole mit Verstellwinkel – Meßeinrichtung „EFAW 169“, Schließwinkel-Drehzahl-Tester „EFAW 166 B“, Unterdruck-Tester „EFAW 138“ und Prüfgerät für elektronische Benzineinspritzung „EFAW 193“.

¹⁾ Elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 22, S. 844–845



Bild 1 (oben). Prüfgerät für elektronisch gesteuerte Benzineinspritzanlage mit Zwischenstecker

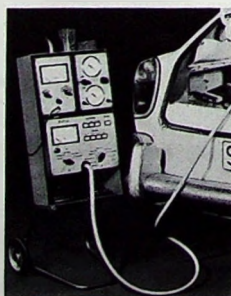


Bild 2. Testwagen mit Prüfgerät am Fahrzeug angeschlossen

Stereo-Kondensatormikrofon mit Feldeffekttransistoren

Einleitung

Die Kapsel eines Kondensatormikrofons verlangt zur Übertragung eines breiten Frequenzbandes einen sehr hochohmigen Abschluß. Bei beispielsweise 80 pF Kapselkapazität ergibt sich für eine Frequenz von 30 Hz nach $R_C = 1/\omega C$ ein kapazitiver Innenwiderstand von 67 MOhm. Soll der Spannungsabfall bei dieser Frequenz nicht größer als 2 dB sein, dann muß der Abschlußwiderstand in der Größenordnung von etwa 150 MOhm liegen. Dieser Abschlußwiderstand ist mit einer Elektronenröhre, die wegen der Störanfälligkeit unmittelbar mit der Kapsel zu einer Einheit zusammengefaßt werden muß, leicht erreichbar. Für die Spannungsversorgung eines solchen Mikrofons ist neben der Heizspannung und der Anodenspannung für die Röhre eine Polarisationsspannung für die Mikrofonkapsel erforderlich. Stellt man eine Leistungsbilanz auf, dann erhält man für die Heizleistung (zum Beispiel AC 701 mit 4 V, 0,1 A) 400 mW und für die Anodenverlustleistung (120 V, 1,35 mA) etwa 165 mW. Zusammen ergibt sich also eine Leistungsaufnahme von über einem halben Watt.

Die Aufgabe bestand nur darin, für ein tragbares Stereo-Magnetbandgerät („4200 report stereo“ von Uher) eine Schaltung für ein Stereo-Kondensatormikrofon zu entwickeln, die bei geringstem Stromaufwand und geringstem Aufwand höchste Qualität gewährleistet. Eine Röhrenschaltung schied aus, da bei einer zur Verfügung stehenden Spannung von 6 V und einem Heizstrom von 0,2 A ($2 \times AC 701$) bereits 1,2 W als Heizleistung aufgenommen werden würden. Dazu käme noch die Anodenverlustleistung, die bei 50 % Wirkungsgrad des Spannungswandlers etwa 0,65 W betragen würde, so daß auf der Primärseite eines 6/120-V-Wandlers etwa 0,11 A fließen. Zusammen mit dem Heizstrom von 0,2 A ist die Stromaufnahme etwa 0,31 A. Dagegen liegt die Stromaufnahme des gesamten Gerätes bei Aufnahmebetrieb nur bei etwa 0,14 A. Es mußte also nach anderen Schaltungen gesucht werden.

Zwei bekannte Grundkonzeptionen stehen zur Auswahl:

1. die HF-Schaltung mit konventioneller Transistorbestückung,
2. die NF-Schaltung mit Feldeffekttransistoren.

Die erste Schaltung hat den Nachteil eines recht komplizierten Aufbaus, speziell wenn man geringste Ersatzlautstärke (Rauschen) verlangt. Der Vorteil liegt in der nicht benötigten Polarisationsspannung, so daß dieser Mikrofontyp unmittelbar aus der 6-V-Batterie versorgt werden könnte. Die Stromaufnahme ist verhältnismäßig gering. Sie liegt bei etwa 10 mA (Leistungsaufnahme 60 mW). Dem Selbstbau steht auch entgegen, daß meist vorhandene NF-Kapseln nicht unbedingt für HF-Schaltungen geeignet sind.

Ing. Udo Schmidt ist Leiter der Abteilung Tonmeßtechnik - Entwicklung der C. Lindström/Electrola GmbH, Köln-Braunsfeld.

Die zweite Möglichkeit bietet sich durch den Einbau von Feldeffekttransistoren. Diese haben auf Grund ihres Aufbaus eine hochohmige Eingangsimpedanz, die zwar stark frequenzabhängig ist, jedoch je nach Transistortyp bei allen Frequenzen etwa bei dem zwei- bis dreifachen Wert der

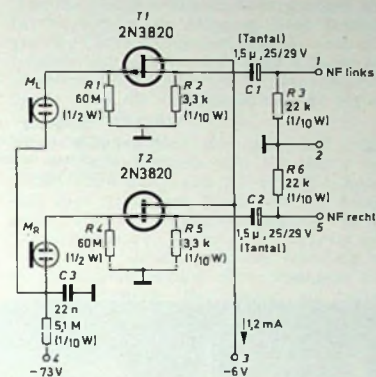


Bild 1. Schaltung des Stereo-Kondensatormikrofons mit Feldeffekttransistoren

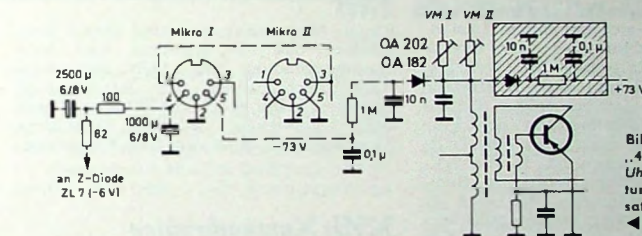


Bild 2. Umbau am „4200 report stereo“ von Uher; --- neue Leitungen; schraffiert: Zusatz für SM-Stereophonie oder Achtermikrofon

Kapselimpedanz liegt. Damit ist über den ganzen Bereich eine frequenzunabhängige Belastung der Kapsel gewährleistet. Die Transistoren können unmittelbar aus der 6-V-Quelle gespeist werden. Werden die Transistoren als Impedanzwandler in Drainschaltung betrieben, dann erhält man einen niederohmigen Innenwiderstand der Mikrofonschaltung. Er ist etwa 950 Ohm, so daß je nach Kabelkapazität bis zu 20 m Kabel angeschlossen werden können.

Einiges Kopfzerbrechen bereitete die Erzeugung der Polarisationsspannung. Sie muß je nach Kapseltyp bei etwa 60 V liegen. Das Aufbringen einer Leistung ist nicht erforderlich, da nach dem Aufladen der möglichst verlustarmen Kondensatoren praktisch kein Strom mehr entnommen wird. Eine Möglichkeit besteht in dem Bau eines kleinen transistorisierten Spannungswandlers, der bei einer Frequenz von etwa 50 kHz eine Spannung von 45 V liefert. Nach der Gleichrichtung stehen dann die gewünschten 60 V zur Verfügung. Der Aufwand für die Siebung ist infolge der hohen Frequenz sehr gering. Dieser Wandler könnte unmittelbar in dem Mikrofonhals untergebracht werden. Die gesamte Stromaufnahme ist etwa 3,5 mA.

Eine weitaus elegantere Lösung stellt jedoch die Verwendung der HF-Vormagnetisierungsspannung dar, die bei dem oben erwähnten Gerät bei 52 V_{eff} liegt. Nach

der Gleichrichtung stehen dann 73 V zur Verfügung. Sollte diese Spannung zu hoch sein, dann läßt sie sich mit Hilfe eines hochohmigen Spannungsteilers von einigen Megohm bequem auf einen niedrigeren Wert bringen. Wegen der leistungslosen Spannungsentnahme können auch mehrere Mikrofone gleichzeitig aus dieser Quelle versorgt werden.

Aufbau und Schaltung des Mikrofons

Die Schaltung sowie der Aufbau des Mikrofons sind denkbar einfach (Bild 1). Am Tonbandgerät werden lediglich an der Mikrofoneingangsbuchse sowie am HF-Generator die im Bild 2 gezeigten Änderungen vorgenommen. Eine Stabilisierung der Polarisationsspannung erwies sich als nicht notwendig, da keine plötzlichen Spannungsänderungen auftreten können. Eine über lange Zeiten sich ändernde Polarisationsspannung hat lediglich geringe Änderungen des Übertragungsfaktors (Empfindlichkeit) zur Folge, die aber bequem ausgeglichen werden können. Auf Grund der Bauweise arbeitet das Mikrofon nur, wenn die Aufnahmestaste gedrückt wird. Die gesamte Stromaufnahme liegt bei 1,2 mA. Sollte das Mikrofon für Übertragungs-

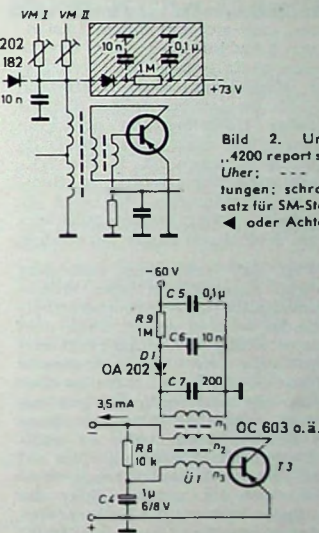


Bild 3. Schaltung des Spannungswandlers für das Kondensatormikrofon; C 5 und R 9 können eventuell entfallen, C 6 ist dann auf 0,1 μF zu vergrößern; Daten für Ü 1: Siemens-Silerritübertrager „B 65 541 T 26 A 160“; n₁ = 660 Wdg., 0,05 CuL, n₂ = 70 Wdg., 0,08 CuL, n₃ = 20 Wdg., 0,08 CuL; f₀ ≈ 50 kHz

zwecke eingesetzt werden, dann muß ein nach Bild 3 geschalteter Spannungswandler eingebaut werden. Alle Bauelemente wurden auf einer gedruckten Schaltungsplatte montiert (Bilder 4, 5 und 6).

Als Mikrofonkapseln wurden zwei Nierenmikrofone aus dem „U 67“ (Neumann, Berlin) verwendet. Die beiden Kapseln wurden für Aufnahmen nach dem Intensitätsverfahren (XY-Stereophonie) überein-

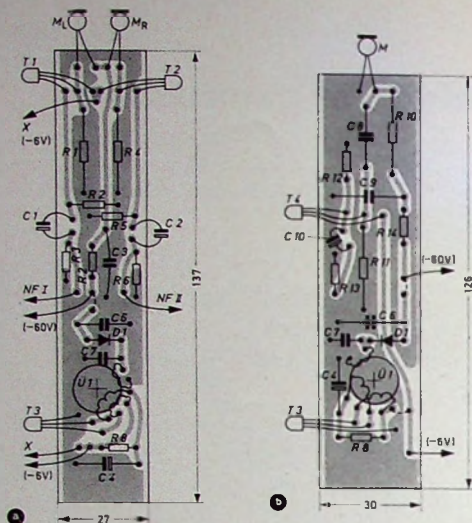


Bild 4. Gedruckte Schaltung mit Spannungswandler: a) Stereo-Ausführung, b) Mono-Ausführung

andergesetzt und um 90 bis 100° gegeneinander verdreht. Der Übertragungsfaktor des Mikrofons liegt bei einem Lastwiderstand von 3,6 kOhm (Δ dem Eingangswiderstand des „4200 report stereo“) bei 1,2 mV/ μ bar. Der Frequenzgang wird durch die verwendeten Kapseln bestimmt.

Die Größe des Auskoppelkondensators ist so bemessen, daß sich bei einem Lastwiderstand von 3,6 kOhm eine untere Grenzfrequenz von 30 Hz ergibt. Die Grenzfrequenz von Kapsel und Gate-Widerstand liegt bei 55 Hz, so daß bei großen Tiefenanteilen keine Übersteuerung des Verstärkers eintritt und gleichzeitig eine Trittschalldämpfung wirksam ist. In die 6-V-Stromversorgungsleitung wurde zu Siebzwecken ein kombiniertes RC-Glied (s. Bild 2) geschaltet. Damit werden Rückwirkungen vom Motorkreis sicher vermieden.

Für den Fall, daß Aufnahmen nach dem SM-Verfahren durchgeführt oder Mikrofone mit umschaltbaren Richtcharakteristiken verwendet werden sollen, kann dem HF-Generator eine zweite, entgegengesetzt gepolte Spannung von +73 V entnommen werden. Diese Spannung wird der zweiten Membran der als Achtermikrofon geschalteten Kapsel zugeführt. Die Aufnahme nach dem SM-Verfahren sollte so erfolgen, daß die Summe (Nierenmikrofon) auf der oberen Spur und die Differenz (Achtermikrofon) auf der unteren Spur des Bandes zu liegen kommt. Das hat den Vorteil, daß das Stereo-Band auf einer Halbspur-Mono-Maschine ein vollwertiges Mono-Signal liefert. Außerdem bewirken „drop outs“ kein Auswandern der Mitte bei der Wiedergabe. Vor der Wiedergabe muß natürlich eine Wandlung des Summen-Differenz-Signals in ein Links-Rechts-Signal vorgenommen werden. Das kann im einfachsten Fall mit Differentialübertragern erfolgen.

Soll die Transistorschaltung aus der Gleichspannung eines Netzgerätes gespeist werden, bei dem der Minuspol am Gehäuse liegt, dann kann der Transistor 2N3820 gegen einen NPN-Typ 2N3819 ausgetauscht werden. Zu beachten ist, daß bei transistorisierten Netzgeräten vielfach ein stärkeres Rauschen auftritt.

Bild 5. Lötseite der gedruckten Schaltungsplatte (Stereo-Ausführung)



Bild 6. Bestückungsseite der gedruckten Schaltungsplatte (Stereo-Ausführung)

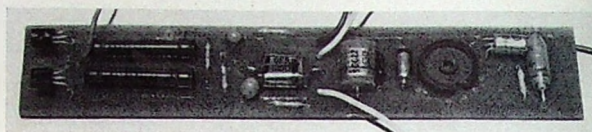


Bild 7. Schaltung der Mono-Ausführung für einseitig an Masse liegende Mikrofonskapseln

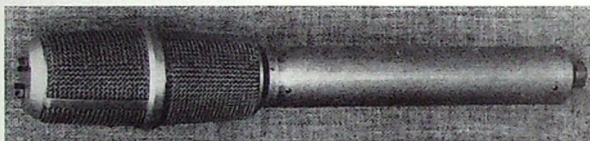
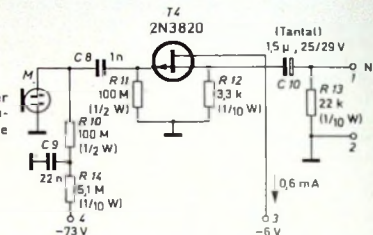


Bild 8. Das Stereo-Kondensatormikrofon mit im Hals untergebrachter Schaltung

Einige Mikrofonskapseln sind derart konstruiert, daß die Membran eine feste Masseverbindung hat. Läßt sich diese Kapsel nicht isoliert vom Mikrofonskopf einbauen, dann muß eine Schaltung nach Bild 7 verwendet werden. Besonderes Augenmerk ist dabei dem 1-nF-Koppelkon-

densator zu widmen, da an dieser Stelle höchster Isolationswiderstand nötig ist. Die in den Bildern 1 und 7 verwendeten Anschlußziffern beziehen sich auf die fünfpolige Tuchel-Flanschdose M (Typ „T 3362“). Die Ansicht des fertigen Mikrofons ist im Bild 8 wiedergegeben.

KW-Kurznachrichten

Europatreffen Wolfsburg der Funkamateure

Vom 1. bis 3. Juni 1968 wird in der Volkswagenstadt das **Europatreffen Wolfsburg** abgehalten, zu dem man Funkfreunde aus aller Welt erwartet und das ein äußerst vielseitiges Programm verspricht. So werden auch Fachvorträge über aktuelle technische Probleme gehalten. Neu ist in diesem Jahr, daß die Vortragenden nicht nur aus den Reihen der Funkamateure stammen, sondern daß auch die Industrie einige ihrer Ingenieure nach Wolfsburg delegiert. Eine deutsche Großfirma läßt über einen Batterie-Allwellen-Reiseempfänger mit SSB-Zusatz sowie über wichtige Fragen der Transistortechnik berichten, und ein Unternehmen aus den USA behandelt den Einbau ihrer Geräte in Kraftfahrzeuge. In diesem Zusammenhang sollen auch die Probleme geeigneter Antennen für Fahrzeug-Sendung und -Empfang behandelt sowie über die fachgerechte Entstörung der elektrischen Bordanlage gesprochen werden.

Wie bei allen Großveranstaltungen der deutschen Funkamateure im DARC spielen auch in Wolfsburg die Mobilstationen eine wichtige Rolle. Als Anreiz für eine möglichst lückenlose Teilnahme haben sich die Veranstalter etwas Nettes einfallen

lassen: Sie verbinden ihren „Mobilkorsor“ mit einer Stadtbesichtigung und geben den Teilnehmern laufend über Funk die erforderlichen Erklärungen.

RTTY (Funkfern schreiben) ist im internationalen Amateurfunk schon recht weit verbreitet, aber in Deutschland ist es nur ein verhältnismäßig kleiner Kreis von Funkfreunden, der sich damit beschäftigt. Vielleicht liegt das nur daran, daß die Anzahl der möglichen Gegenstellen immer noch zu klein ist, und daß ein RTTY-Freund möglicherweise lange warten muß, bis er Antwort auf seine Sendung erhält. Auch hier soll das Europatreffen in Wolfsburg abhelfen. Dort treffen sich alle derzeitigen RTTY-Freunde, um Erfahrungen auszutauschen, ihre Mitamateure mit ihrer speziellen Technik bekannt zu machen und zu überlegen, wie sie noch weitere Anhänger gewinnen können.

Bodenseetreffen Konstanz

Das „Familienfest“ – so genannt, weil wegen der herrlichen Umgebung die Amateure mit Kind und Kegel erscheinen – findet am 29. und 30. Juni 1968 unter dem Namen Bodenseetreffen in Konstanz statt. Trotz des knapp vier Wochen vorher stattgefundenen Europatreffens kann man mit einer ungewöhnlich großen Beteiligung rechnen.

Geregelte Speisequelle mit elektronischer Sicherung

Um geregelte Speisequellen für Leistungsverstärker kurzschlußsicher zu gestalten, kann man entweder eine Strombegrenzung oder ein automatisches Abschalten im Überlastungsfall vorsehen. Im ersten Falle muß der Leistungstransistor des Regelgerätes bei Kurzschluß die gesamte Nennleistung in Wärme umsetzen und daher stark überdimensioniert werden. Abschaltvorrichtungen in Form von elektronischen Sicherungen benötigen in ihrer herkömmlichen Form mehrere zusätzliche Transistoren und sind daher auch recht aufwendig.

Eine besonders einfache Form des Überlastungsschutzes wird erhalten, wenn man die Regelschaltung so aufbaut, daß sie im Überlastungsfall zu einer Kippschaltung wird und automatisch den Ausgangsstrom auf einen ungefährlichen Wert zurückführt. Liegt dieser Wert über dem Ruhestrom des nachgeschalteten Verstärkers, dann kippt die Schaltung nach Ende der Überlastung in die Regelfunktion zurück.

In der Schaltung nach Bild 1 wird am Spannungsteiler R 11, R 12, R 13 ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und

der Spannung an D bewirkt. Die so erhaltene Verringerung der Referenzspannung läßt die Ausgangsspannung sinken. Damit geht die Spannung an D weiter zurück, und am Ende des Kippvorganges erhält man die gleichen Betriebsbedingungen wie bei Kurzschluß am Ausgang. Nach Beseitigen der Überlastungsursache oder nach Abschalten der Last wird D über R 5 und R 7 wieder auf den Nennwert vorgespannt, und damit wird die Regelfunktion der Schaltung wiederhergestellt.

Beim Maximalwert des Ausgangsstroms ist der Emittorstrom von T 3 durch die Stromverstärkung von T 1 und T 2 gegeben. Der günstigste Wert von R 8 hängt somit von der Stromverstärkung dieser Transistoren ab. Wenn er zu niedrig gewählt wird, erhält man bei Überlastung eine Strombegrenzung ohne Rückgang des Ausgangsstromes. Bei einem zu hohen

Wert von R 8 setzt der Kippvorgang unabhängig von der Einstellung von R 2 bereits vor Erreichen des Nennstromes ein.

Zur Verbesserung der Regeleigenschaften lassen sich zwei Rückkopplungswege einfügen. Durch R 4, R 10 kann die durch einen Rückgang der Eingangsspannung bedingte Verringerung des Ausgangsstromes kompensiert werden. R 4 ist so einzustellen, daß sich bei fester Last Änderungen der Eingangsspannung nicht mehr auf die Ausgangsspannung auswirken. Die durch Laständerungen normalerweise verursachten Änderungen der Ausgangsspannung können bei geeigneter Wahl von R 9 ausgeglichen werden. Bei Einfügen von R 9 ist R 13 von 390 Ohm auf 560 Ohm zu erhöhen.

Mit Hilfe von R 12 kann die Ausgangsspannung um einige Volt verändert werden. Es ist nicht empfehlenswert, die Schaltung für einen größeren Einstellbereich auszulegen, da dann die Kippschwelle von der eingestellten Ausgangsspannung abhängig wird. Wenn ein anderer Nennwert der Ausgangsspannung gewünscht wird, dann soll die Referenzspannung etwa halb so groß wie dieser Wert sein. Der Grenzwert des Ausgangsstromes kann durch Verringeren von R 2, R 3 und R 8 erhöht und durch die umgekehrte Maßnahme verringert werden.

H. Schreiber

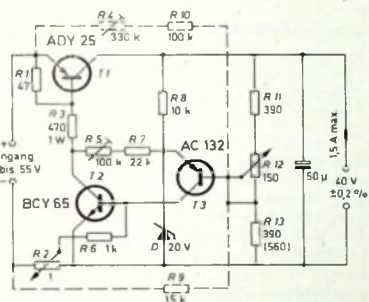


Bild 1. Schaltung der geregelten Speisequelle für Leistungsverstärker; wird der Maximalwert des Ausgangsstromes überschritten, dann kippt die Regelschaltung in einen Zustand, bei dem der Ausgangsstrom auf einen Bruchteil zurückgeht

zwischen Emittor und Basis von T 3 mit der Referenzspannung an der Z-Diode D (beispielsweise ZF 20 von Intermittel) verglichen. Ein Fallen der Ausgangsspannung bewirkt somit ein Ansteigen des Kollektorstromes in T 3, und damit auch in den nachgeschalteten Komplementärstufen T 2 und T 1. Dadurch erhält man einen Ausgleich der angenommenen Spannungsänderung.

Bei direktem Kurzschluß am Ausgang ändert sich die Stromrichtung in R 8, wodurch die Spannung an D weit unter den Nennwert zurückgeht. Der Kurzschlußstrom am Ausgang wird nur noch von R 5 und R 7 bestimmt und kann mit R 5 auf 0,1 bis 0,2 des Nennwertes eingestellt werden. Bei langsamem Überschreiten des für den Ausgangsstrom gewählten Grenzwertes wird der Spannungsabfall an R 2 über R 6 ein rasches Ansteigen des Kollektorstromes von T 3 bewirken. Der Kippvorgang beginnt, wenn der dadurch bedingte Spannungsabfall an R 8 eine Verringerung

Induktiver Annäherungsschalter mit Huth-Kühn-Oszillator

Ein Annäherungsschalter kann nicht nur mechanische Endschalter ersetzen, sondern zum Beispiel auch als Geber für Drehzahlmesser und Zähler dienen. Metallteile lösen beim Durchfallen durch die Luftspule L 1 einen Impuls aus. Die Schaltung (Bild 1) spricht auf ferro- und paramagnetische

nähert wird. Der Kollektorschwingkreis enthält einen Trimmer, mit dem seine Resonanzfrequenz auf die des Basiskreises abgestimmt werden kann. In Tab. I sind die Wickelraten der Spulen zusammengestellt. Die Rückkopplung vom Kollektor des Transistors T 1 auf seine Basis erfolgt über den 100-pF-Trimmer. Die Schwingungen setzen aus, sobald der Basiskreis bedämpft oder verstärmt wird. Durch den 470-Ohm-Gegenkopplungswiderstand in der Emittorzuleitung wird verhindert, daß die temperaturbedingten Kennwertänderungen des Transistors die Funktion der Schaltung wesentlich beeinflussen.

An den Oszillator ist eine Richtverstärkerstufe mit dem Transistor T 2 induktiv angekoppelt. Sie bewirkt, daß die Stromaufnahme der Schaltung bei 5 V Betriebsspannung von 15 mA auf 1,5 mA springt, wenn die Oszillatorschwingung aussetzt. Zum Abgleich wird zunächst der Trimmer zwischen Kollektor und Basis von T 1 in eine mittlere Stellung gebracht. Dann wird der Trimmer im Kollektorschwingkreis bei nicht bedämpfter Basispule so eingestellt, daß die Stromaufnahme der Schaltung ein Maximum ist. Mit dem Trimmer zwischen Kollektor und Basis kann dann die Empfindlichkeit eingestellt werden.

Da die Arbeitsweise der Schaltung nicht beeinträchtigt wird, wenn sich die Speisespannung zwischen 3 V und 9 V ändert, kann die Schaltung wie ein veränderlicher Widerstand eingesetzt werden, das heißt, man braucht keine getrennten Zuleitungen für Stromversorgung und Signal, sondern kommt mit zwei Leitungen aus. Das ist besonders dann vorteilhaft, wenn der Annäherungsschalter und der Indikator räumlich weit auseinanderliegen.

(Nach Intermittel-Unterlagen)

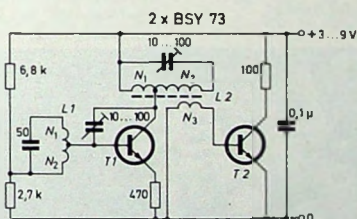


Bild 1. Schaltung des Annäherungsschalters; fällt ein Metallstück durch die Luftspule L 1 im Basisschwingkreis von T 1, dann wird ein Impuls ausgelöst

Tab. I Wickelraten der Spulen

L 1: Luftspule, 7 mm lang, Innendurchmesser 18 mm
N ₁ = 750 Wdg., 0,13 CuL
N ₂ = 250 Wdg., 0,13 CuL
L 2: Schalenkern B65531-K0100-A022 (Siemens)
N ₁ = 50 Wdg., 0,1 CuL
N ₂ = 260 Wdg., 0,1 CuL
N ₃ = 40 Wdg., 0,1 CuL

Metalle empfindlicher als auf diamagnetische. Sie enthält einen Huth-Kühn-Oszillator, dessen Schwingungen von etwa 100 kHz aussetzen, wenn ein Metallstück der Luftspule des Basisschwingkreises ge-

Transistor-Metronom

Technische Daten

Betriebsspannung: 9 V
Taktzahl: von 40 bis 200 Takte je Minute, regelbar
Stromaufnahme: ≈ 40 mA
NF-Verstärker: zweistufig
Lautstärke: stetig regelbar
Bestückung: 3 x AC 117, AC 175, BC 131, BAY 19

Wenn man zusammen musiziert, müssen alle im Takt bleiben; Musiker brauchen, wenn sie üben, einen Taktgeber. Das herkömmliche Metronom funktioniert so ähnlich wie eine Uhr, also mit einem Federwerk. Das elektronische Metronom besteht dagegen im Prinzip aus einem astabilen Multivibrator. Die Anzahl der Takte (40 bis 200 je Minute) läßt sich wie bei einem mechanischen Metronom einstellen. Dem Metronom ist ein kleiner Verstärker mit Gegentakt-Endstufe nachgeschaltet. Wird, wie zum Beispiel bei Beat-Bands, eine

öffnet sich T1 völlig. T2 wird gesperrt und C1 somit wieder aufgeladen. Die Abstände der Auf- und Entladungen kann man mit P1 einstellen. Die Impulse werden über C3 angekoppelt und dem NF-Verstärker zugeführt.

Über das Lautstärkepotentiometer P2 und C4 gelangt das Signal an die Basis des Treibertransistors T3. Mit R8 und R13 ist eine gute Stabilisierung des Kollektorstromes der Treiberstufe gegen Temperaturschwankungen möglich. Die Basis-Emitter-Vorspannung der in Kollektorschaltung arbeitenden Endstufentransistoren werden aus dem Spannungsteiler (R12, R9, R10, R11) abgegriffen. Dem Spannungsteiler ist die Referenzdiode D1 (BAY 19) parallel geschaltet. Sie arbeitet in Durchlaßrichtung. Die ganze Parallelschaltung liegt im Kollektorkreis von T3. Der Heißleiter R11 stabilisiert den Kollektorruhestrom der Endstufentransistoren T4, T5 gegen Temperaturänderungen.

Aufbau

Das Gerät ist nach den Bildern 2 und 3 auf einer doppellagigen Resopalplatte

(110 mm x 85 mm) aufgebaut. Die Bauteile sind unter der Platte nach Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet.

Hinter P1 sind die Bauteile des Multivibrators angeordnet; links davon befindet sich die Buchse Bu1. An das Lautstärkepotentiometer P2 schließt sich der Ver-

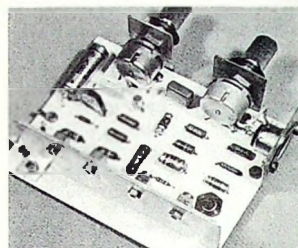


Bild 4. Blick auf das Gerät von hinten; im Vordergrund das Kühlblech der Transistoren

stärkeraufbau an. Die Kühlfläche für T1, T2, T4, T5 ist 35 cm² (100 mm x 35 mm) groß und aus einem 2 mm dicken Aluminiumstück gefertigt (Bild 4).

Inbetriebnahme und Abgleich

Ist das Gerät fertig verdrahtet, dann kontrolliert man es auf mögliche Schaltfehler. Dann testet man bei abgeschaltetem Multivibrator (Stromversorgungs- und Signal-

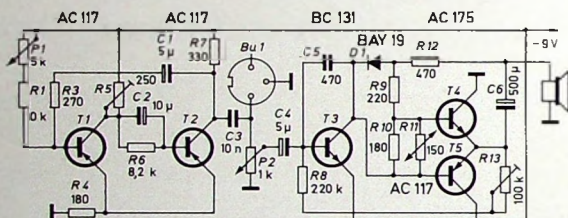


Bild 1. Schaltung des Gerätes

größere Lautstärke des Klicks erforderlich, dann kann man die Impulse vom Generator abnehmen und über einen Vollverstärker laufen lassen.

Schaltung

Der verwendete astabile Multivibrator (Bild 1) hat keinen stabilen Schaltzustand. Er kippt also selbsttätig in einem bestimmten Rhythmus zwischen den beiden Schaltstellungen. Nimmt man an, daß der Transistor T1 (AC 117) gerade durchgeschaltet ist, dann wird T2 (AC 117) gesperrt. Kondensator C1 (5 µF) lädt sich über Widerstand R1 und über Widerstand R7 auf. Hat die Spannung am Kondensator den Wert der Batteriespannung erreicht, dann sinkt der Ladestrom, und T1 ist gesperrt. T2 wird durchgesteuert und über den Widerstand R5 offengehalten. C1 entlädt sich nun über die Kollektor-Emitter-Strecke mit R4 und über R3, R1, P1. Die negative Platte von C1 wird dabei über R4 und T2 mit der Plusspannung verbunden. An die Basis von T1 gelangt damit eine positive Spannung, die den Transistor sperrt.

Wenn C1 entladen ist, wird T1 durch den über R1, P1 fließenden Basisstrom leicht geöffnet. Der Arbeitspunkt von T2 verschiebt sich in Sperrichtung. Durch diese Spannungsänderung am Kollektor von T2

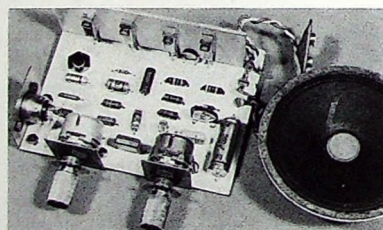


Bild 2. Gesamtansicht des Transistor-Metronoms

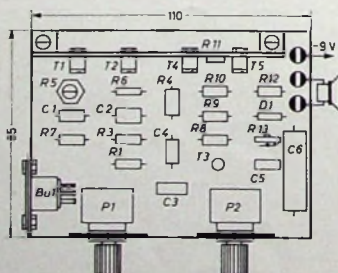


Bild 3. Anordnung der Einzelteile auf der Montageplatte

Einzelteilliste

Elektrolytkondensatoren, 15 V	
(C1, C2, C4, C6)	(Telefunken/NSF)
Kondensatoren „EKS“	
(C3, C5)	(Wima)
Trimpotentiometer	
„64 Tr-P-spez.“ (R5)	(Dralowid)
„54 ZP“ (R13)	(Dralowid)
Potentiometer „Preostat 190 Nr. 1-7426“	
(P1, P2)	(Prel)
Widerstände (R1 bis R10, R12, R13)	(Dralowid)
NTC-Widerstand „K 11“ (R11)	(Siemens)
Drehknöpfe „490/6“	(Mozar)
Normbuchse „Mawi 30“, dreipolig	(Hirschmann)
Transistoren 3 x AC 117, AC 175, BC 131	(Telefunken)
Diode BAY 19	(Intermetall)
Batterie „Nr. 28“, 9 V	(Pertrix)

spannungsleitung unterbrochen) den Verstärker. Der Ruhestrom der Endstufe ist etwa 7 bis 8 mA. Am Kollektor des Treibertransistors liegt die Hälfte der Batteriespannung, also 4,5 V. Die Emitterspannung der Endstufentransistoren ist um 0,15 V höher als die Basisspannung und hat 4,65 V. Ist der Verstärker in Ordnung, dann wird der Multivibrator zugeschaltet. Das Gerät zieht nun einen Strom von etwa 40 mA. R5 wird so eingestellt, daß T2 leitet und Kollektorstrom fließen kann.

W. W. Diefenbach



Die Technik moderner Service-Oszillografen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 9, S. 360

2.6.1.2. Sperrschwinger

Der Sperrschwinger ist eine zweite in der Oszillografentechnik wichtige Grundschaltung. Bild 70 zeigt ihn in Röhren-, Bild 71 in Transistortechnik. Im Augenblick des Einschaltens liegt das Gitter (Bild 70) praktisch über R auf Katodenpotential, so daß der Anodenstrom sprunghaft ansteigt. Er induziert dabei in der gitterseitigen Wicklung des Transformators Tr eine Spannungsspitze, die sehr schnell zur völligen Durchsteuerung der Röhre führt. Dabei lädt sich infolge des Gitterstroms der Kondensator in der eingetragenen Polarität auf, was sehr schnell zur völligen Sperrung der Röhre führt. Nunmehr kann sich C über R nach Maßgabe der Zeitkonstante $R \cdot C$ entladen, und wir erhalten an C eine exponentiell abfallende Spannung, die den gewünschten Kipp-



spannungshinlauf bedeutet. Sobald die Entladung weit genug fortgeschritten ist, beginnt die Röhre wieder zu leiten; infolge der starken Rückkopplung über den Transformator gerät sie sehr schnell in den leitenden Zustand, und C wird ebenfalls sehr schnell so stark negativ, daß die Röhre neuerdings sperrt. Dann beginnt der Vorgang von neuem. Der Verlauf der Kippspannung an C ist im Bild 70 eingetragen. Ebenso verhält sich der Sperrschwinger in Transistortechnik nach Bild 71, so daß wir auf weitere Erläuterungen verzichten können. Der Hinlauf der Kippspannung, der vorzugsweise durch $R \cdot C$ gegeben ist, läßt sich bei dieser Schaltung ebenfalls durch Anlegen einer positiven Spannung an R linearisieren. Die Gründe wurden bereits bei Bild 64 besprochen. Eine Synchronisierung der Schaltung ist durch positive Gitterspannungsimpulse möglich; dadurch wird das Stromführen der Röhre vorzeitig ausgelöst. Im Bild 71 müssen die Synchronisierungsimpulse natürlich negative Richtung haben. Die Kippfrequenz eines solchen astabilen Sperrschwingers läßt sich nach der Beziehung

$$f \approx \left[\tau + R \cdot C \cdot \ln \frac{E}{-E_0} \right]^{-1} \quad (32)$$

berechnen, wobei $R \cdot C$ das Gitterzeitkonstantenglied, E die maximale Ladespannung des Gitterkondensators, E_0 die Sperrspannung der Röhre und τ einen Wert bedeutet, der weitgehend von

Bild 72. Verlauf der Kippkurve am RC -Glied eines Sperrschwingers, exponentieller Verlauf

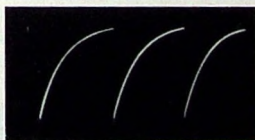
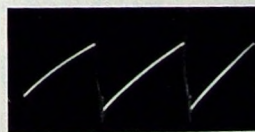


Bild 73. Kurvenverlauf am RC -Glied eines Sperrschwingers bei schwach positiv vorgespanntem Gitter und Verwendung eines Rückkopplungstransformators großer Streuinduktivität; im Rücklauf erkennt man gedämpfte Schwingungen



den Transformatoren abhängt. Die Kippfrequenz wird also nicht allein durch $R \cdot C$, sondern auch noch durch den Transformator sowie durch die Sperrspannung der Röhre und die maximale Ladespannung des Kondensators bestimmt (s. Bilder 72 und 73). Hinsichtlich seiner Brauchbarkeit für oszillografische Zwecke gilt für den Sperrschwinger etwa dasselbe wie für den Multivibrator. Die Kurvenform erfüllt nicht alle Anforderungen; die Synchroni-

sierung läßt für hohe Ansprüche zu wünschen übrig. Deshalb finden sich auch Sperrschwinger nur in relativ billigen Oszillografen.

2.6.1.3. Transiltron

Das Transiltron ist eine nur mit Röhren zu verwirklichende, sehr ökonomische Kippschaltung, die im Bild 74 dargestellt ist. Gehen wir davon aus, daß im Einschalt Augenblick eine sehr niedrige Anodenspannung und eine verhältnismäßig hohe Schirmgitterspannung an der Röhre liegen, dann fließt der gesamte Katodenstrom von $Rö1$ zum Schirmgitter, und der Anodenstrom ist Null. Deshalb kann sich nun $C1$ über $R3$ von der Betriebsspannung her exponentiell aufladen. Übersteigt die Anodenspannung die Schirmgitterspannung, so tritt Stromübernahme ein, der Schirmgitterstrom fällt, und der Anodenstrom steigt an. Die Schirmgitterspannung steigt dann ebenfalls an und liefert über $C2$ einen positiven Impuls auf das Bremsgitter, der das Ansteigen des Anodenstroms unterstützt. $C2$ entlädt sich nun sehr schnell über den kleinen Innenwiderstand von $Rö1$, und die Anodenspannung sinkt ebenso schnell wieder unter den Wert der Schirmgitterspannung. Das hat eine erneute Stromübernahme zur Folge, das heißt, der Schirmgitterstrom steigt sprunghaft an, die Schirmgitterspannung sinkt ebenso schnell, und der negative Impuls gelangt über $C2$ zum Bremsgitter und sperrt den Anodenstrom völlig. Nunmehr kann sich $C1$ über $R3$ neuerlich bis zur nächsten Stromübernahme aufladen. Die an $C1$ auftretende Kippamplitude hängt also von den jeweiligen Spannungswerten an Anode und Schirmgitter ab, bei denen die Stromübernahme er-

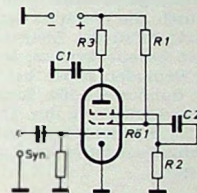
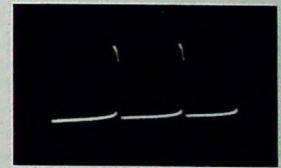


Bild 74. Transiltron

Bild 75. Typischer Kurvenverlauf bei einem Transiltron; oben: Spannung an der Anode; unten: Spannung am Bremsgitter der Transiltronröhre



Bild 76. Spannungsverlauf am Schirmgitter einer Transiltronröhre



folgt. Die Hinlaufzeit kann durch Verkleinern von $C1 \cdot R3$ verkürzt werden; allerdings bleibt die Rücklaufzeit unverändert groß, weil hierfür nur die Zeitkonstante verantwortlich ist, die aus dem gleichbleibenden $C1$ und dem Innenwiderstand von $Rö1$ gebildet wird. Bei Wahl verschiedener Kippfrequenzen sollten daher sämtliche Zeitkonstantenglieder umschaltbar sein. Die Spannungsverläufe an der Anode, am Bremsgitter und am Schirmgitter der Röhre sind in den Bildern 75 und 76 dargestellt.

Das Transiltron läßt sich am Steuergitter von $Rö1$, das an den dynamischen Vorgängen nicht beteiligt ist, recht gut synchronisieren. Für kurze Rücklaufzeiten sind Röhren mit sehr niedrigen Innenwiderständen wichtig. Auch hier kann man den Anstieg dadurch linearisieren, daß man das linke Ende von $C1$ an eine höhere positive Spannung legt. Für diese einfache Schaltung gelten jedoch dieselben Bedenken wie für Multivibratoren und Sperrschwinger.

2.6.1.4. Miller-Transiltron

Das Miller-Transiltron (Bild 77), das auf dem nachstehend kurz skizzierten Miller-Effekt beruht, hat in der Oszillografentechnik

eine sehr große Bedeutung erlangt. Zunächst einige Hinweise zum Miller-Effekt: Vergrößert man die Gitter-Anoden-Kapazität einer Röhre künstlich dadurch, daß man zwischen Anode und Gitter einen Kondensator schaltet, so tritt diese Kapazität im Gitterkreis etwa um den Verstärkungsfaktor der Röhre vergrößert auf. Daher vergrößert sich auch die Gitterkreis-Zeitkonstante, die gewöhnlich durch den Gitterwiderstand und die Gitterkapazität gebildet wird, um den Verstärkungsfaktor der Röhre. Die genaue Beziehung lautet

$$\tau = R_g \cdot C_{ga} (1 + V_0) \approx R_g \cdot C_{ga} \cdot V_0 \quad (33)$$

Darin ist V_0 die Verstärkung der Röhre, R_g der Gitterwiderstand und C_{ga} die künstlich vergrößerte Anoden-Gitter-Kapazität. Im Bild 77 sollen uns zunächst diese Werte interessieren. C_{ga} wird

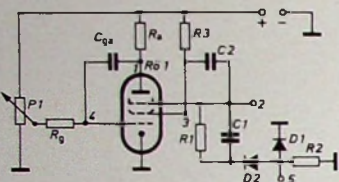


Bild 77.
Miller-Transitron

über R_g und R_a je nach der Stellung des Schleifers von P_1 aufgeladen. Wie sich mathematisch zeigen läßt, ist für die Aufladung bei Anwesenheit von C_{ga} nicht einfach die Betriebsspannung maßgebend, sondern ein fiktiver Wert, der um den Betrag der Verstärkung der Röhre größer als die Betriebsspannung ist. Die Verhältnisse sind durch die Gleichung

$$U_a = V_0 \cdot U_0 \left(1 - \exp \left[-\frac{t}{R_g \cdot C_{ga} \cdot V_0} \right] \right) \quad (34)$$

gegeben. Darin bedeutet U_0 die Betriebsspannung. Tatsächlich jedoch kann C_{ga} auch Miller-Kapazität genannt, natürlich höchstens bis zur Betriebsspannung aufgeladen werden. Die Schaltung verhält sich also wie ein normales RC-Glied, dessen Kondensator nur bis zu dem Spannungswert aufgeladen wird, der der angelegten Ladespannung, dividiert durch die Verstärkung der Röhre, entspricht. Das bedeutet im Extremfall des Effektes der unvollständigen Aufladung, wie wir sie bereits kennen, so daß der Anstieg äußerst linear wird. Gute Pentoden haben bei richtiger Bemessung eine Verstärkung von mindestens 100. Demnach nutzt man nur den hundertsten Teil der Ladekurve aus. Da jedoch in Wirklichkeit die Aufladung des Kondensators fast bis zum Wert von U_0 erfolgt, tritt der Spannungsanstieg an C_{ga} mit entsprechend großer Amplitude auf. Es gilt

$$U = U_0 \cdot S \cdot R_a \quad (35)$$

Das Miller-Prinzip erlaubt die Herstellung von Sägezahnspannungen extrem hoher Linearität mit verhältnismäßig einfachen Mitteln. Ein weiterer Vorteil ist in der elektronisch vergrößerten Zeitkonstante zu sehen; sehr große Zeitkonstanten lassen sich normalerweise nur mit unhandlich großen Kondensatoren verwirklichen, die erhebliche Nachteile haben. Diese Tatsachen haben dem Miller-Effekt eine große praktische Bedeutung verschafft. Auch die Verzerrungen der Röhre werden sehr wenig wirksam. Wächst zum Beispiel die Steilheit infolge einer Kennlinienkrümmung, so wächst wegen der steigenden Verstärkung gleichzeitig

auch die dynamische Vergrößerung der Kapazität zwischen Gitter und Anode, wodurch dem Anwachsen der Sägezahnspannung entgegengewirkt wird. Auch das führt zu vorzüglichen Kurvenformen des Hinlaufs. Noch bessere Ergebnisse erhält man, wenn man die am Punkt 1 im Bild 77 auftretende Sägezahnspannung über einen Katoden- oder Emitterfolger auskoppelt. Dann wird der Punkt 1 kapazitiv und ohmsch kaum belastet, während der niederohmige Ausgang des Katodenfolgers eine rückwirkungs- und verzerrungsfreie Auskopplung sicherstellt.

Wir wollen nun den weiteren Teil der Schaltung betrachten. Es handelt sich weitgehend um die schon aus Bild 74 bekannte Transistron-Schaltung, die jetzt mit dem Miller-Effekt kombiniert wird. Wir gehen davon aus, daß zunächst der Anodenstrom gesperrt sei, so daß am Punkt 1 die volle Betriebsspannung liegt. Nun erhält jedoch das Gitter über P_1 einen Teil der Betriebsspannung, so daß sich bald ein niedriger Anodenstrom einstellt. Dadurch wird Punkt 1 etwas negativer, und dieser Abfall überträgt sich über C_{ga} auf das Gitter. Diese Spannung wirkt der über P_1 zugeführten positiven Spannung entgegen und bremst gewissermaßen den Anodenstrom ab. Dann kommt erneut die

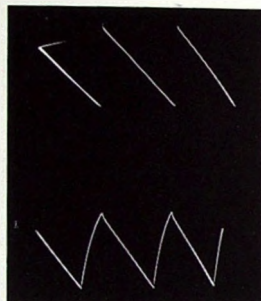


Bild 78. Typischer Kurvenverlauf an der Anode eines Miller-Transitrons; oberes Bild: Rücklauf sehr kurz; unteres Bild: Rücklauf verlängert

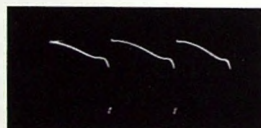


Bild 79. Spannungsverlauf am Schirmgitter eines Miller-Transitrons



Bild 80. Spannungsverlauf am Bremsgitter eines Miller-Transitrons



Bild 81. Differenzierter Impuls vom Bremsgitter, wie er zum Beispiel für die Rücklaufverdunkelung angewendet werden kann

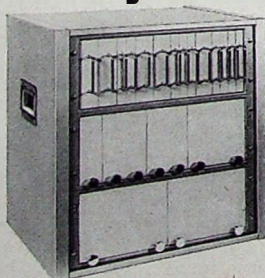


Bild 82. Verlauf der Spannung am Steuergerät; im Augenblick des Umklippens wird das Steuergerät sprunghaft positiver

positive Vorspannung zur Auswirkung; der Anodenstrom vergrößert sich wiederum um einen kleinen Betrag, und es erfolgt eine neuerliche „Abbremsung“. Trotzdem nimmt im Endeffekt der Anodenstrom zu, allerdings wegen der dauernden Abbremsung viel langsamer als bei Abwesenheit der Miller-Kapazität. Diese langsame Abnahme bedeutet eine entsprechend hohe Zeitkonstante, so daß man den Miller-Effekt auch mit Hilfe der vorstehenden Erläuterung verstehen kann. Das „Abbremsen“ erfolgt

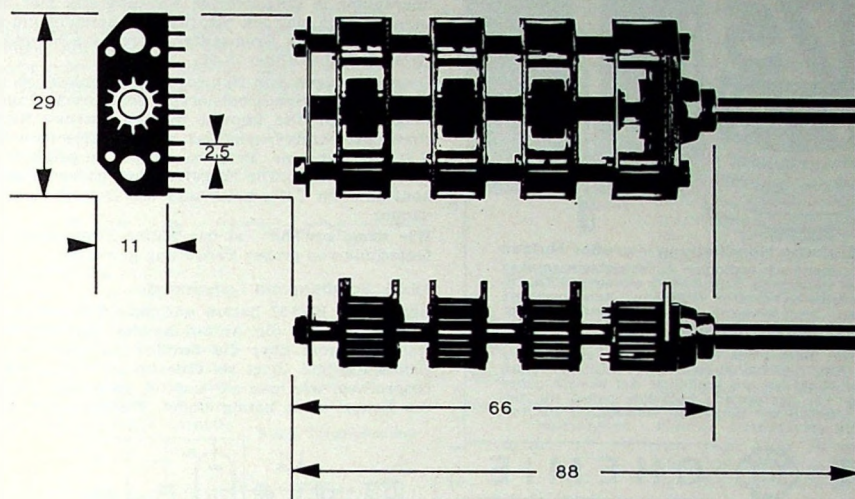
Vom Kleingehäuse bis zum 19"-System: LEISTNER leistet gute Arbeit im Metallgehäusebau!

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



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

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



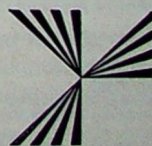
Löten Sie Schalter direkt in die Leiterplatte!

Das spart Arbeitsaufwand, erhöht die Zuverlässigkeit des ganzen Gerätes und wird möglich mit einem Schalter, dessen Welle parallel zur Leiterplatte liegt. Das ist unser Flachscharter 325, er wurde speziell für diesen Zweck entwickelt. Der Schalter ist nur 11 mm hoch und eignet sich deshalb besonders für die Einschubtechnik (z. B. ISEP®, 19-Zoll-System). Die weiteren Vorteile: Beim nicht eingebauten Schalter lassen sich die Schaltebenen axial gegeneinander verschieben (Sie können damit die Placierung jeder Ebene individuell bestimmen) oder auch um 180°

gegeneinander versetzen (der Schalter arbeitet dann gleichzeitig auf 2 Leiterplatten). Bis zu 5 Ebenen können Sie auf 1 Schaltwelle montieren. Der Rastwinkel beträgt 30°; entsprechend sind bis zu 6 Stromkreise je Ebene möglich. Wünschen Sie weitere Informationen? Dann schreiben Sie uns bitte, oder rufen Sie an. Das ausführliche Datenblatt senden wir Ihnen gern.

SEL Kontakt-Bauelemente GmbH
8500 Nürnberg 2, Gießereistraße 3
Telefon: *(09 11) 53 30 23, Telex: 06-22 529

Im weltweiten **ITT** Firmenverband



SEL



spürt Fehler auf! Einfache Handhabung — großer Nutzen

Bei der Lokalisierung von thermisch bedingten Aussetzfehlern sprühen versierte Service-Techniker verdächtige Bauelemente einfach mit KÄLTE-SPRAY 75 an. Hierbei reagieren defekte Halbleiter, Kondensatoren, Widerstände oder Dioden, beispielsweise in Fernsehgeräten, durch augenblickliche Änderungen auf dem Bildschirm. Das bisherige Auslöten und Messen der einzelnen Bauteile entfällt. KÄLTE-SPRAY 75 lokalisiert den Fehler sofort durch einen Kälteschock. Es erspart stundenlange Störungssuche. KÄLTE-SPRAY 75 ist in allen leistungsfähigen Fachgroßhandlungen oder direkt bei uns erhältlich. Auf Wunsch geben wir gern Bezugshinweise. Für interessierte Fachleute halten wir darüber hinaus kostenlose Literatur mit nützlichen Werkstattpflicht zur Verfügung. Schreiben Sie bitte an

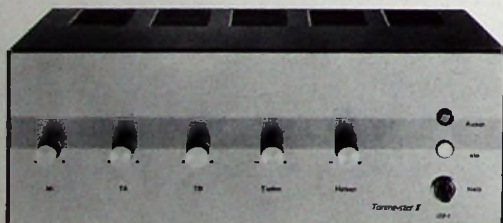
KONTAKT  **CHEMIE**

755 Rastatt

Telefon Rastatt 42 96

Postfach 52

RIM RIM-Stil '68 große Klasse



Tausendfach im Einsatz
bei Amateuren, Musikern, in Schulen und Lokalen.

RIM-Tonmeister de Luxe 17/15 Watt

Ein Vollverstärker mit Mikrofon, — Tonabnehmer — und Tonbandeingang. Sämtliche 3 Eingänge miteinander mischbar. Getrennte Höhen- und Tiefenregelung.

Ausgang 4-16 Ω. Maße: B 30 x H 22 x T 11 cm.

Betriebsfertiges Gerät DM 298,—.

RIM-Bausatz DM 219,—, Baumappe hierzu DM 4,—.

RIM-Universal-Mischverstärker lieferbar von 15 Watt bis 150 Watt

Holen Sie bitte Offerte ein und geben Sie uns Ihre Wünsche bekannt. Passende Lautsprecher und Mikrofone für jede Verstärkeranlage.

Tonsäule 20 W ab DM 199,—
40 W ab DM 299,—

RADIO-RIM

8 München 15, Bayersstraße 25
am Hauptbahnhof, Abt. F 3
Telefon 08 11 / 55 72 21
Telex 05-28 166 rarim

natürlich in unendlich kleinen Zeitabschnitten, so daß die Anodenspannung absolut stetig abfällt. Der Kondensator C_{gk} erhält einen fast konstanten Ladestrom, da die Ladespannung, wie gezeigt wurde, stets groß gegenüber dem höchsten Spannungswert ist, auf den der Kondensator tatsächlich aufgeladen wird.

Wenn nun die Anodenspannung schließlich unter die Schirmgitterspannung absinkt, so tritt der bereits bei Bild 74 besprochene Stromübernahmeeffekt zum Schirmgitter ein. Am Schirmgitter entsteht wegen des Spannungsabfalls an R_3 durch den einsetzenden Schirmgitterstrom ein negativer Impuls, der über C_2 zum Bremsgitter gelangt und den Anodenstrom sehr schnell gänzlich sperrt. Nun springt die Anodenspannung wieder in die Höhe, und es beginnt ein neuer, langsamer Abfall der Anodenspannung nach Maßgabe des Miller-Effektes, denn es setzt erneut Stromübernahme in umgekehrter Richtung ein. Der Schirmgitterstrom verschwindet, und am Schirmgitter entsteht ein positiver Impuls, der über C_2 das Bremsgitter positiv macht und so den Anodenstrom freigibt (Bilder 78–82).

Durch Einfügen von Synchronisierimpulsen in den Bremsgitterkreis ist eine Synchronisierung der freischwingenden Kipperschaltung möglich. Die Impulse müssen positive Richtung haben. Im Bremsgitterkreis liegen noch weitere Elemente (D_1 , D_2 , R_1 , C_1 , R_2), die für eine Verformung der zugeführten Synchronisierungsspannung sorgen. Die Folgefrequenz ist vor allem durch die Zeitkonstante im Gitterkreis und die Betriebsdaten der Röhre bestimmt.

Wie schon erwähnt, ist das Miller-Transitron in der Oszillografentechnik von großer Bedeutung geworden.

2.6.1.5. Schaltung mit Ladepentode

Bereits im Bild 57 hatten wir eine Transistorschaltung kennengelernt, bei der die Aufladung des Kippkondensators mit konstantem Strom über die Emittor-Kollektor-Strecke eines Transistors erfolgte. Jetzt sei eine im Prinzip gleichartige Schaltung besprochen, wie man sie auch in modernen Oszillografen kleinerer Bauart noch häufig findet. Bild 83 zeigt die Schaltung. Die

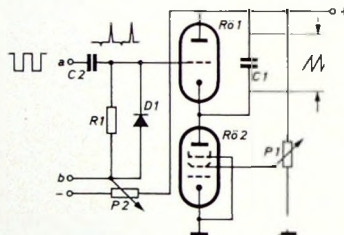


Bild 83.
Lade- und Entladeröhre

Röhre $Rö 1$ ist die eigentliche Entladeröhre; parallel zu ihr liegt der Ladekondensator C_1 . Die Aufladung dieses Kondensators erfolgt durch den Anodenstrom der Röhre $Rö 2$, deren Vorspannung mit P_1 eingestellt werden kann. Der hohe dynamische Innenwiderstand von $Rö 2$ führt zu einem konstanten Ladestrom, also zu einem linearen Spannungsanstieg am Kippkondensator C_1 . Das ist möglich, weil zunächst $Rö 1$ über P_2 und R_1 eine so hohe negative Vorspannung erhält, daß sie gesperrt ist. Ist die Spannung an C_1 genügend hoch, so gibt man an die Anschlüsse a, b einen Triggerimpuls, der beispielsweise aus einer Rechteckspannung mit möglichst steilen Flanken bestehen kann. Diese Spannung wird an dem RC-Glied C_2 , R_1 differenziert, das heißt, die Zeitkonstante dieses Gliedes ist so klein, daß sie nur die steilen Flanken der Rechteckkurve als Spitzen überträgt. Die positive Spitze, die der ansteigenden Flanke entspricht, kommt dabei voll hinter C_2 zur Auswirkung, weil für diese Polarität die Diode D_1 sperrt. Die negative Spannungsflanke wird ebenfalls differenziert, aber über die jetzt leitende Diode D_1 praktisch kurzgeschlossen, so daß hinter C_2 nur spitze Impulse mit positiver Polarität entstehen können. Sie gelangen zum Gitter von $Rö 1$ und öffnen diese so lange, bis sich C_1 über ihren jetzt sehr kleinen Innenwiderstand entladen hat. Nunmehr kann eine neue Aufladung über $Rö 2$ beginnen, die so lange andauert, bis der nächste Impuls die Röhre $Rö 1$ öffnet.

In diesem Zusammenhang sei auf die Ausführungen zu Bild 57 verwiesen, die sich auf das Verhältnis zwischen der Folgefrequenz der Triggerimpulse und der Zeitkonstante des Kippkreises bezogen. Je größer die Folgefrequenz der Triggerimpulse bei konstanter Kippkapazität und konstantem Ladestrom ist, um so unvollständiger ist die Aufladung von C_1 und um so kleiner und linearer daher die Kippspannung, die man gegebenenfalls noch weiter verstärken kann. Die Steuerimpulse am Eingang können wie im Bild 57 von einem selbstschwingenden Generator beliebiger Bauart geliefert werden. (Fortsetzung folgt)

Ein elektronisches Klavier

Elektronische Orgeln mit kontinuierlich schwingenden Generatoren liefern einen Ton, der so lange mit gleichbleibender Lautstärke klingt, wie die Taste gedrückt ist. Um einerseits die unschönen Tastklicks zu vermeiden und um auch den Lautstärkeverlauf eines angeschlagenen Tones bei einem natürlichen Musikinstrument nachzuahmen, sind zahlreiche elektronische Schaltungen entwickelt worden, die dieses mit mehr oder weniger gutem Erfolg erreichen. Über dieses Thema sind

hältnis", sofern man bei diesen Kurvenformen davon sprechen kann. Das hat aber eine Verschiebung des Klangspektrums zur Folge, was in den meisten Fällen unerwünscht ist.

Bei richtiger Dimensionierung des Schaltverstärkers (Bild 2) erreicht man mit nur einer einzigen, mit einem Rechteck angesteuerten Schaltstufe einen Störabstand von 55 bis 60 dB, ein Wert, der zum Beispiel über dem von Hi-Fi-Tonbandgeräten liegt (Telefunken „M 24“, 50 dB). Ein üb-

Der Kondensator C macht aus der Rechteckschwingung (Bild 3a) einen angenäherten Sägezahn (Bild 3b), der sich in seinem Obertongehalt nicht bei der Regelung durch die Schaltstufe ändert, da die Differentiation des Rechteckes erst nach der Schaltstufe vorgenommen wird. Diese Sägezahnfolge unterscheidet sich von dem echten dadurch, daß zwischen den „Zähnen“ eine Pause liegt. Auf das Klangspektrum hat das aber keinen Einfluß, da sich erst beim 10. Oberton ein Unterschied gegenüber einem echten Sägezahn von nur 6 dB ergibt.

Der Kondensator C muß für jeden Ton speziell bemessen werden. Ein zu großer Wert läßt die Spannung zu langsam abfallen, so daß sie nicht am Ende des Pulses auf Null geht (Bild 3c), bei zu kleinem Wert ist das Dreieck zu klein (Bild 3d). Am besten läßt sich der richtige Wert mit einem Satz Musterkondensatoren und einem Oszillografen ausmessen.

Tastenstromkreis

Die Nachahmung des Abklingverhaltens natürlicher Töne setzt deren Analyse voraus. Man unterscheidet grundsätzlich zwei Arten: Instrumente, deren Töne mit konstanter Lautstärke gehalten werden können (wie zum Beispiel alle Blas- und Streichinstrumente), und solche, bei denen der Ton von allein abklingt (wie zum Beispiel alle gezeichneten und geschlagenen Instrumente). Dazwischen gibt es alle möglichen Kombinationen. Elektronisch werden diese Verhaltensarten bisher nur angenähert verwirklicht. Sie sind bekannt unter der Bezeichnung „Sustain“ (oder Abklinghall) und „Percussion“.

Der Sustain (Bild 4b) hält den Ton so lange, wie die Taste gedrückt ist; erst beim

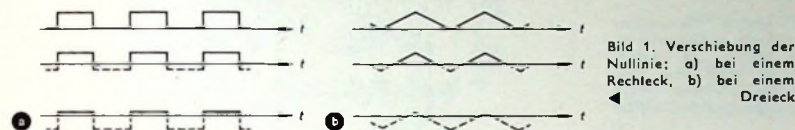


Bild 1. Verschiebung der Nulllinie: a) bei einem Rechteck, b) bei einem Dreieck

auch in der FUNK-TECHNIK manche Aufsätze erschienen, so daß die grundlegenden Gedanken und ihre Verwirklichung in der Schaltung als bekannt vorausgesetzt werden dürfen. Die nachstehend beschriebene Schaltung verhindert nicht nur das lästige Tastklicken, sondern gestattet auch, das An- und Ausschwingverhalten verschiedener natürlicher Musikinstrumente nachzuahmen.

Schaltverstärker

Es bereitet große Schwierigkeiten, mit geringen Mitteln eine Transistorstufe aufzubauen, die ihren Verstärkungsgrad kontinuierlich (möglichst linear) bis zu Null einstellen läßt. Einfacher geht es mit Impulstoren, bei denen die Nulllinie der Pulsfolge am Eingang gegenüber dem Ausgang verschoben wird (Bild 1).

Sofern die Pulsfolge aus Rechtecken besteht, wird an der Frequenz und der Pulsdauer und damit am Tastverhältnis nichts geändert; die Amplituden aller im Rechteckpuls enthaltenen Obertöne werden im gleichen Maße verringert. Der Klang bleibt bei leiser werdendem Ton gleich.

Anders ist das, wenn die Pulsfolge aus Dreiecken, Sinus oder anderen Formen besteht. Dann verändert sich das „Tastver-

Dipl.-Ing. Klaus Neufeldt entwickelte die beschriebene Schaltung im Rahmen seines Hobbys.

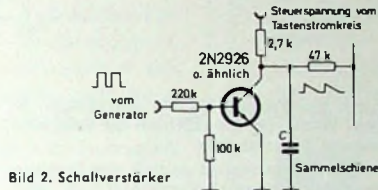


Bild 2. Schaltverstärker

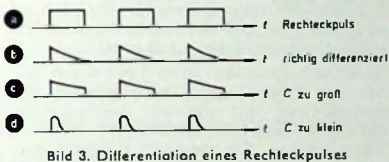


Bild 3. Differentiation eines Rechteckpulses

licher bistabiler Multivibrator aus einer Tonkaskade konnte mit zehn dieser Schaltstufen belastet werden. Das reichte für alle denkbaren Obertöne eines Manuals. Für das zweite Manual entnimmt man zweckmäßigerweise die Töne dem anderen Transistor des bistabilen Multivibrators. Nur ist darauf zu achten, daß man dann an geeigneter Stelle die Phasenlage, die ja jetzt um 180° gegenüber dem 1. Manual verdreht ist, wieder durch eine zusätzliche Transistorstufe zurückschiebt.

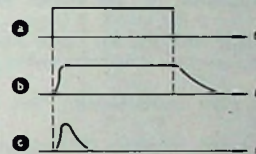


Bild 4. Abklingverhalten des Tones bei Sustain und Percussion: a) Tastdauer, b) Tonverlauf Sustain, c) Tonverlauf Percussion

hifi 68 Düsseldorf



Internationale Ausstellung und Festival

bringt ein einmaliges Angebot führender Firmen aus Belgien, Dänemark, England, Frankreich, Italien, Japan, Schweiz, USA und der Bundesrepublik Deutsch-

land mit den vielseitigen Möglichkeiten der hochwertigen Musikwiedergabe im Heim.

30.8. bis 3.9.1968

Loslassen klingt der Ton mit abklingender Lautstärke selbständig weiter, bis er verlischt. Die Abklingzeit läßt sich in weitem Bereich einstellen. Man kann also Blas- und Streichinstrumente imitieren.

Bei der Percussion verlischt der Ton mit abklingender Lautstärke mehr oder weniger schnell von allein (Bild 4c), unabhängig von der Länge der Zeit, während der die Taste gedrückt ist. Das wird benutzt für einfache Zupf- und Schlaginstrumente wie Gitarre, Baß, Cembalo, Glocken usw.

Eine besondere Vielfalt an Abklingmöglichkeiten, die auch die Spieltechnik stark beeinflussen, bietet das Klavier. Es wurde daher versucht, dieses Verhalten elektronisch nachzubilden. Freilich ist der Aufwand dabei etwas höher, doch bei der großen Stückzahl gleicher Bauteile gibt es im Handel beachtliche Rabatte. Außerdem werden gegenwärtig sehr preisgünstige Transistoren angeboten, die oft noch unter dem Preis einfacher Dioden liegen. Man kann die Kosten noch weiter reduzieren, wenn man als Dioden die Basis-Kollektor-Strecken solcher Transistoren be-

Das sind Forderungen, die sich gar nicht so leicht bewältigen lassen. Zusätzlich soll die elektronische Schaltung noch auf Sustain und Percussion umschaltbar sein, möglichst noch mit variabler Abklingzeit. Mit der Schaltung nach Bild 6 konnte das bei erträglichem Aufwand realisiert werden, wobei die Elemente für Sustain und Percussion auch weggelassen werden können, ohne die Abklingzeit für das Klavier zu ändern.

Zunächst die Schaltung für das Klavier: Die Taste lädt das Differenzierglied mit dem Kondensator C1. Der Tasklick wird

Überbrückt man C1 durch R6 und R7, dann ist das Differenzierungsmitglied unwirksam, und man hat den normalen Sustain, den man mit dem Klavierpedal von kurz auf sehr lang schalten kann. Um jetzt die vielen Tastenstromkreise zentral mit einem Schalter umschaltbar auf Sustain zu machen, erhält der Spannungsteiler R6, R7 über R8, D3 eine Vorspannung von etwa -6 V (justierbar), die trotz der Überbrückung den Betrieb des Klaviereffektes ermöglicht. Bei +12 V ist D3 gesperrt, so daß keine Spannung über R8 abfließen kann. C1 ist damit überbrückt.

Bild 6. Tastenstromkreis; Transistoren: 2N2926, BC 148 B, BC 172 B oder ähnliche; Dioden: 1N914 oder ähnliche (2N2926)

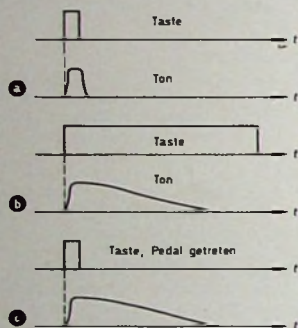
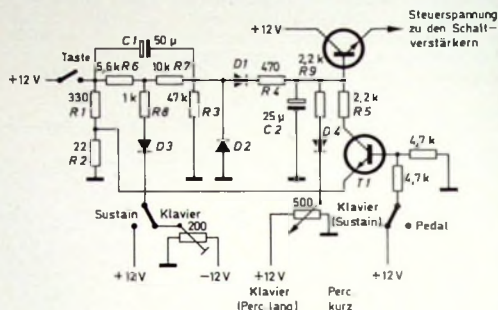


Bild 5. Abklingverhalten des Klaviers

nutzt (Kollektor ist der Strich an der Diode!).

Doch zurück zum Klavier. Sein Abklingverhalten sieht folgendermaßen aus (Bild 5):

- Taste kurz angeschlagen; Ton klingt schnell ab.
- Taste lange gehalten; Ton klingt sehr langsam ab.
- Taste kurz angeschlagen und Pedal getreten; Ton klingt sehr langsam ab.
- Wenn bei b) die Taste losgelassen wird, bevor der Ton Null erreicht hat, muß er von dem augenblicklichen Wert wie bei a) schnell verschwinden.
- Wenn bei b) die Taste losgelassen wird, bevor der Ton Null erreicht hat und gleichzeitig das Pedal getreten wird, muß der Ton ohne Lautstärkesprung weiter abklingen wie bei c).

durch den Tiefpfß R4, C2 unterdrückt. Je nach Wahl von R4 läßt sich die Anstiegszeit des Tones ändern.

Das Differenzierglied entlädt sich langsam über R3, aber nicht über R4, R5, T1 (der in Ruhestellung durchgesteuert ist) und R2, da der Spannungsteiler R1, R2 so eingestellt ist, daß der Zweig R4 nach R2 einen hohen Widerstand darstellt.

Gleichzeitig hat sich beim Beginn des Tones der Tiefpfß mit C2 aufgeladen und entlädt sich mit gleicher Zeitkonstante ebenfalls langsam über R5, T1 und R2. Über R4, D1, R3 kann sich C2 nicht entladen, da D1 diese Stromrichtung sperrt. Die Percussion aus dem Differenzierglied und der Sustain aus dem Tiefpfß überdecken sich also in ihrer Wirkung, da sie gleiche Abklingzeiten haben; das ist der Fall nach Bild 5b.

Wird die Taste vorzeitig losgelassen, dann fällt der Punkt zwischen R1 und R2 annähernd auf Null, und C2 wie auch C1 können sich schnell über R5, T1, R2 entladen, was dem Fall nach Bild 5a entspricht.

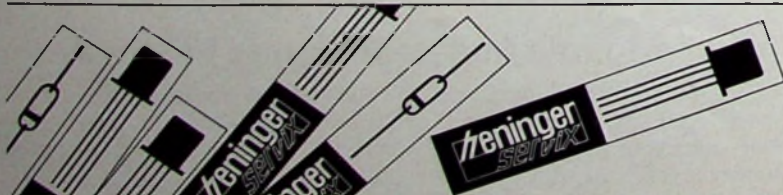
Wenn das Pedal, das in seiner Funktion genau dem Klavierpedal entspricht, getreten wird, dann bleibt T1 gesperrt, und der Entladeweig über T1 hat einen großen Widerstand. Der Ton klingt langsam ab, gleichgültig, ob die Taste gedrückt bleibt oder vorzeitig losgelassen wird, wie der Fall nach Bild 5c es fordert.

Die Diode D2 schließt den negativen Nadelimpuls bei der Differentiation eines Rechteckpulses kurz.

Schafft man die Möglichkeit, daß sich C1 und C2 unabhängig von der Dauer der gedrückten Taste schnell entladen können, dann erhält man den Percussionseffekt. Ist der Schleifer des Potentiometers auf der Masseseite, dann klingen C1 und C2 schnell über R9, D4 ab. Auf der +12 V-Seite ist D4 gesperrt und der Klaviereffekt voll wirksam (sehr langsame Percussion). In den Zwischenstellungen des Potentiometers entladen sich C1 und C2 schnell auf den am Potentiometer eingestellten Wert und dann langsam mit der Abklingzeit des Klaviereffektes. In Stellung „Percussion kurz“ ist Sustain nicht möglich.

Es ist empfehlenswert, die einzelnen Vorspannungen sowie auch die Spannung an der Taste über kleine Transistorregelstufen spannungskonstant zu halten, da bei mehreren gleichzeitig gespielten Tönen die Spannung absinken kann. Da kein großer Strom gezogen wird, ist der Aufwand gering.

Der beschriebene Tastenstromkreis kann über einen Längstristor 5 bis 10 Schaltstufen ansteuern. Die Schaltung läßt sich bei geschicktem Entwurf der gedruckten Schaltung recht klein halten. Der Tastenstromkreis und die Schaltstufen sind auf einer Karte unterzubringen. Die einzelnen Platten werden nebeneinander hinter oder unter den Tasten aufgestellt und bilden so einen kompakten Block. (Sollte sich eine der „großen“ Entwicklungsfürmen dazu entschließen und daraus eine integrierte Schaltung bei niedrigem Preis machen, so wäre das für den Orgelbauer sicherlich eine Erfüllung seiner Träume.)



Komplettes Transistoren- und Diodenprogramm, einheitliche Verpackung, übersichtliches Ordnungssystem



Altes, bedeutendes und gut eingeführtes

Großhandels- unternehmen der Rundfunk-, Fernseh- und Elektrobranche

in norddeutscher Großstadt mit beachtlichen Umsätzen sucht tätigen Teilhaber, da der jetzige Inhaber sich aus Altersgründen zurückziehen will. Keine Sanierung. Gute Rendite kann nachgewiesen werden. Auch ein Zusammenschluß mit ähnlichem Unternehmen als Filialbetrieb ist möglich. Anfragen erbeten unter RU 5138

JAHRHUNDERTHALLE FARBWERKE HOECHST

Wir suchen zum 1. September 1968 oder früher einen

TONINGENIEUR

(Tonmeister)
für die Saalbeschallungsanlage.

In Frage kommen nur Herren mit mehrjähriger Praxis, die an Rundfunkanstalten, Theatern, Schallplatten-gesellschaften usw. erworben sein kann.

Zum Aufgabenbereich gehören neben regelmäßiger Wartung und Weiterentwicklung der besonders umfangreichen Anlage die selbständige Vorbereitung und persönliche Betreuung von ca. 100 Veranstaltungen im Jahr. Diese umfassen Konzerte weltberühmter Orchester und Solisten, Schauspiel-, Opern- und Ballettaufführungen, Musicals, Revuen, Kongresse, Versammlungen und Bunte Veranstaltungen.

Guter Kontakt zu den auftretenden Künstlern ist erwünscht, ebenso die Beherrschung der englischen Sprache.

Bewerbungen mit Lichtbild, Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Angabe des Gehaltswunsches erbitten wir an unsere Personalabteilung Angestellte T.



Farbwerke HOECHST AG
623 Frankfurt (Main) 80

RIM + GÖRLER

HF/NF-Baugruppen

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

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

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

Schutzgebühr DM 3.50; Nachn. Inland DM 5.20

RADIO-RIM Abt. F. 2

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

Meisterschule für das Radio- und Fernsehtechnikerhandwerk in München

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

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

Ausbildungsziel: Vorbereitung auf alle Teile der Meisterprüfung

Finanzielle Beihilfen: Durch das Arbeitsamt

Unterkunftsmöglichkeiten: In Wohnheimen

Modernste technische Ausstattung und beste Lehrkräfte!

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

Fordern Sie einen kostenlosen Prospekt und Anmeldeformulare an!

Preiswerte Halbleiter



AA 116	DM - ,50
AA 117	DM - ,55
AC 122 gn	DM 1,25
AC 151 V	DM 1,60
AC 187/188 K	DM 3,45
AD 133 III	DM 6,95
AD 148 V	DM 3,95
AF 118	DM 3,35
BC 107 A:B	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108 A:B:C	DM 1,10 10/DM 1,—
BC 109 B:C	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170 B	DM 1,05 10/DM - ,95
BF 115	DM 3,20 10/DM 3,—
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,40
2N 706	DM 1,65 10/DM 1,55
2N 708	DM 2,35 10/DM 2,20
2N 2218	DM 3,10 10/DM 2,90
2N 2219 A	DM 4,35 10/DM 3,95
2N 3702	DM 1,60 10/DM 1,50

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

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

• Elektronische Selbstbau-Organen •

alle Größen. Nettoliste kostenlos, direkt von
Electron Music, 4951 Döhren 70,
Postfach 10/18

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen. Anleitung DM 1,50. Liste frei. Kaho-Elektroversand, 65 Mainz/2333

Kaufgesuche

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

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikneue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

Hans Kamlnitzky
8 München-Solin
Spindlerstraße 17



**Der ideale Reparaturtisch
für Radio- und Fernsehapparate**
mit auswechselbarer
und verstellbarer Spiegelhalterung

Type FS 100
Größe 650 x 650 oder 600 x 800 mm ab DM 104,—
Spiegelhalterung mit Spiegel 300 x 400 mm DM 34,—

Andere Größen und Sonderausführungen, auch zum Zusammenschieben, auf Anfrage.

Fordern Sie bitte Prospekte an.

KEITLER & SOHN · Transportgeräte
8902 Göggingen/Augsburg · Brandweg 1
Postfach 18 · Telefon 08 21 / 3 34 64 / 3 30 1 50

Elektronische Organen Selbstgebaui

Tongeneratoren m. Netz- u. Vibr.

12x6 Oktaven, Bausatz	DM 438,50
12x8 Oktaven, Bausatz	DM 529,50
Stummelpedal 13 Tasten	DM 76,70
Stummelpedal 25 Tasten	DM 127,70
Kirchenorgelpedal	
30 Tasten	DM 229,50
Schweller m. Fohwiderst.	DM 35,—
Orgelgehäuse auf 4 Beinen	
mit Deckel für 1 Manual	DM 99,—
Orgelgehäuse mit durchgehenden Wangen	
für 1 Manual	DM 174,50
für 2 Manuale	DM 350,—
Bänke 60 cm	DM 79,50
100 cm	DM 120,—
125 cm	DM 134,50

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

Karl-Erich Seelig
205 Hamburg 80, Harnackring 9

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

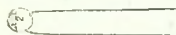
Vorzugsprogramm

Keramik-Kleinkondensatoren nach IEC

Die im Vorzugsprogramm geführten Kapazitätswerte sind innerhalb der möglichen T_K -Werte nach dem Gesichtspunkt der geringsten Abmessungen ausgesucht.



Rohrkondensatoren: 500 V - ; 3 bis 10 000 pF



Scheibenkondensatoren: 500 V - ; 0,5 bis 68 pF und 220 bis 2 200 pF



Miniat.-Scheibenkondensatoren: 40 V - ; 1 bis 10 000 pF



Standardkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Impulskondensatoren: mit Schutzhüllung 270 bis 1 500 pF, 1,5 kV; mit Schutzhüllung 270 bis 300 pF, 6 kV; ohne Schutzhüllung 82 bis 150 pF, 7 kV



Durchführungskondensatoren: 350 V - ; mit Lötseife und Draht, 2,2 bis 4 700 pF

Trimmer



Keramische Rohrtrimmer: 3 bis 12 pF, 400 V -

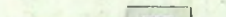


Lufttrimmer: 27 pF, 75 V -

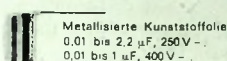
Kunststoffolien-Kondensatoren



Polyesterfolie mit Metallbelägen: 0,01 bis 1 μ F, 160 V - ; 1 bis 470 nF, 400 V -



Metallisierte Kunststoffolie: 0,01 bis 2,2 μ F, 250 V - ; 0,01 bis 1 μ F, 400 V - ; 0,01 bis 0,47 μ F, 630 V - ; 0,01 bis 0,15 μ F, 1 000 V - ; 4,7 bis 68 nF, 1 600 V -



Metallisierte Kunststoffolie: 0,01 bis 2,2 μ F, 250 V - ; 0,01 bis 1 μ F, 400 V -

Elektrolytkondensatoren



NV-Reihe, freitragend, isoliert, schaltfest: 10 bis 2 500 μ F, 3 V - ; 5 bis 10 000 μ F, 6 V - ; 25 bis 10 000 μ F, 10 V - ; 2 bis 5 000 μ F, 15 V - ; 10 bis 2 500 μ F, 25 V - ; 1 bis 2 500 μ F, 35 V - ; 250 bis 1 000 μ F, 50 V - ; 0,5 bis 1 000 μ F, 70 V -



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



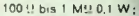
Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF



Stabformkondensatoren: 50 V - ; 1 bis 10 000 pF

Aus dem gesamten Valvo-Bauelemente-Programm haben wir ein Vorzugsprogramm passiver Bauelemente zusammengestellt, das sich aus den meistgelieferten Typenreihen zusammensetzt.

Sämtliche Bauelemente des Vorzugsprogrammes sind ab Zentrallager Hamburg besonders kurzfristig lieferbar.

Draht-Potentiometer



Linear, 1 Ω bis 25 k Ω , 1 W in staubdichtem Kunststoffgehäuse; Linear, 2,2 Ω bis 72 k Ω , 3 W in staubdichtem Metallgehäuse; Linear, 10 Ω bis 50 k Ω , 3 W in staubdichtem Kunststoffgehäuse

NTC-Widerstände



Stabform, herstellbar

Lautsprecher



Klein-Lautsprecher: 3 Ω , 1 W; Rund-Lautsprecher: 3 bis 6 W; 5 Ω , 3 W

Neuer Katalog!

VALVO
Elektronik
Bauelemente
Vorzugsprogramm
Ausgabe 1969

Kondensatoren
Widerstände
Potentiometer
NTC- und PTC-Widerstände
VDR

Bandfilter

Lautsp

Mo
Ge

Lieferung an den Fachhandel: Deutsche Philips GmbH
Handelsabteilung für elektronische Bauelemente
2 Hamburg 1, Hammerbrookstr. 69

10020

A 0459/648