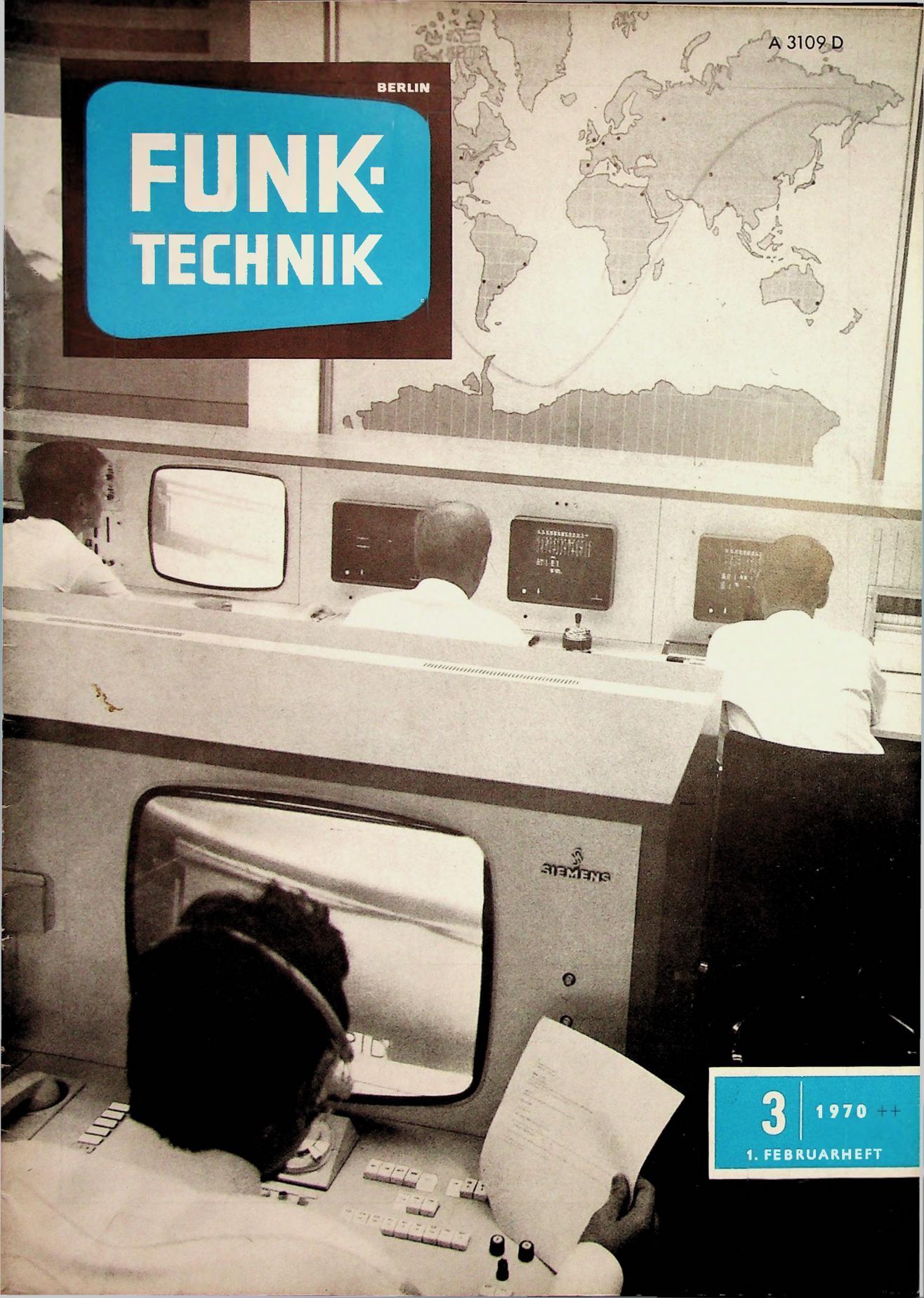


A 3109 D

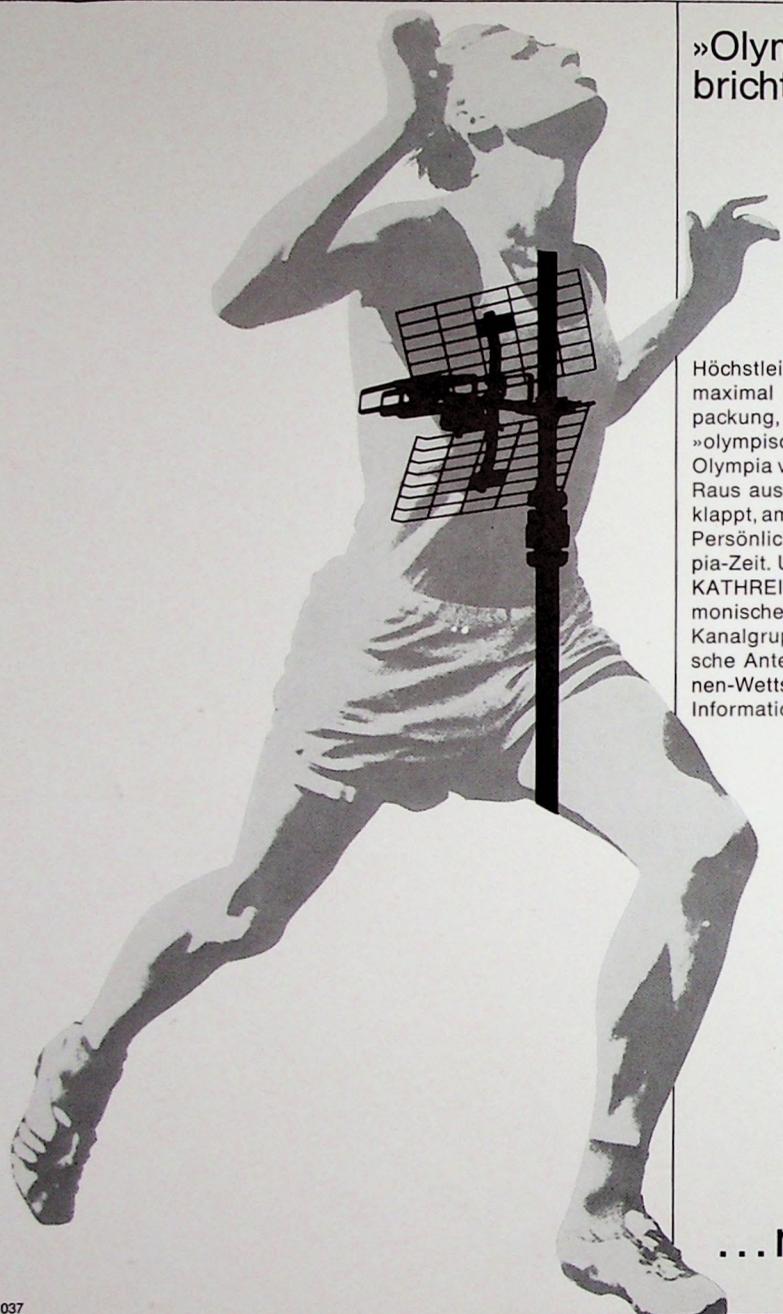
BERLIN

FUNK- TECHNIK



3 | 1970 ++

1. FEBRUARHEFT



»Olympia«
bricht alle Rekorde . . .

Höchstleistungen am laufenden Band:
maximal 17 dB Gewinn, in nur 75 l Ver-
packung, trotzdem vormontiert, deshalb
»olympische« Montagezeiten . . .

Olympia von KATHREIN

Raus aus der Dachlucke, Reflektoren ausge-
klappt, am Mast befestigen, ausrichten. Fertig.
Persönliche Bestleistung. Montage in Olym-
pia-Zeit. Und Empfang in Olympia-Qualität.

KATHREIN Olympia Antennen: für UHF, har-
monische Typenreihe von Mehrbereich- und
Kanalgruppen-Antennen. Wahrhaft olympi-
sche Antennen – UHF-»Goldene« im Anten-
nen-Wettstreit . . .

Informationsmaterial? Karte genügt.

...mehr erkennen

F 037

KATHREIN



Olympia Antennen



KATHREIN Werke · Antennen · Elektronik · 82 Rosenheim 2 · Postfach · Telefon 08031/8051

| | |
|--|-----|
| gelesen · gehört · gesehen | 76 |
| FT meldet | 78 |
| Bodenbetriebssystem für deutsche Forschungssatelliten | 81 |
| Halbleiter | |
| Unijunction-Transistoren und ihre Anwendung | 83 |
| Integrierte Schaltung TAA 661 für ZF-Verstärker | 85 |
| „Planox“, ein verbessertes Planar-Verfahren für die MOS-Technik | 86 |
| Farbfernsehen | |
| Aktive integrierbare Konvergenzschaltung für 110°-Fernsehempfänger | 87 |
| Steuerungs- und Regelungstechnik | |
| Beispiele für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen | 92 |
| Persönliches | 94 |
| Hi-Fi-Technik | |
| Endverstärker-Baustein in Hi-Fi-Technik mit 12 W Sinusleistung | 95 |
| Für den Tonbandfreund | |
| Der Frequenzbereich von Tonbandgeräten | 96 |
| Meßtechnik | |
| Spannungs-Frequenz-Umsetzer als Voltmeterzusatz für Frequenzzähler | 97 |
| Angewandte Elektronik | |
| Elektronisch gesteuerter Gong | 100 |
| Für den jungen Techniker | |
| Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik | 102 |
| Ausbildung | 104 |

Unser Titelbild: Blick in den Kontrollraum des deutschen Satelliten-Kontrollzentrums in Oberpfaffenhofen/Obb. Mit Hilfe modernster Einrichtungen können die Techniker die Bahn des Forschungssatelliten „Azur“ verfolgen und in kürzester Zeit wichtige Entscheidungen fällen. Auf der Weltkarte vor den Bedienungs-fischen wird zum Beispiel ständig der jeweilige Standort des Satelliten automatisch signalisiert (s.a. S. 81—82)

Aufnahme: Siemens-Pressbild

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167, Telefon: (0311) 412 10 31. Fernschreiber: 01 81 632 vrlkt. Telegramm-Anschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chelgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck-Konto: Berlin West 76 64 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 laut 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. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof



Ihnen müssen wir die DVM-Vorteile nicht erklären.

Aber die Vorzüge dieses Digital-Multimeters werden Sie interessieren, denn es hat die „Kinderkrankheiten“ der DVM-Technik nie gekannt.



Digital-Multimeter UGWD

- Starke Unterdrückung von Stör-Wechselspannungen durch integrierendes Meßverfahren mit günstigster Integrationszeit. Keine Filter erforderlich
- Schnelle Meßfolge
- Stabiler Nullpunkt, Nacheichen entfällt. Offsetstrom praktisch Null
- Flimmerfreie Anzeige, leichte Bedienbarkeit
- Polarität und Komma automatisch
- Übersteuerungsanzeige und Schutz gegen Überlastung bei Fehlbedienung
- Messung von eingebauten Widerständen in Netzwerken

| Meßgröße | Meßbereich (Je 5 Teilbereiche) | Auflösung im kleinsten Bereich | Anzeigebereich |
|-------------------|------------------------------------|--------------------------------|-------------------------|
| U _— | 100 mV ... 1000 V | 100 µV | — 1500 ... 0 ... + 1500 |
| U _~ | 100 mV ... 700 V | 100 µV | 0 ... 1200 |
| R | 1 kΩ ... 10 MΩ | 1 Ω | 0 ... 1500 |
| U _— kV | 1 kV ... 30 kV (mit Tastkopf) | 1 V | — 1500 ... 0 ... + 1500 |
| I _~ | 1 µA ... 1 A (mit Vorsteckeinheit) | 1 µA | — 1500 ... 0 ... + 1500 |

Fehlergrenzen ± 0,3 % v. M. ± 1 Ziffernstelle
Eingangswiderstand ab 10-V-Bereich: 10 MΩ

Informieren Sie sich über alle weiteren Pluspunkte dieses universellen Meßgerätes für Labor, Prüffeld und Fertigung.

Vereinbaren Sie eine Vorführung mit unserer Vertretung:

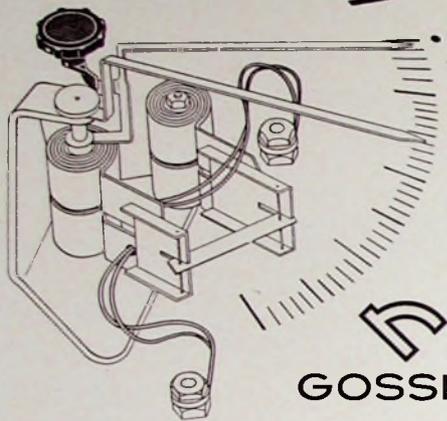
- 1 Berlin 10, Ernst-Reuter-Platz 10, Telefon 34 05 36
- 2 Hamburg 50, Große Bergstraße 213-217, Telefon 38 14 66
- 5 Köln, Hohe Straße 160-168, Telefon 23 30 06
- 75 Karlsruhe, Kriegsstraße 39, Telefon 2 39 77
- 8 München 2, Dachauer Straße 109, Telefon 52 10 41

ROHDE & SCHWARZ

8 München 80, Mühlhofstraße 15, Telefon (0811) 401981, Telex 5-23703

Bimetall-Strommesser

(Maximum-Strommesser)

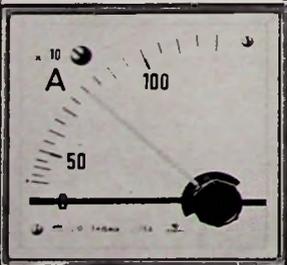
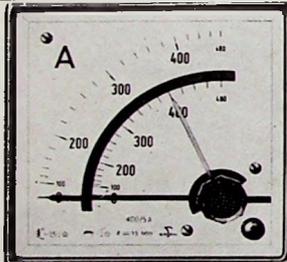


GOSSEN



Kombinierter Bimetall-Dreheisen-Strommesser
(96 × 96 mm)
Typ MAqs 1 S 5
nur 62 mm Einbautiefe
(mit Klemmen und Befestigung)

Kombinierter Dreheisen-Bimetall-Strommesser*
(96 × 96 mm)
Typ AMqs 1 S 5
(Typ AMqs 3 S 5
144 × 144 mm)



Bimetall-Strommesser
(96 × 96 mm)
Typ Mqs 1 S 5
mit einstellbarer
Konstanten-Anzeige
(eine Ausführung für mehrere
Wandler-Übersetzungen)

* auch einfache Bimetall-Strommesser Typ Mqs in den Größen
72 × 72, 96 × 96 und 144 × 144 mm

- Einstellzeit für Bimetall-Meßwerk: 15 oder 8 Min.
- roter Schleppzeiger zur Anzeige des Maximalausschlags
- Schutz-Stromwandler gegen große Überlastung als Zubehör

P. GOSSEN & CO. GMBH · 8520 ERLANGEN
Ruf (09131) 87011 FS 06-29845



gelesen gehört gesehen



Elektronik-Zentrum zur Hannover-Messe 1970

Den mehr als 420 Ausstellern und einer größeren Zahl zusätzlich vertretener Firmen aus dem Bereich der Elektronik steht zur Hannover-Messe 1970 (25. April bis 3. Mai) die neue dreigeschossige Halle 12 zur Verfügung. Die neue Halle, die in Stahlbetonbauweise errichtet wurde, hat eine Länge von 200 m und eine Breite von 62,5 m. Die vermietete Standfläche liegt bei mehr als 20 000 m² netto. Im Erdgeschoß sind die Hersteller von Geräten und Systemen der Meß-, Prüf-, Regel- und Automatisierungstechnik, im 1. Obergeschoß die Hersteller von Baugruppen aller Art und im 2. Obergeschoß alle Firmen, die elektronische Bauelemente fertigen, untergebracht.

Fernsehen in Japan

Gegenwärtig dürften in Japan etwa 30 Millionen Fernsehgeräte in Betrieb sein. Sie stehen in 21,7 Millionen Haushalten; das sind 90 % aller Haushalte. Von diesen hatten 30 % zwei oder mehr Fernsehempfänger. Tragbare Fernsehempfänger haben gegenwärtig einen Anteil von 14 %, der jedoch ständig ansteigt. Die Zahl der Besitzer von Farbfernsehgeräten wird auf etwa 2,7 Millionen geschätzt.

Hi-Fi-Steuergerät „STG 2291“

Blaupunkt erweiterte das Angebot an Hi-Fi-Steuergeräten durch das Modell „STG 2291“ mit fünf UKW-Stationstasten, das die Bereiche U2KML empfängt. Der UKW-Tuner arbeitet mit Diodenabstimmung und hat eine abschaltbare automatische Scharfabstimmung. Der vollständig mit Siliziumtransistoren bestückte NF-Verstärker gibt 2 × 22 W Sinusleistung ab. Studiomäßige Flachbahnregler, darunter ein Pegelvorregler zur individuellen Korrektur der gehörrichtigen Lautstärkeregelung, stellen eine wesentliche Bedienvereinfachung dar. Zu den weiteren Besonderheiten gehören eine Normschaltbuchse an der Frontplatte für Stereo-Kopfhörer sowie zahlreiche Möglichkeiten zur Klanganpassung.

Integrierte NF-Verstärker COMIS 18 und COMIS 19

Für Rundfunkempfänger, Verstärker und Fernsehgeräte mit Ausgangsleistungen bis 2,5 W liefert Sescosem die integrierten NF-Verstärker COMIS 18 und COMIS 19. Während der COMIS 18 für Batteriegeräte mit Betriebsspannungen bis 15 V bestimmt ist (Verlustleistung 1 W bei 25 °C Umgebungstemperatur, typische Ausgangsleistung 1 W bei 9 V), eignet sich der COMIS 19 für Netzgeräte mit Versorgungsspannungen bis 30 V. Dieser Verstärker hat 2 W Verlustleistung und gibt bei 20 V eine NF-Leistung von 2,5 W ab.

Neue Operationsverstärker der Serie 741

Transitron erweiterte das Angebot an frequenzkompensierten Operationsverstärkern der Serie 741 durch die Typen TOA 2741 (Standardversion mit interner Frequenzkompensation), TOA 2741 W (extern zu kompensierender TOA 2741 mit 10facher Bandbreite), TOA 8741 (hochohmige Ausführung des TOA 2741 mit interner Frequenzkompensation) und TOA 8741 W (extern zu kompensierender TOA 8741 mit 10facher Bandbreite). Alle Ausführungen weisen die Vorteile des Grundtyps auf: Ausgangskurzschlußfestigkeit, leichte Offsetkompensation, Sicherheit gegen Latch-up, hoher Eingangsspannungsbereich sowie Versorgungsspannungsbereich von 2 bis 20 V. Die Operationsverstärker sind im TO-99-, Dual-in-Line-TO-116- und Flatpack-TO-91-Gehäuse lieferbar.

Kühlkörper für integrierte Schaltungen im Dual-in-line-Gehäuse

IERC hat ihr Programm an Kühlkörpern für integrierte Schaltungen durch einen Typ für Dual-in-line-Gehäuse erweitert. Der neue Kühlkörper besteht im wesentlichen aus dem Basiselement, dem Klemmelement und dem eigentlichen Kühlkörper. Auch bei diesem neuen Kühlkörper wurde die Staffelung der Kühlfinger angewandt.

N-Kanal-FET UC245 für 200 MHz

Der neue preisgünstige N-Kanal-Sperrschicht-FET UC245 im TO-106-Gehäuse von Union Carbide zeichnet sich durch konstante Kurzschluß-Vorwärtssteilheit bis 200 MHz, niedrige Rückwirkungskapazität von 1 pF und eine quadratische Übertragungskennlinie aus. Er eignet sich daher besonders für VHF-Verstärker, Mischstufen, amplitudenmodulierte Systeme mit geringer Kreuzmodulation, Chopper, Multiplexer, Ver-



stärker, steuerbare Widerstände und Kleinsignalanwendungen. Der Arbeitstemperaturbereich der Sperrschicht ist -55 bis +150 °C.

Elektronische Bauelemente von Monsanto

Elektronische Spezialbauelemente des Monsanto-Konzerns werden jetzt in der Bundesrepublik und West-Berlin von Alfred-Neye-Enatechnik vertrieben. Hierbei handelt es sich um Bauelemente der Optoelektronik wie Lumineszenzdioden, Laserdioden, Laserkristalle, Photokoppler, schnelle PIN-Photodioden sowie alphanumerische Anzeigesysteme, die auf dem Lumineszenzprinzip beruhen.

Zweifarbige-Katodenstrahlröhren

Eine Serie neuer Katodenstrahlröhren von RCA erlaubt die zweifarbige Darstellung von Zeichen und Bildern. Diese in verschiedenen Größen lieferbaren Röhren sind nur mit einer Elektronenkanone ausgerüstet, haben jedoch zwei Phosphorschichten. Die gewünschte Farbe erhält man durch Anlegen unterschiedlicher Anodenspannung. Anwendungsgebiete für solche Röhren sind unter anderem Fluglagedarstellungen in der Luftüberwachung, Anzeigesysteme auf Flughäfen und elektronische Kurstafeln in Börsen.

Fernseh-Service-Oszillograf „PM 3200 X“ mit automatischer TV-Bild- und Zeilentriggerung

Der neue 10-MHz-Oszillograf „PM 3200 X“ von Philips ermöglicht eine vollkommen stabile Darstellung aller Zeilen- und Bildsignalformen. Die Eingangsempfindlichkeit ist 2 mV bei 10 MHz Bandbreite. Durch den Einbau von automatischen Driftkompensations-Stromkreisen in der ersten Vorverstärkerstufe des Vertikalablenksystems entfallen die üblichen Probleme der Gleichspannungsbalance-Korrektur. Die Zeitbasiseinheit wird automatisch getriggert, läuft jedoch bei fehlendem Triggersignal frei weiter und erzeugt eine helle Linie für die Nulllinien-Kontrolle. Eine gesonderte Trigger-einheit gewährleistet, daß einer Bildtriggerung, die zwischen 0,5 s/Skalenteil und 50 µs/Skalenteil abläuft, automatisch eine höhere Geschwindigkeit für die Zeilentriggerung zugeordnet wird, so daß man ein stabil stehendes Oszillogramm sowohl für die Zeilen- als auch für die Bildinformation erreicht.

Kontaktöl für Steckverbindungen

Zur Erhöhung der Verschleißfestigkeit der Kontaktflächen und Verminderung der Reibungskräfte zwischen gleitenden Kontaktflächen bei Steckverbindungen liefert die Dr. E. Dürrwächter-Doduco-KG, Pforzheim, das Kontaktöl „Doduconta B 25“. Dieses Kontaktöl gewährleistet außerdem gleichbleibend niedrige Kontaktwiderstände. Trotz der verhältnismäßig guten Leitfähigkeit von „Doduconta B 25“ leidet jedoch das Isoliervermögen benetzter Isolatoroberflächen nicht, und es greift auch die in der Elektronik üblichen Kunststoffe nicht an.

Telex-Selbstwahl nach drei Erdteilen

Seit Aufnahme der Telex-Selbstwahl nach Japan können fast alle automatisch betriebenen Telexnetze in Nord- und Südamerika, Asien und Afrika von den 73 000 Teilnehmern in der Bundesrepublik Deutschland in Selbstwahl erreicht werden. Diese Entwicklung wurde durch die Schaltung von Leitungen über die Fernmeldesatelliten „Atlantik“ und „Indischer Ozean“ sowie über neue Tiefseekabel ermöglicht. Für 1970 ist die Aufnahme der Selbstwahl auch nach Argentinien, Chile, Kolumbien, Peru, Hongkong und Indonesien vorgesehen.

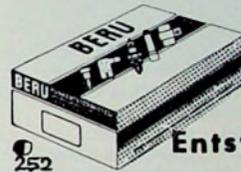
Sicherheitsbestimmungen für Antennenanlagen zum Rundfunk- und Fernsehempfang

Da die Sicherheitsbestimmungen für Antennenanlagen VDE 0855 Teil 1 (Errichtung und Betrieb) überarbeitet worden sind (die endgültige Fassung wird demnächst in Kraft gesetzt und gleichzeitig vom VDE-Verlag, Berlin, als Druckschrift herausgegeben) hat auch Hirschmann seine Druckschrift DS 218 neu bearbeitet und der neuen Fassung der Bestimmungen angepaßt. Die neue Ausgabe DS 218 mit dem Titel „Sicherheitsbestimmungen für Antennenanlagen zum Rundfunk- und Fernsehempfang“ wird auf Anforderung kostenlos abgegeben.



Glockenrein wie in der Oper

soll jede Art von Musik auch aus Ihrem Autoradio ertönen. Dazu muß das Fahrzeug einwandfrei entstört werden. Der erfahrene Fachmann verwendet dazu BERU-Entstörmittelsätze, von denen er weiß, daß sie für ein bestimmtes Fahrzeug alle Teile enthalten, die er für eine einwandfreie Entstörung braucht: in den richtigen Abmessungen, in der richtigen Stückzahl und den erprobten elektrischen Werten. Er arbeitet rationell und stets mit



BERU

Entstörmittelsätze

52

Verlangen Sie die Schrift: „Funkentstörung leicht gemacht“

BERU VERKAUFS-GMBH / 7140 LUDWIGSBURG

Weller Lötpistolen

SCHNELL, ROBUST, SICHER

Lötstellenbeleuchtung
Schutzkontakt
1 Jahr Garantie

Modell 8250 C 250 Watt
lötet bis 25 mm².
Für besonders starke Lötverbindungen.

DM 55,-*

Modell 8100 C 100 Watt
lötet bis 10 mm². Ideal für
alle normalen Lötverbindungen.
Mit Sonderspitze auch für
Plastikbearbeitung. VDE-geprüft.

DM 34,50*

Modell 8100 CS wie oben
ohne Licht DM 29,50

*empfohlener Preis inkl. MwSt.

Weller Elektro-Werkzeuge GmbH · 7122 Besigheim

Wir stellen aus: Kölner Frühjahrsmesse, Halle 11, Gang C, Stand 14

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile

von Ing. WERNER TAEGER



AUS DEM INHALT:

Einleitung

Halbleiterventile: Kupferoxidgleichrichter · Selengleichrichter · Kristalldetektoren · Germanium- und Siliziumdioden · Dynamisches Verhalten der Dioden · Siliziumgleichrichter in der Starkstromtechnik · Steuerbare Gleichrichter · Frequenzverhalten der Dioden · Wirkungsgrad der Halbleiterventile

Photoeffekt bei Halbleitern: Physik der lichtelektrischen Leitung · Technologie der Photozellen · Ausführungsformen der Photohalbleiterelemente

Leistungsgleichrichterschaltungen: Einweggleichrichter · Doppelweg- oder Zweiweggleichrichter · Gleichrichterbrückenschaltung (Graetz-Schaltung) · Mehrphasengleichrichterschaltung · Spannungsvervielfacherschaltung · Berechnung von Gleichrichterschaltungen · Hochspannungsgleichrichter

Frequenzvervielfachung mit Dioden

Dioden als Schalter: Grundlagen · Tunneldiode · Doppelbasisdiode · pnpn-Transistor · Torschaltungen mit Dioden · Torschaltungen in der Radartechnik · Logische Schaltungen · Dioden in elektronischen Rechnern

Dioden als Schwingungserzeuger

Dioden als Kapazitäten: Grundlagen · Halbleiterkapazität · Parametrische Verstärker

Dioden als Modulatoren: Ringmodulator mit Dioden · Phasenwinkelmodulator

Dioden in der Rundfunkempfangstechnik: Demodulator mit Dioden · Nachstimm-schaltungen mit Dioden · Dioden zur Spannungs- und Temperaturkompensation im Transistorempfänger · Dioden als Videogleichrichter · Wiedergewinnung des Schwarzpegels im Fernsehempfänger

Dioden in der Fernsehsendetechnik: Synchronimpulsabtrennstufe im Fernsehsender

Mischschaltungen mit Dioden: Allgemeines · Ersatzschaltung und Ausführungsformen der Dioden für Zentimeterwellen

Zener-Diode: Zener-Effekt · Gleichspannungsstabilisierung mit Zener-Dioden · Schaltungen mit Zener-Dioden zur Erhöhung des Modulationsgrades · Weitere Anwendung von Zener-Dioden

Dioden und Gleichrichter in der Meßtechnik: Gleichrichtermeßinstrumente · Dioden in Tastköpfen · Rauschgenerator mit Siliziumdiode · Temperaturmessung mit Dioden · Zener-Diode in der Meßtechnik

Vorzüge der Anwendung von Halbleitern

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

... und hier ein Urteil von vielen

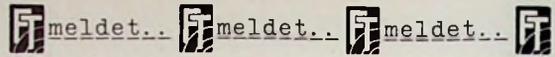
... Wer sich über die Vielfältigkeit der Halbleiter-Dioden und deren Anwendung ein Bild machen will, der findet hierzu in diesem Werk einen zuverlässigen Helfer. Hervorzuheben ist die verständliche Darstellung und das weitgehende Vermeiden von Mathematik."

Der Elektromeister

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

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 Berlin 52 (Borsigwalde)



Leipziger Frühjahrsmesse 1970

Die Leipziger Frühjahrsmesse 1970 wird vom 1. bis 10. März durchgeführt. Rund 10 000 Aussteller aus 65 Ländern werden auf einer Netto-Ausstellungsfläche von 35 000 m² ihre Produkte aus 28 Branchen der Technik und 22 Branchen der Konsumgüterindustrie zeigen.

Wolfgang Assmann GmbH erweitert Fertigungskapazität

Mit Wirkung vom 1. Januar 1970 erwarb die *Wolfgang Assmann GmbH*, Bad Homburg v. d. H., einen Teil der Fabrikgebäude und Büroräume der *Dr. Steeg & Reuter GmbH*, Bad Homburg v. d. H. Außerdem wurde der Fertigungszweig „Proki-Schreiber“ (Tageslicht-Projektoren) der *Dr. Steeg & Reuter GmbH* übernommen und in eine im Aufbau befindliche Vertriebsabteilung „Unterrichtswesen“ eingegliedert. Darüber hinaus vereinbarten beide Unternehmen eine weitgehende Kooperation, die Mitbenutzung des Rechenzentrums der *Assmann GmbH* sowie Zusammenarbeit bei der Nachwuchsförderung.

Imperial GmbH Radio Fernsehen Phono

Unter dem neuen Namen *Imperial GmbH Radio Fernsehen Phono* wird *AEG-Telefunken* die frühere *Kuba-Imperial GmbH*, Wolfenbüttel, fortführen, deren Geschäftsanteile das Unternehmen mit Wirkung vom 1. Januar 1970 von der *General Electric Company (USA)* übernommen hat. Der gleichzeitig auf *AEG-Telefunken* übertragene Geschäftszweig Rundfunk und Fernsehen der *Compagnia Generale di Elettrotecnica S. p. A. (CGE)*, Mailand, einer italienischen Mehrheitsbeteiligung der *General Electric*, wird in der *AEG-Telefunken-Gruppe* als unselbständige Zweigniederlassung der *Imperial GmbH* unter *Imperial Radio e Televisione (IRT)* sede secondaria della *Imperial GmbH Radio Fernsehen Phono* firmieren.

Für die *Imperial GmbH Radio Fernsehen Phono* wurde eine neue Geschäftsführung eingesetzt. Die Leitung innerhalb der Geschäftsführung wurde *Hermann Mößner*, Generalbevollmächtigter von *AEG-Telefunken* im Geschäftsbereich Rundfunk, Fernsehen, Phono, übertragen. Der General-Manager der früheren *Kuba-Imperial GmbH*, *Werner A. Dube*, ist zum 31. 12. 1969 aus der Geschäftsführung der Gesellschaft ausgeschieden. *Dube* und Finanzdirektor *Don R. Belfa* bleiben bei der *General Electric*.

Grundig-Werk 17 im Bau

Das künftige *Grundig-Werk 17*, das im Gebiet der Gemeinde *Rammelsbach* (Kreis *Kusel*) liegt und dessen Richtkronen am 10. 12. 1969 aufgezogen wurde, wird aus einer 75 m × 56 m großen Werkhalle mit zweistöckigem Kopfbau und einem gesonderten Kantinenbau bestehen. Großzügiger Parkraum und ein Hubschrauber-Landeplatz vervollständigen die Anlage. Im neuen Werk 17 werden Bauteile für Fernsehgeräte hergestellt. Zur Zeit sind dort bereits in behelfsmäßigen Unterkünften 250 Mitarbeiter beschäftigt.

Neue Hauptverwaltung der Hewlett-Packard VGmbH

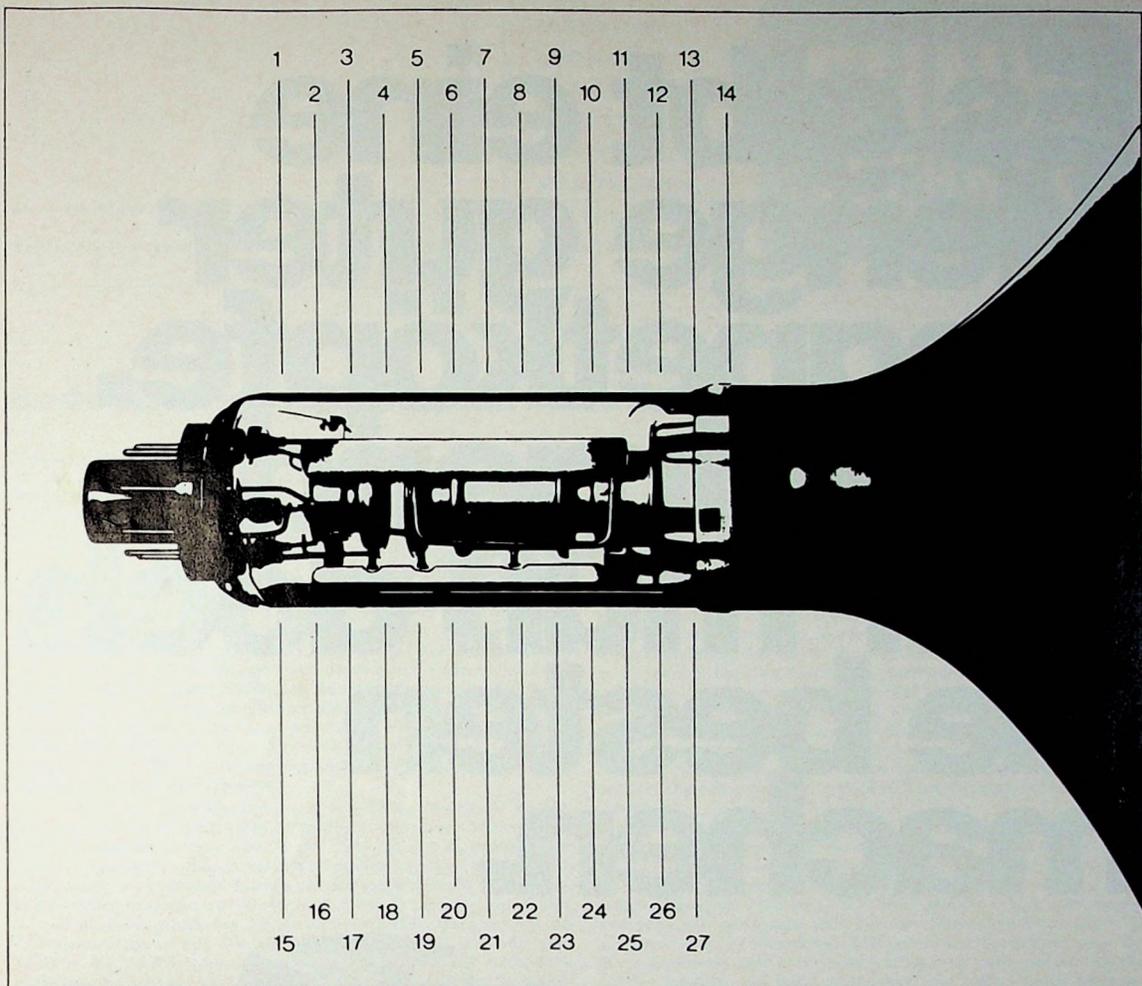
Die neue Hauptverwaltung der *Hewlett-Packard VGmbH* in *Nieder-Eschbach*, ein zweistöckiges Gebäude mit insgesamt 2500 m² Nutzfläche, bietet Raum für den Verkauf, den Kundendienst, die Finanzabteilung, die Werbung und die Geschäftsleitung. Zum erstenmal besteht jetzt auch die Möglichkeit, Kundenseminare im Hause abzuhalten. Neben einem Konferenzraum für etwa 12 Personen stehen ein Computer-Trainingsraum für 30 Personen und eine 220 m² große Cafeteria zur Verfügung, die mit Faltschleusen in kleinere, unabhängige Räume unterteilt werden kann.

Umsatzsteigerung bei der Hewlett-Packard Co.

Der Gesamtumsatz der *Hewlett-Packard Co.*, deren Geschäftsjahr bereits jeweils am 31. Oktober schließt, lag 1969 mit 324 Mill. Dollar um 21 % über dem des Vorjahres. Der Auftragseingang weist eine Steigerung um 23 % auf 344 Millionen Dollar auf. Beachtlich ist, daß der Auftragseingang außerhalb der USA im Jahre 1969 um 44 % gegenüber dem Vorjahr gestiegen ist.

Wechsel in der Loewe Opta-Werksvertretung in Südbaden

Am 1. Februar 1970 hat die Firma *Rolf P. Kressner*, 78 Freiburg, Kronmattenstraße 4, die Werksvertretung der *Loewe Opta GmbH* im südbadischen Raum übernommen.



Eine prächtige Kanone hat die SEL-Bildröhre

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

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

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

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Spezialröhren
7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Str. 112
Telefon: *(0711) 3 51 41, Telex: 07-23 594

ITT Bauelemente — Bausteine der Zukunft

BAUELEMENTE **ITT**

Es gibt eine Menge guter Magnetköpfe. Aber irgendwer muß doch die besten machen.

Damit wollen wir ziemlich direkt sagen, daß wir uns keine besseren Magnetköpfe vorstellen können als unsere.

Wir könnten das jetzt anhand einiger Glanzstücke beweisen. Oder anhand unserer Umsatzentwicklung. Oder anhand unserer Kundenliste. Oder anhand der Tatsache, daß bei uns gleich

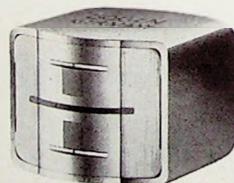
nach dem Inhaber der Mann kommt, der für die Entwicklung und gleichzeitig für die Qualitätskontrolle verantwortlich ist. Und daß bald danach die Leute kommen, die diese Kontrolle gleich 30fach ausführen.

Aber warum sollten wir es nicht gleich in der Praxis beweisen?

Wir wollen die besten Magnetköpfe machen.

BOGEN

WOLFGANG BOGEN GMBH
1 Berlin 37 · Potsdamer Str. 23-24
Tel.: 0311/818 10 47 · Telex: 183045 bogen d



Der UKh 202 ez ist ein Universal-Kombinationsmagnetkopf für ein 1/4"-Magnetband in

1/2-Spur-Technik. Seine ringförmigen Magnetkerne tragen je zwei Spulen und bestehen aus feinlamelliertem Mumetal. Der Spalt ist mit optischer Präzision geschliffen. Der Kopfspiegel hat ein hyperbolisches Profil. Diese Eigenschaften ergeben folgende Vorzüge: Sehr geringe Verluste bei hohen Frequenzen — dadurch keine oder nur geringe Höhenverzerrung mit verbessertem Rauschabstand und Dynamikgewinn, Vormagnetisierung ≥ 100 kHz zur Vermeidung von Interferenzen, wenige drop-outs durch verbesserten Bandlaufkontakt, welligkeitsfreier Frequenzgang.



Coupon bitte auf Postkarte kleben oder in Kuvert stecken.
Schicken Sie uns Ihre Unterlagen über Magnetköpfe. Besonders über:

Name/Firma: _____

Ort: () _____

Straße: _____

H 2 _____

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Bodenbetriebssystem für deutsche Forschungssatelliten

Spektakuläre Ereignisse der Raumfahrt wie die Apollo-Mondlandungen lassen beim Publikum die Bedeutung der Forschungssatelliten etwas verblasen. So sind auch beim am 8.11.1969 vom Versuchsgelände Vandenberg/Kalifornien der NASA erfolgten Start des ersten deutschen Forschungssatelliten „Azur“ die bei uns in den letzten Jahren für Forschungssatelliten durchgeführten weitgehenden Entwicklungen und der Aufbau eines dazugehörenden Bodenbetriebssystems in der Öffentlichkeit nur sehr unvollständig bekanntgeworden. Auf Grund eines bereits 1965 zwischen dem Bundesministerium für Bildung und Wissenschaft und der NASA abgeschlossenen Übereinkommens wurden der Forschungssatellit „Azur“ und seine Ausrüstungen von deutschen Firmen entwickelt. Die Leitung dieses ersten nationalen Raumfahrtprojektes „625 A-1“ größeren Stils übertrug das Ministerium der Gesellschaft für Raumfahrtforschung mbH, die eng mit den Firmen Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH, Erno Raumfahrttechnik GmbH, Dornier-System GmbH, AEG-Telefunken, Siemens AG und Standard Elektrik Lorenz AG zusammenarbeitete.

Der „Azur“ hat eine Gesamtmasse von 72 kg (davon 17 kg für wissenschaftliche Instrumente), eine Höhe von etwa 122 cm und einen Außendurchmesser von 76 cm. 5044 auf der Außenhaut des Forschungssatelliten angebrachte Solarzellen ergeben bei Sonnenbestrahlung eine für den Betrieb der Meßgeräte sowie der Sendee- und Empfangsanlagen zur Verfügung stehende Leistung von maximal 40 W. Bewegt sich der Satellit im Erdschatten, dann erfolgt die Energieversorgung aus den sieben Zellen einer Silber-Cadmium-Batterie mit 14 Ah Kapazität, die auch zusätzlich für besonders hohe Belastungen zur Verfügung steht. Die Bahndaten des Satelliten — Apogäum (erdfernster Punkt) 3145 km, Perigäum (erdnächster Punkt) 383 km, Bahnneigung 102,975° — wurden beim Start mit hoher Genauigkeit erreicht.

Der Satellit hat hauptsächlich die Aufgaben:

1. Untersuchung zeitlicher Variationen der Intensität und des Energiespektrums geladener Teilchen im Strahlungsgürtel der Erde;
2. Untersuchung zeitlicher und räumlicher Strukturen von Teilchenströmungen, die im Zusammenhang mit Polarlichtern auftreten, sowie der begleitenden erdmagnetischen Variationen;
3. Erfassung charakteristischer Abläufe solcher Ereignisse, bei denen von der Sonne ausgestoßene geladene Teilchen die Erde treffen.

Die hierfür im „Azur“ erforderlichen sieben wissenschaftlichen Meßgeräte sind von deutschen Forschungsinstituten entwickelt worden (Max-Planck-Institute für extraterrestrische Physik und Stratosphärenphysik, Institut für reine und angewandte Kernphysik der Universität Kiel, Institut für Geophysik und Meteorologie der TH Braunschweig, Institut für Physik der Atmosphäre der Deutschen Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt e.V.).

Das jetzt aufgebaute leistungsfähige Bodenbetriebssystem stellt die vom Satelliten zur Erde gesendeten wissenschaftlichen Daten zusammen mit den Bahn- und Zeitinformationen den Wissenschaftlern und Technikern möglichst schnell und lückenlos zur Verfügung. Es soll ferner den Raumflugkörper jeweils im optimalen Betriebszustand halten, soweit dies durch Telekommandos möglich ist. Insgesamt besteht das Bodenbetriebssystem aus vier Hauptgruppen (Bild 1): den Bahnvermessungsstationen für das Bestimmen der Satellitenbahn, den Telemetrie-Bodenstationen für die Datenübertragung zwischen Satelliten und Erde, dem Kontrollzentrum für die Überwachung und Steuerung des Satelliten und des Bodensystems und schließlich den Zentren für die Auswertung.

Hauptverantwortlich für die Planung, den Einsatz und die Überwachung des gesamten Systems sowie für die Steuerung und Überwachung des Satelliten ist das neue Deutsche Satelliten-Kontrollzentrum (German Control Centre, GCC) in Oberpfaffenhofen/Obb. [1]. Bei der Bahnvermessung helfen die auf der Erde verteilten Bahnvermessungsstationen des Minitrack-Systems der NASA mit, deren Resultate direkt über Standleitungen an das GCC übertragen werden.

Für den Datenverkehr mit dem Satelliten wurde ein neues Bodenstationssystem geschaffen, dessen zur Zeit vier Stationen sich in Kevo (Finnland), Reykjavik (Island), Fort Churchill (Kanada) und in Lichtenau bei Weilheim/Obb. befinden. An das System sind außerdem noch einige Stationen der europäischen Raumfahrtorganisation ESRO angeschlossen. Die Zentrale Deutsche Bodenstation (Z-DBS) in Lichtenau und die ESRO-Stationen sind aktive Stationen, das heißt, sie können bei Funkkontakt mit dem Satelliten nicht nur empfangen, sondern auch Telekommandos zum Satelliten senden. Die anderen Bodenstellen sind passiv; sie können nur empfangen.

Die an den einzelnen Meßsonden des Satelliten anstehenden Signale werden im Satelliten binär verschlüsselt, nach einem festen Zyklus abgefragt, pulscodemoduliert in Echtzeit (real time telemetry, RTT) über einen phasenmodulierten VHF-Sender (136,7 MHz, 0,5 W; Informationsrate 1920 bit/s) zur Erde gefunkt und in den Bodenstationen von besonders rauscharmen Telemetrie-Empfängern [2] aufgenommen. Während der Zeit, in der der Satellit mit einer der Bodenstationen nicht in direkter Verbindung steht, werden die Daten im Satelliten auf Band gespeichert und später durch Telekommandos (148,25 MHz, 10 kW) der Z-DBS abgerufen und vom Satelliten auf der Trägerfrequenz 136,5 MHz mit einer Sendeleistung von 0,5 W und einer Informationsrate von 4800 bit/s abgestrahlt. Die Z-DBS hat zusätzlich noch Telemetrie- und Tracking-Empfänger für selbsttätige Nachführung der Antenne (Bild 2) und zur Gewinnung der Bahndaten auch für die passiven Bodenstationen. In der Z-DBS ist ferner ein Prozeßrechner „305“ aufgestellt, der die Kommandogabe vom GCC an den Satelliten und die Rückmeldungen zu überwachen hat. Auch die Verbindungen zu den übrigen Bodenstationen laufen über den Rechner.

Die vom Satelliten in Form von Datenrahmen zur Erde gefunkt, in der Z-DBS empfangenen, dort sowohl auf Analog-Magnetband gespeicherten als auch in einem Bitsynchronisierer aufbereiteten Daten (Eliminierung von aufgetretenen Signalbeeinflussungen wie Rauschen, Gleichspannungsverschiebungen, Fading und Bitjitter) werden zur Erhöhung der Betriebssicherheit über eine Modulationseinrichtung (Modem) auf jeweils einem von zwei Wegen (Kabel oder Richtfunk) zum GCC in Oberpfaffenhofen weitergeleitet und dort von einem Prozeßrechner „305“ entschlüsselt (Bild 3). Die Datenrahmen enthalten außer den wissenschaftlichen Meßwerten des Satelliten auch eine größere Anzahl sogenannter Housekeeping-Daten, die Aufschluß über den Bordzustand des Satelliten geben. Der Rechner kann nach der Entschlüsselung die Daten für den sogenannten „quick-look“ auf Sichtgeräte ausgeben, mit Schnelldruckern in Klartext ausdrucken, Analogwerte in Kurvenform ausschreiben und auch auf Band aufzeichnen und zur weiteren Verarbeitung speichern. Unter Quick-look-Übertragung wird der Realtime-Betrieb während der Zeit, in der der Satellit im Sichtfeld der Bodenstationen ist, verstanden. Die Übertragung der vorübergehend im Satelliten auf Magnetband gespeicherten Informationen wird mit Semi-quick-look-Übertragung bezeichnet.

Der Kontrollraum des GCC hat eine Reihe von Steuer- und Bedienungspulten. Hier werden erste Datenanalysen vorgenommen

und auch die Entscheidungen für eine eventuelle Kommandogabe gefällt. Die Verantwortlichen haben nicht nur verschiedene Daten-sichtgeräte für den „quick-look“ beziehungsweise „semi-quick-look“ in ihrem Blickfeld, sondern auch Fernsehschirme, auf denen sich jederzeit wichtige Informationen von Blattschreibern und Druckern anfordern lassen. Das Personal ist ständig über umfangreiche interne Kommunikationseinrichtungen miteinander verbunden, so daß sich schnell jeder beliebige Sprechkontakt oder eine

Satellitenbahn markiert. Die einzelnen Bodenstationen sind auf der Weltkarte durch Lämpchen gekennzeichnet, die während der Zeit des Funkkontakts ihrer zugeordneten Bodenstation mit dem Raumflugkörper automatisch aufleuchten. Die routinemäßige Auswertung der vom GCC weitergegebenen wissenschaftlichen Daten wird durch ein Datenauswertezentrum in Obhbrunn bei München durchgeführt, das mit verschiedenen Instituten (s. Bild 1) zusammenarbeitet.

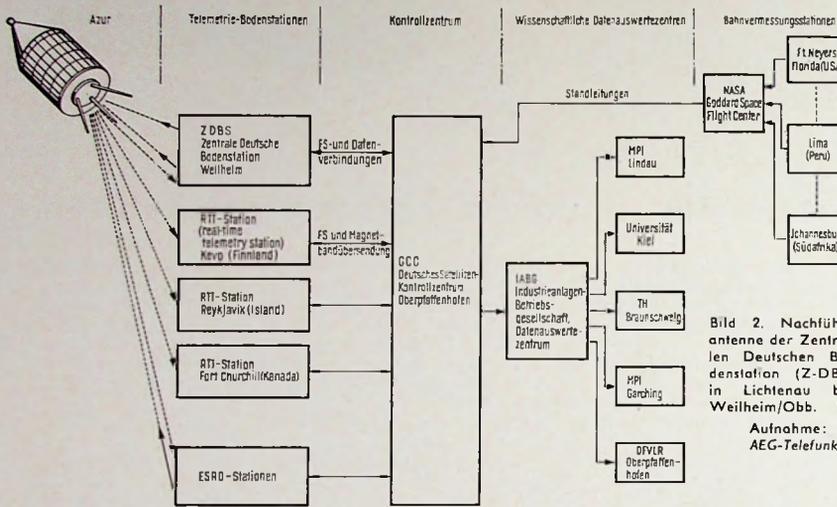


Bild 1. Schematische Übersicht über das Bodenbetriebssystem für deutsche Forschungssatelliten (nach [1])

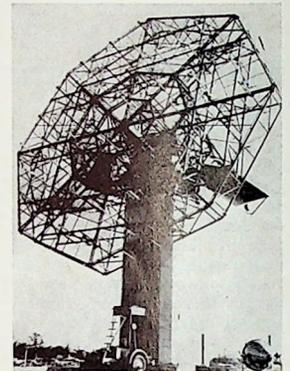


Bild 2. Nachführantenne der Zentralen Deutschen Bodenstation (Z-DBS) in Lichtenau bei Weilheim/Obb. Aufnahme: AEG-Telefunken

Weltkarte mit Satellitenbahn

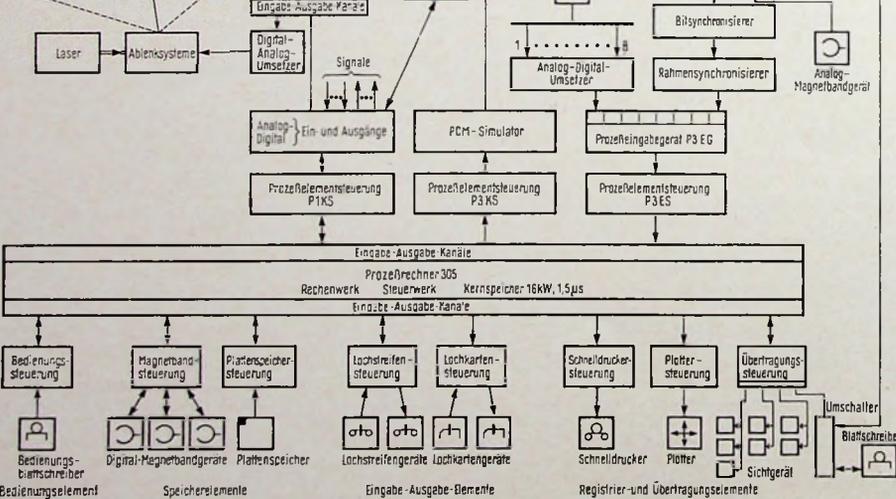
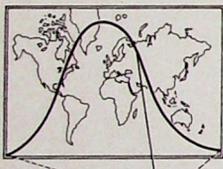


Bild 3. Das Deutsche Satelliten - Kontrollzentrum (German Control Centre, GCC) in Oberpfaffenhofen/Obb. (nach [1])

Konferenzschaltung durch Tastenwahl herstellen läßt. Eingebaute Digitalanzeigen geben laufend wichtige Daten wie Orbit, Weltzeit und dergleichen an. Eine rechnergesteuerte Signalanlage löst automatisch bei Nachrichtenkontakt mit dem Satelliten Alarm aus. Besonders interessant ist noch eine große Weltkarte an der Frontwand des Kontrollraumes (s. Titelbild und Bild 2), auf die eine neuentwickelte Projektionseinrichtung mit einem Gaslaser als Lichtquelle ständig die Satellitenbahn projiziert. Der jeweilige Stand des Satelliten wird dabei durch einen besonders hellen Punkt auf der

Schrifttum

- [1] Haefele, G., Mell, G., u. Zander, W.: Aufgaben und Einrichtungen des deutschen Satelliten-Kontrollzentrums für den Forschungssatelliten Azur. Siemens-Z. Bd. 43 (1969) Nr. 12, S. 930-933
- [2] Mahner, H.: Telemetrie- und Trackingempfänger für Satelliten-Bodenstationen. Siemens-Z. Bd. 43 (1969) Nr. 12, S. 926-929

Weiteres Schrifttum

Unterlagen des Bundesministers für Bildung und Wissenschaft, der Gesellschaft für Weltraumforschung mbH, von AEG-Telefunken und von Siemens

Unijunction-Transistoren und ihre Anwendung

1. Eigenschaften des Unijunction-Transistors

1.1. Allgemeines

Der Unijunction-Transistor (Bild 1a) ist ein Bauelement mit zwei getrennten Basisanschlüssen. Er hat eine ausgeprägte Schwellenwertcharakteristik und eine negative Kennlinie. Durch diese Eigenschaften ist der Unijunction-Transistor besonders für die Verwendung in Impulseneratoren und Schwellenwert-

Damit wird der negative Teil der Kennlinie erreicht. Bild 2 zeigt die Änderungen von R_{B1} als Funktion des Emittierstroms im Bereich der negativen Kennlinie.

Die Kennlinie (Bild 3) beschreibt neben dem Höckerpunkt I_P , U_P (peak) auch noch den sogenannten Talpunkt I_V , U_V (valley); das ist die Größe, bei der ein Übergang zu einer normalen Diodenkennlinie (gestrichelt) erreicht wird.

Da R_2 konstant bleibt, wird U_{BB} größer, gleichzeitig auch im entsprechenden Verhältnis die Spannung am Teilerpunkt. Das wirkt der kleiner werdenden Spannung U_D entgegen.

In der Praxis erweisen sich für die Temperaturkompensation Widerstände von 150 bis 500 Ohm für R_2 als günstig. R_1 wird im allgemeinen kleiner als 50 Ohm gewählt.

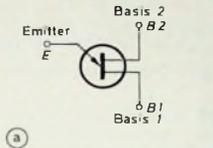


Bild 1. Schaltzeichen (a) und vereinfachtes Ersatzschaltbild (b) des Unijunction-Transistors

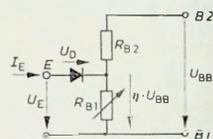


Bild 2. R_{B1} als Funktion des Emittierstroms im negativen Bereich der Kennlinie

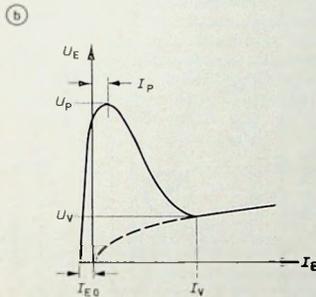
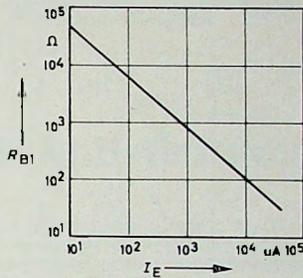


Bild 3. Kennlinie des Unijunction-Transistors

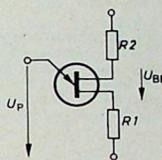


Bild 4. Die Temperaturkonstanz der Höcker Spannung U_P wird durch Zuschalten eines äußeren Widerstandes R_2 erreicht

1.2. Temperaturabhängigkeit des Unijunction-Transistors

Um bei einem Impulsgenerator eine konstante Frequenz und eine konstante Amplitude der Ausgangsspannung unabhängig von der Temperatur zu erreichen, muß der Höckerpunkt konstant sein.

Der Höckerpunkt wird durch das Zusammenwirken von Spannungsteiler R_{B1} , R_{B2} (Bild 1b) und Flußspannung U_D der Diode gebildet. Für die Temperaturabhängigkeit sind demnach die Widerstände R_{B1} und R_{B2} und die Diode zu betrachten. Obwohl die Widerstände einen Temperaturkoeffizienten von etwa $+0,8\% / ^\circ C$ haben, bleibt der Teilerpunkt zwischen R_{B1} und R_{B2} ohne äußere Beschaltung (Betrießspannung direkt zwischen $B1$ und $B2$) konstant, da sich beide Widerstände im gleichen Verhältnis ändern. Die Flußspannung U_D der Diode verringert sich in ihrem Wert bei steigender Temperatur. Das bedeutet gleichzeitig eine kleiner werdende Höckerspannung.

Eine Temperaturkonstanz der Höckerspannung erreicht man durch Zuschalten des Widerstandes R_2 (Bild 4). Der Widerstand R_2 ist im Gegensatz zu den inneren Widerständen R_{B1} und R_{B2} praktisch temperaturunabhängig. Bei steigender Temperatur verringert sich der Strom über R_2 , R_{B2} und R_{B1} .

2. Programmierbarer Unijunction-Transistor

Bei dem programmierbaren Unijunction-Transistor handelt es sich um ein Vierschicht-Bauelement; deshalb ist die Bezeichnung Unijunction eigentlich nicht zutreffend. Sie ist nicht aus dem technologischen Aufbau abgeleitet, sondern aus der Wirkungsweise. Das Bauelement wirkt mit der entsprechenden Beschaltung wie ein Unijunction-Transistor.

Der programmierbare Unijunction-Transistor entspricht ohne äußere Beschaltung einem komplementären Thyristor, der von der Anodenseite mit negativer Spannung betrieben und gesteuert wird, und kann auch in dieser Weise verwendet werden.

Die Schaltung des programmierbaren Unijunction-Transistors mit zwei außen zugeschalteten Widerständen R_1 und R_2 (Bild 5) hat ähnliche Eigenschaften wie ein normaler Unijunction-Transistor. Dabei wirken die Widerstände R_1 und R_2 entsprechend den inneren

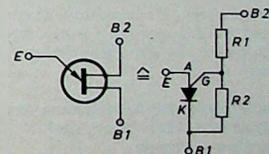


Bild 5. Schaltung eines programmierbaren Unijunction-Transistors mit außen zugeschalteten Widerständen R_1 , R_2

stufen geeignet. Ein weiteres, hauptsächlich Anwendungsgebiet ist die Ansteuerung von Thyristoren und Triacs.

Das vereinfachte Ersatzbild (Bild 1b) beschreibt die Wirkungsweise. Ein von außen meßbarer und als Interbasiswiderstand R_{BB} definierter Widerstand ist zwischen $B1$ und $B2$ vorhanden. Der Widerstand ist durch den Emitteranschluß E in R_{B1} und R_{B2} aufgeteilt. Das Teilverhältnis η ist

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B2}}$$

Ist die Spannung zwischen E und $B1$ kleiner als $U_P = U_D + \eta \cdot U_{BB}$, dann ist die Diode gesperrt; es fließt nur ein Reststrom I_{E0} über die Diode und R_{B1} . Das hat einen Eingangswiderstand von einigen MOhm zur Folge. Wird die Spannung zwischen E und $B1$ nur gering über U_P vergrößert, dann werden Löcher in das Siliziummaterial injiziert; der Widerstandswert von R_{B1} verringert sich abhängig vom Emittierstrom.

Ing. (grad.) Gerhard Krumrein ist Labor-Ingenieur im Fachbereich Halbleiter von AEG-Telefunken, Heilbronn.

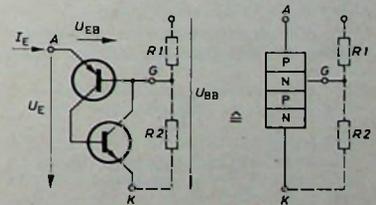


Bild 6. Ersatzschaltbild eines programmierbaren Unijunction-Transistors

Widerständen R_{B1} und R_{B2} des Unijunction-Transistors.

Aus dem Ersatzschaltbild (Bild 6) ergibt sich die Wirkungsweise. Ist die Spannung U_E kleiner als die Summe der durch das Teilverhältnis von R_1 und R_2 gegebenen Spannung und der

zum leitenden Zustand des PNP-Transistors gehörenden Spannung U_{EB} (entspricht der Diodenflußspannung U_D) beim Unijunction-Transistor, dann sind beide Transistoren gesperrt. Beim Überschreiten der Spannung $U_P = \eta \cdot U_{BB} + U_{EB}$ wird der PNP-Transistor leitend. Es fließt ein Strom in die Basis des NPN-Transistors. Der NPN-Transistor wird dadurch ebenfalls leitend und schließt den äußeren Widerstand R_2 kurz. Der programmierbare Unijunction-Transistor hat demnach mit den Widerständen R_1 und R_2 die gleiche Kennlinie zwischen A und K wie der Unijunction-Transistor zwischen E und B 1.

Die von außen zugeschalteten Widerstände R_1 und R_2 erlauben, die folgenden Parameter einzustellen (zu programmieren):

- Teilverhältnis η
- Höckerstrom I_P
- Talstrom I_V
- Interbasiswiderstand $R_{BB} = R_1 + R_2$.

Die Programmierbarkeit dieser wichtigsten Parameter ist ein entscheidender Vorteil des programmierbaren Unijunction-Transistors gegenüber dem Unijunction-Transistor. Das Teilverhältnis ist durch die Wahl des Widerstandsverhältnisses von 0 bis 1 einstellbar. Höckerstrom und Talstrom sind bei hochohmigen Widerständen klein, bei niederohmigen Widerständen groß. Dabei ist die Parallelschaltung

$$R_G = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

maßgebend. R_G ist als Parameter im Datenblatt angegeben.

Beim BSV 58 A ist zum Beispiel ein Höckerstrom $I_P \leq 0,15 \mu A$ bei $R_P = 1 M\Omega$ garantiert. Gegenüber dem Unijunction-Transistor BSV 56 A (BSV 57 A) ist dies ein um eine Größenordnung kleinerer Strom. Mit dem programmierbaren Unijunction-Transistor sind also Schaltungen mit einer wesentlich kleineren Leistungsaufnahme realisierbar.

3. Beispiele für die Anwendung des Unijunction-Transistors und programmierbaren Unijunction-Transistors

Die beschriebenen Anwendungsbeispiele geben einige typische Anwendungsfälle wieder.

3.1. Impulsgenerator

Das Prinzipschaltbild des recht einfachen Impulsgenerators ist im Bild 7

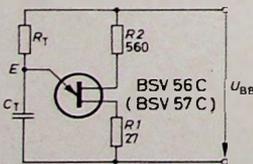


Bild 7. Prinzipschaltung eines einfachen, mit einem Unijunction-Transistor aufgebauten Impulsgenerators

wiedergegeben. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung lädt sich der Kondensator C_T über R_T auf. Überschreitet die Spannung am Kondensator den Höckerpunkt der Kennlinie, dann ver-

ringert sich der innere Basiswiderstand R_{B1} des Unijunction-Transistors und entlädt den Kondensator über R_{B1} , R_1 auf die Flußspannung der Emitter-Basis-Diode. Gleichzeitig wird auch der Höckerpunkt wieder unterschritten, und es beginnt eine neue Aufladung von

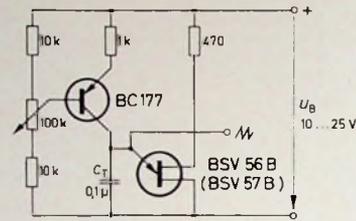


Bild 8. Impulsgenerator wie Bild 7, jedoch mit Konstantstromquelle an Stelle des dort verwendeten Ladewiderstandes R_T

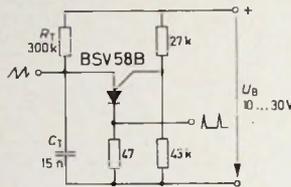


Bild 9. Schaltung eines mit einem programmierbaren Unijunction-Transistor aufgebauten Impulsgenerators

Bild 10. Netzsynchrone Thyristoransteuerschaltung mit Unijunction-Transistor

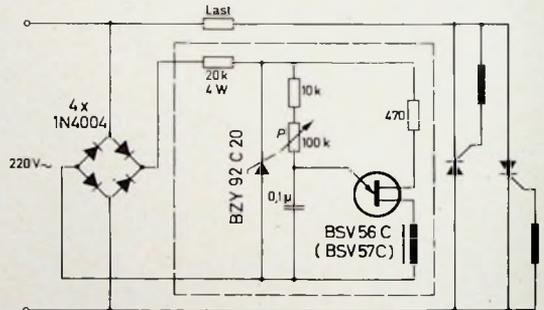
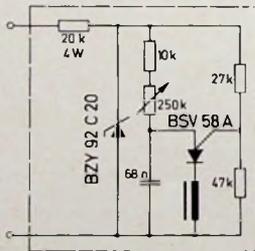


Bild 11. Ersatz des Unijunction-Transistors in der Schaltung nach Bild 10 durch einen programmierbaren Unijunction-Transistor



C_T . Der Widerstand R_T muß so gewählt werden, daß seine Arbeitsgerade im Bereich des negativen Widerstandes die Kennlinie des Unijunction-Transistors schneidet. In der Praxis sollte $R_T \geq 10 k\Omega$ sein. Die Aufladezeit ist stets eine Größenordnung oder mehr länger als die Entladezeit. Dadurch entsteht an E eine nahezu sägezahnförmige Spannung, deren Frequenz durch die Aufladezeit bestimmt wird. Diese kann näherungsweise mit der Gleichung

$$t = R_T \cdot C_T \cdot \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

errechnet werden. Bei der Ableitung wurde der Höckerpunkt $U_P \approx \eta \cdot U_{BB}$ gesetzt, das heißt, U_D (Diodenflußspannung, Bild 1b) wurde vernachlässigt.

Während der Entladezeit fließt über R_{B1} und R_1 ein hoher Strom, der für eine Thyristorsteuerung verwendet werden kann.

Für einen linearen Sägezahnverlauf läßt sich für die Aufladung von C_T an Stelle von R_T eine Konstantstromquelle verwenden (Bild 8).

Die Schaltung des mit einem programmierbaren Unijunction-Transistor aufgebauten Impulsgenerators ist im Bild 9 dargestellt. Dabei kann R_T einen minimalen Wert von $200 k\Omega$ aufweisen; R_1 und R_2 (s. Bild 5) sind frei wählbar und bestimmen das Teilverhältnis η .

3.2. Ansteuerung von Thyristoren (Netzsynchrone Thyristoransteuerschaltungen)

Mit der Schaltung nach Bild 10 wird in jeder Halbwelle ein Ansteuerimpuls erzeugt. Die Verschiebung gegenüber dem Nulldurchgang wird mit dem Potentiometer P durchgeführt. Der Entladestrom beträgt für die Dauer von $2 \mu s$ etwa $500 mA$. Als Ersatz für die im Bild 10 gestrichelt eingezeichnete Schaltung kann eine Anordnung mit einem programmierbaren Unijunction-Transistor

(Bild 11) verwendet werden; Vorteile sind: geringere Leistungsaufnahme der Ansteuerschaltung, gleicher Impulsstrom bei kleinerer Kapazität.

3.3. Zeitglieder

Auf Grund der langen zeitlichen Konstanz der Höckerspannung und wegen des hochohmigen Eingangs unterhalb des Höckerpunktes lassen sich mit Unijunction-Transistoren Zeitglieder recht einfach aufbauen. Im Bild 12 ist die Schaltung eines Zeitgliedes gezeigt, das eine Zeitverzögerung bis etwa 100 Sekunden ermöglicht. Mit Hilfe des Potentiometers P läßt sich die Zeitver-

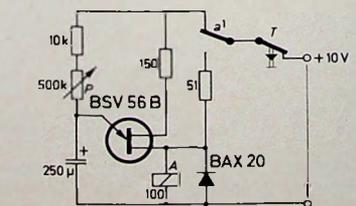


Bild 12. Zeitverzögerungsschaltung mit einem Unijunction-Transistor

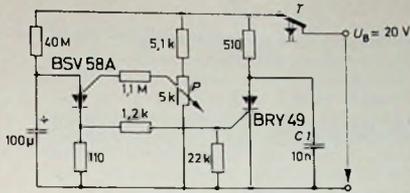


Bild 13. Zeitverzögerungsschaltung mit programmierbarem Unijunction-Transistor

zögerung einstellen. Das erregte Relais A wird über den Relaiskontakt a' selbst gehalten, bis mit der Taste T eine neue Verzögerung ausgelöst wird.

Bild 13 zeigt die Schaltung einer Zeitverzögerung mit einem programmierbaren Unijunction-Transistor. Der niedrige Höckerstrom des BSV 58 A erlaubt die Verwendung eines sehr hochohmigen Arbeitswiderstandes für die Kondensatoraufladung. Im Vergleich zu

Schaltungen nach dem Prinzip von Bild 12 können gleiche Zeitverzögerungen mit wesentlich kleineren Kondensatoren erreicht werden. Es ist jedoch darauf zu achten, daß der Leckstrom kleiner sein muß als der Höckerstrom des programmierbaren Unijunction-Transistors.

Die Schaltung nach Bild 13 erlaubt eine Zeitverzögerung von etwa 1 Stunde. Mit dem Potentiometer P kann die Zeitverzögerung variiert werden. Nach Ablauf der Zeitkonstante wird mit dem Entladeimpuls die Thyristor-Tetrode BRY 49 gezündet. Eine erneute Zeitverzögerung wird durch Unterbrechung der Betriebsspannung mit der Taste T erreicht. Der Kondensator C1 parallel zur Thyristor-Tetrode verhindert eine zu große Spannungsanstiegsgeschwindigkeit, wodurch die Thyristor-Tetrode beim Schließen der Taste zünden könnte.

ung auf ein Hundertstel reduzierten Rückwirkungsleitwerts gewährleistet diese Anordnung ein stabiles Arbeiten bis zu hohen Frequenzen im Temperaturbereich 0...100 °C und im Betriebsspannungsbereich 4,5...15 V. Wegen des konstanten Summenstroms der Differenzverstärkerstufen ergibt sich zudem eine besonders gute Begrenzerwirkung.

Der Koinzidenzdemodulator besteht aus den Transistoren T 17 bis T 24, die wiederum als Differenzverstärker geschaltet sind. Dabei bestehen die Emittierwiderstände der Stufen T 17, T 18 und T 20, T 21 aber aus je einem Zweig eines weiteren, von T 19 und T 22 gebildeten Differenzverstärkers, der seinerseits aus der Konstantstromquelle T 23, T 24 gespeist wird. Bei dieser Anordnung ist die Summe aller im Koinzidenzdemodulator fließenden Ströme immer konstant. Führt man nun den Basisanschlüssen von T 17 und T 20 einerseits und der Basis von T 19 andererseits zwei phasenverschobene Wechselspannungen zu, dann ist der Gleichstrommittelwert der Summe der Kollektorströme von T 18 und T 20 dem Phasenwinkel zwischen den beiden Wechselspannungen proportional; für 0° Phasenverschiebung ist der Strom durch R_L Null, für 180° ist er gleich dem von der Konstantstromquelle T 23, T 24 gelieferten Strom.

Diese Eigenschaft läßt sich zur Demodulation eines frequenzmodulierten Signals ausnutzen, wenn man die Frequenzmodulation mit Hilfe eines Phasenschiebernetzwerks in entsprechende Phasenänderungen umwandelt. Dazu wird ein einfaches, extern zwischen den Anschlußpunkten 4 und 6 angeordnetes LC-Glied herangezogen, das dem einen

Integrierte Schaltung TAA 661 für ZF-Verstärker

Integrierte Analogschaltungen werden seit einigen Jahren in der kommerziellen Technik in großen Stückzahlen eingesetzt. Den Bestrebungen, auch in der Unterhaltungselektronik Baueinheiten gleicher Funktionen zu kompakten Einheiten mit kleinstem Raumbedarf zusammenzufassen, standen bei Anwendung der diskreten Technik die hohen Fertigungskosten entgegen. Der Wunsch der Anwender war es daher,

Integrierte Analogschaltungen werden seit einigen Jahren in der kommerziellen Technik in großen Stückzahlen eingesetzt. Den Bestrebungen, auch in der Unterhaltungselektronik Baueinheiten gleicher Funktionen zu kompakten Einheiten mit kleinstem Raumbedarf zusammenzufassen, standen bei Anwendung der diskreten Technik die hohen Fertigungskosten entgegen. Der Wunsch der Anwender war es daher,

Integrierte Analogschaltungen werden seit einigen Jahren in der kommerziellen Technik in großen Stückzahlen eingesetzt. Den Bestrebungen, auch in der Unterhaltungselektronik Baueinheiten gleicher Funktionen zu kompakten Einheiten mit kleinstem Raumbedarf zusammenzufassen, standen bei Anwendung der diskreten Technik die hohen Fertigungskosten entgegen. Der Wunsch der Anwender war es daher,

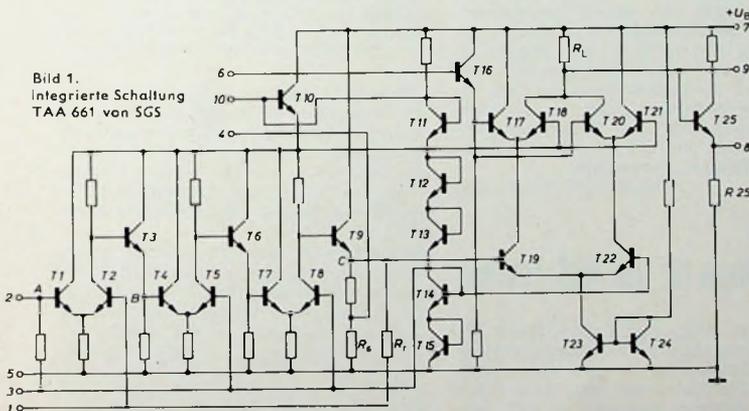


Bild 1. Integrierte Schaltung TAA 661 von SGS

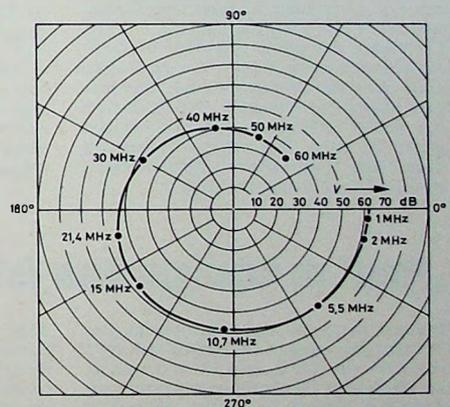


Bild 2. Verstärkung V der TAA 661 im Frequenzbereich bis 60 MHz

diese Einheiten monolithisch zu integrieren und damit eine preiswerte Lösung mit höherem technischen Standard zu finden. SGS forciert deshalb seit etwa zwei Jahren die Entwicklung integrierter Schaltungen unter besonderer Berücksichtigung der europäischen Rundfunk- und Fernsehnormen und brachte jetzt die integrierte Schaltung TAA 661 für den FM-ZF-Teil von Rundfunk- und Fernsehgeräten auf den Markt.

Es ist ein FM-ZF-Baustein in Planartechnik auf einem Siliziumplättchen von 1,25 mm x 1,25 mm Größe. Die im TO-100- oder im Dual-in-line-Gehäuse mit versetzten Anschlüssen lieferbare Schal-

spannung zwischen 4,5 und 15 V bei Verstärkungsänderungen $\leq 10\%$ frei gewählt werden kann.

Schaltungsbeschreibung

Der Breitbandverstärker mit T 1 bis T 9 im Bild 1 hat eine Gesamtverstärkung von mindestens 60 dB und besteht aus drei gleichstromgekoppelten Differenzverstärkerstufen, die jeweils über einen als Emittierfolger geschalteten Transistor gekoppelt sind. Infolge der festen Gleichstromgegenkopplung über R_{T1} , der internen Arbeitspunktstabilisierung mit den als Diodenkette geschalteten Transistoren T 11 bis T 15 und des bei Differenzverstärkerstufen in dieser Schal-

Eingang des Koinzidenzdemodulators vorgeschaltet ist. (Um eine genügend hohe Abschlußimpedanz für das Phasenschiebernetzwerk zu haben, ist noch der Emittierfolger T 16 eingefügt.) Der andere Eingang des Koinzidenzdemodulators (Basis von T 19) erhält das frequenzmodulierte Signal direkt vom Ausgang am Punkt C des Begrenzerverstärkers.

Zwischen den Anschlußpunkt 9 und Masse wird ein Kondensator geschaltet, der im Zusammenwirken mit dem Widerstand R_L als Integrationsglied zur Glättung des noch von impulsförmigen

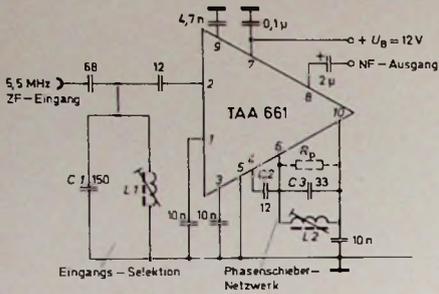


Bild 3. Schaltung des mit der TAA 661 bestückten Ton-ZF-Teils eines Fernsehempfängers

Tab. I. Meßergebnisse des Ton-ZF-Teils nach Bild 3

| | |
|--|----------------------|
| Stromaufnahme | 12,5 mA |
| Eingangswiderstand R_e | 60 Ohm |
| Begrenzungseinsatz (-3 dB) bei $U_e =$ | 10 mV |
| NF-Ausgangsamplitude U_{NF} | 1,4 V _{eff} |
| AM-Unterdrückung bei $U_e = 10$ mV | 55 dB |
| Klirrgrad bei $U_e = 10$ mV | 1,2 ‰ |
| Klirrgrad bei $U_e = 10$ mV und ± 25 kHz Hub | 0,4 ‰ |

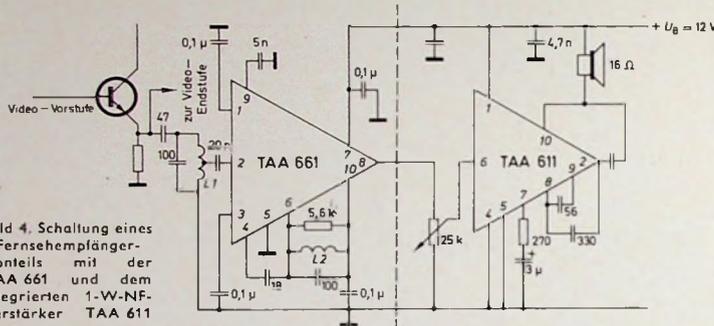


Bild 4. Schaltung eines Fernsehempfänger-Tonteils mit der TAA 661 und dem integrierten 1-W-NF-Verstärker TAA 611

HF-Resten überlagerten NF-Signals dient, das dann über den Emitterfolger T 25 der Schaltung entnommen werden kann.

Anwendungsbeispiele

Im Bild 3 ist die Schaltung eines Fernsehempfänger-Tonteils bis zum NF-Ausgang dargestellt. Der Eingangskreis mit L 1, C 1 ist auf 5,5 MHz abgestimmt und dient der Vorselektion. L 2, C 2 und C 3 bilden das schon erwähnte Phasenschiebernetzwerk. Beide Kreise können auch ohne Zuhilfenahme eines Meßsenders abgeglichen werden, indem einfach auf größte NF-Ausgangsspannung abgestimmt wird. Die mit der Schaltung nach Bild 3 erreichten Betriebsdaten sind in Tab. I zusammengestellt.

Bild 4 zeigt noch die Schaltung eines vollständigen Fernsehempfänger-Tonteils mit dem integriertem 1-W-NF-Verstärker TAA 611 von SGS. Die Abnahme des Ton-ZF-Signals erfolgt im Emitterkreis des Video-Vorstufentransistors über einen Auskoppelkreis, der die Ton-ZF-Durchlaßkurve bestimmt und zugleich als 5,5-MHz-Falle wirkt. Der integrierte FM-ZF-Baustein TAA 661 läßt sich neben der Anwendung in Fernsehempfängern ebenso gut auch im FM-ZF-Teil von Rundfunkempfängern oder Funksprechgeräten einsetzen. Außerdem kann man die integrierte Schaltung auch als Baustein zur Gewinnung der Nachstimmspannung (AFC) für den Tuner von Fernsehempfängern verwenden.

(Nach SGS-Unterlagen)

se 1,5 µm). Die Kontaktierung der Gate-Elektrode erfolgt über eine Metallbahn, die bei dem konventionellen MOS-Prozeß (Bild 1, linke Seite) etwa 1 µm hohe Stufe zwischen den beiden Oxidschichten überbrückt. Dabei entstehen nach Ansicht von SGS scharfe Kanten, die zu Mikrorissen führen und die Ausbeute niedrig halten.

Nach dem neuen Planox-Verfahren (Bild 1, rechte Seite) wird 1 µm der erforderlichen Oxidschutzschicht in das Siliziumplättchen eingelassen, so daß die Anschlußbahn zur Gate-Elektrode nahezu stufenlos verläuft (Bild 2). SGS erwartet von dem im zweiten Vierteljahr 1970 fertigungsmäßig anlaufenden Verfahren eine Ausbeutesteigerung von 30 bis 35 %. Es beruht hauptsächlich auf selektivem Ätzen von Siliziumoxid, Siliziumnitrid und thermischem Oxid.

Auf das Siliziumplättchen wird erst eine sehr dünne Siliziumnitridschicht aufgebracht, die thermische Oxidation des Siliziums verhindert. Nach Maskieren wird diese Schicht dort, wo die dicke

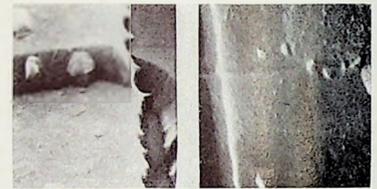


Bild 2. Die Mikroaufnahmen der Oberflächen mit aufgebrachtener Metallisierung in der Nähe des Gate-Bereichs zeigen deutlich die beim konventionellen Verfahren (links) auftretende hohe Stufe zwischen der dicken Oxidschicht für Drain und Source und der dünnen Oxidschicht für das Gate; beim neuen Planox-Verfahren (rechts) treten dagegen nur äußerst geringe, durch die Diffusionstoleranzen bedingte Oberflächenunterschiede der einzelnen Schichten auf

Oxidschicht wachsen soll, weggeätzt. In der folgenden Behandlung der freigelegten Zonen absorbiert das wachsende Siliziumoxid genügend darunter liegendes Silizium, um nach weiterer Oxidation eine mit dem Siliziumnitrid planparallele Schicht der erforderlichen Tiefe zu erstellen.

Siliziumnitrid läßt sich selektiv ätzen, ohne daß dabei das Siliziumoxid angegriffen wird. Man kann daher jetzt aus der Nitridschicht die Elektrodenflächen, in die Source und Drain diffundiert werden, ausätzen. Die Oberkanten dieser Elektrodenflächen sind daher automatisch mit der Oberkante des Gate ausgerichtet, was Einhaltung enger Toleranzen ermöglicht. Durch weiteres selektives Ätzen wird das Nitrid vom Gate entfernt, und die folgenden Fertigungsstufen Gate-Oxydation, Öffnen der Kontaktfenster und Metallisierung erfolgen in konventioneller Technologie.

Das Planox-Verfahren benötigt genauso viele Arbeitsgänge wie das konventionelle MOS-Verfahren, soll aber nach SGS etwa 20 % weniger Zeit erfordern. Als elektrische Parameter wurden aus Versuchen Gate-Schwellenspannungen von $3,7 \pm 0,5$ V für das aktive Halbleiterelement genannt, für ein parasitäres Element bei geerdetem Gate eine Drain-Durchbruchspannung von $75 \pm 0,5$ V.

E. R. Friedlaender, C. Eng.

„Planox“, ein verbessertes Planar-Verfahren für die MOS-Technik

Höhere Ausbeute und Verkürzung des Fertigungsvorgangs verspricht sich SGS von dem von Dr. Franco Morandi im Mailänder Zentrallaboratorium entwickelten Planox-Verfahren. Planox ist sowohl für bipolare als auch MOS-Halbleiterelemente anwendbar, hat aber für letztere besondere Bedeutung. In der MOS-Technik ist es immer wünschenswert, die Gate-Oxidschicht so

dünn wie möglich zu halten, damit die Schwellenspannung für diese Elektrode niedrig bleiben kann. Über den eindiffundierten Drain- und Sourcezonen soll die Oxidschicht dagegen so dick wie möglich sein, um die Bildung parasitärer Transistoren zwischen benachbarten Elementen zu verhindern. „Dünn“ und „dick“ sind natürlich relativ aufzufassen (im allgemeinen 0,5 beziehungsweise

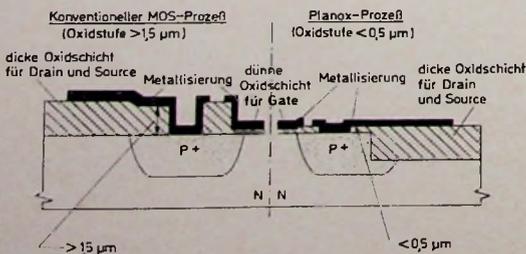


Bild 1. Schematischer Vergleich der Lage der Oxidschichten beim konventionellen MOS-Prozeß (links) und beim neuen Planox-Verfahren (rechts)

Aktive integrierbare Konvergenzschaltung für 110°-Fernsehempfänger

Es wird eine aktive Konvergenzschaltung für 110°-Farbfernsehempfänger beschrieben, bei der die einzelnen Bildschirmhälften getrennt und weitgehend unabhängig voneinander einstellbar sind. Durch die gewählte Schaltung sind die zur Bildung der erforderlichen Konvergenzströme verwendeten Baugruppen sehr leicht in integrierter Technik zu realisieren. Mit einer Variante dieser Schaltung lassen sich außerdem die in Mehrnormempfängern üblichen, mehrfach vorhandenen passiven Horizontalkonvergenzschaltungen wirtschaftlich ersetzen.

1. Einleitung

Bei der 110°-Farbbildröhre sind die Abweichungen der nur statisch konvergierten Strahlen so groß, daß sie mit den von der 90°-Technik her bekannten passiven Konvergenzschaltungen nicht mehr korrigiert werden können. Außerdem muß die Kurvenform der Konvergenzströme größere Anforderungen in der Genauigkeit erfüllen.

Um eine leichtere Konvergenzeinstellung zu erhalten, sollten einerseits die obere und untere, andererseits auch die rechte und linke Bildschirmhälfte getrennt und möglichst unabhängig voneinander einstellbar sein. Die nachfolgend vorgeschlagene aktive Konver-

zung im Bild 1, die sowohl für die Vertikal- als auch für die Horizontalkonvergenz gilt, sei dies kurz erläutert. Den elektronischen Schaltern $S1$ und $S2$ wird eine von dem jeweiligen Ablenkteil erzeugte Parabelspannung im Punkt 1 zugeführt. Steuern nun horizontal- oder vertikalfrequente Rechtecksignale die Schalter an, dann entstehen an den Ausgängen der Schalter die abgebildeten Signale in Form einer linken oder rechten Parabelhälfte. Damit ist die eindeutige Zuordnung zu den einzelnen Bildschirmhälften erreicht. Diese Signale können nach entsprechender Amplitudeneinstellung in den Endstufen addiert und den Konvergenzspulen zugeführt werden.

parallel geschaltete Transistoren in Reihe mit der Konvergenzspule, wobei jeweils einem Transistor ein der linken oder rechten Parabelhälfte entsprechendes Signal zugeführt wird. Durch die Konvergenzspulen fließen in beiden Fällen Ströme in Form einer vollständigen Parabel, wie es in den Diagrammen schematisch dargestellt ist.

3. Schaltungsausführung

3.1. Vertikalkonvergenzschaltung

Dem Eingang der Vertikalkonvergenzschaltung (Bild 3) wird ein der Vertikalablenkung am Ablensystem entnommenes Sägezahnspannung zugeführt. Das

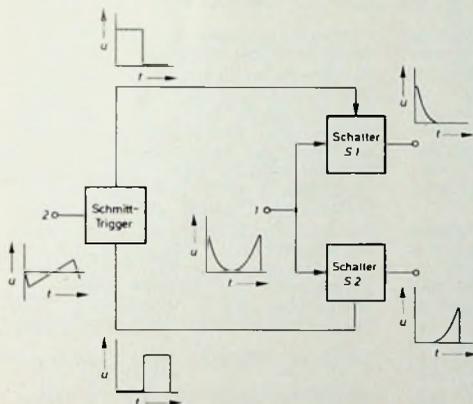


Bild 1. Prinzip der Parabelaufteilung, um die Einstellung in den beiden Bildhälften voneinander unabhängig zu machen

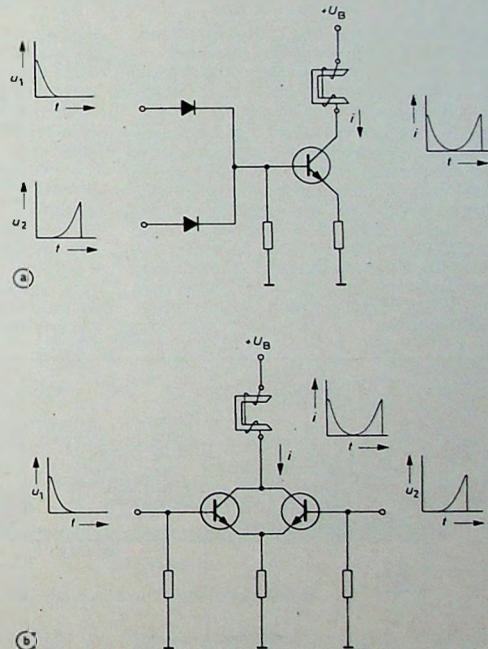
genzschaltung erzeugt für die einzelnen Bildschirmhälften getrennte Korrekturstrome. Das wird durch eine zeitliche Auftrennung der für die Konvergenz notwendigen Parabelströme erreicht. Da die gewählte Schaltung völlig aperiodisch arbeitet, ist sie sehr gut für die Integration geeignet. Außerdem lassen sich mit dieser Schaltung die in Mehrnormengeräten mehrfach vorhandenen passiven Horizontalkonvergenzschaltungen durch eine aktive Horizontalkonvergenzschaltung ersetzen, wobei nur die der Schaltung zugeführten Signale umzuschalten sind.

2. Schaltungsprinzip

Eine getrennte Konvergenzeinstellung der horizontalen und vertikalen Bildschirmhälften setzt Signale voraus, die nur in den jeweiligen Bildschirmhälften wirksam sind. An Hand der Blockschal-

Ing. Günter Bertsch ist Entwicklungingenieur im Zentralen Applikationslaboratorium der ITT Bauelementegruppe Europa - SEL, Eßlingen.

Bild 2. Prinzip der Endstufe mit nur einem Transistor (a) und mit zwei Transistoren (b)



Zur Erzeugung der für die Ansteuerung der Schalter notwendigen Rechtecksignale liegt am Schmitt-Trigger (Punkt 2) eine horizontal- oder vertikalfrequente Sägezahnspannung. Die gleiche Aufgabe könnte ein monostabiler Multivibrator, von einem horizontal- oder vertikalfrequenten Rücklaufimpuls getriggert, erfüllen.

Die Wirkungsweise der Endstufen geht aus Bild 2 hervor. Bild 2a zeigt eine Prinzipschaltung, bei der zwei Dioden die linken und rechten Parabelhälften an der Basis eines Transistors zusammenführen, der die Konvergenzspule aussteuert. Im Bild 2b liegen zwei

RC-Glied $R1, C1$ unterdrückt den negativen Rückschlagimpuls. Es entsteht ein Sägezahnspannung, das über $R3$ den Schmitt-Trigger $T1, T2$ erreicht.

Durch Integration dieses Signals mit Hilfe des RC-Gliedes $R2, C2$ gewinnt man eine parabelförmige vertikalfrequente Spannung. Den Scheitel dieser Parabelspannung klemmt die Diode $D1$ auf einen Spannungswert, der mit dem Spannungsteiler $R12, R13$ so eingestellt wird, daß während der Bildmitte kein Strom durch die Endstufentransistoren und damit durch die Konvergenzspulen fließt. Das geklemmte Signal gelangt über den Emittierfolger $T3$ zu den

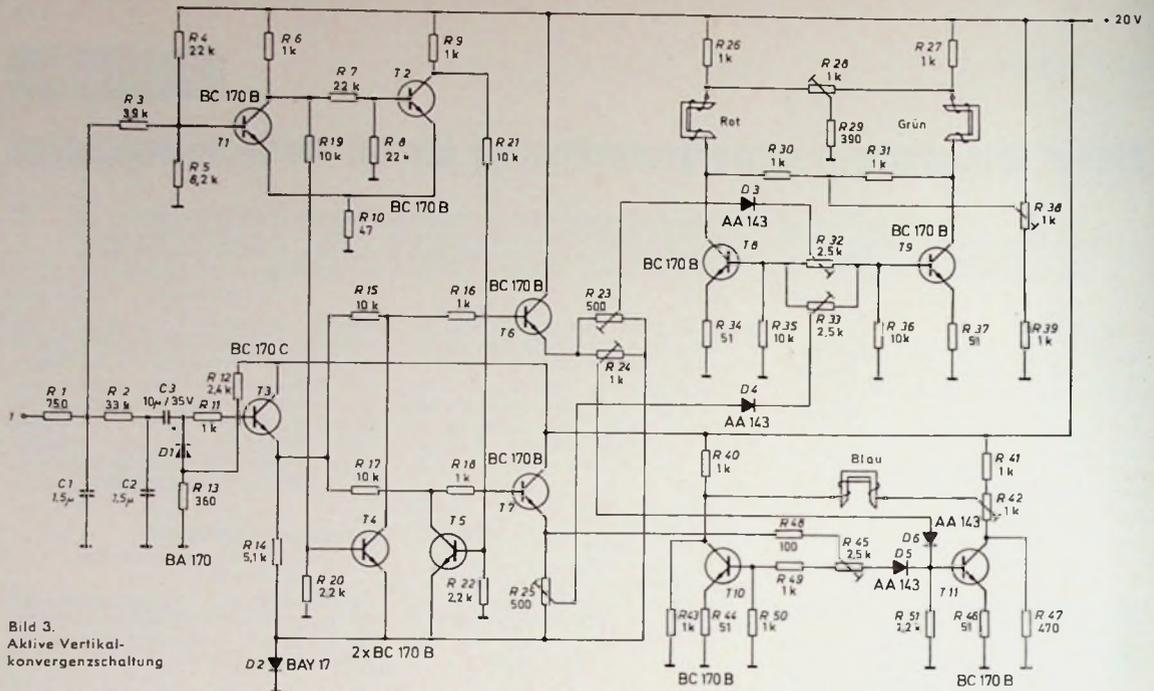


Bild 3.
Aktive Vertikal-
konvergenzschaltung

Schaltern T_4 und T_5 . Diese Schalttransistoren werden an ihren Basiselektroden von den zwei an den Kollektoren der Transistoren T_1 und T_2 entstehenden Rechtecksignalen angesteuert.

Da der Schalttransistor T_4 nur während der rechten Parabelhälfte das über die Widerstände R_{15} , R_{16} der Basis des Emittterfolgers T_6 zugeführte Signal kurzschließt, tritt am Ausgang von T_6 die linke Hälfte der Parabelspannung auf. T_5 ist während der linken Parabelhälfte leitend, weshalb am Ausgang des Emittterfolgers T_7 ein Signal von der Form einer rechten Parabelhälfte verfügbar ist.

Damit die Basis-Emitter-Spannung der Endstufentransistoren kompensiert wird, liegen die Emittterwiderstände der Emittterfolger und die Emittter der Schalttransistoren nicht an Masse, sondern an einem Pluspotential, das die in Flußrichtung geschaltete Siliziumdiode D_2 erzeugt. Diese Maßnahme sichert der Schaltung eine gute Temperaturstabilität.

Die im Eingangsteil erzeugten Signale steuern - über die Potentiometer R_{23} , R_{25} , die Dioden D_3 , D_4 und die Potentiometer R_{32} , R_{33} - in den Endstufen je einen Transistor T_8 und T_9 an; mit den Transistoren sind die Ver-

tikal-konvergenzspulen für Rot und Grün in Reihe geschaltet. Beide Konvergenzspulen liegen in einer Brückenschaltung, so daß eine statische Konvergenzeinstellung der roten und grünen Linien ohne Permanentmagnete allein mit Hilfe der Potentiometer R_{28} und R_{38} möglich ist. Dabei kann man die vertikalen Linien mit R_{38} und die horizontalen Linien mit R_{28} statisch zur Deckung bringen. Durch Einstellen der Potentiometer R_{23} und R_{25} ändert man die Amplitude der Endstufeneingangssignale und bewirkt dadurch die Konvergenz der vertikalen roten und grünen Linien in den oberen und unteren

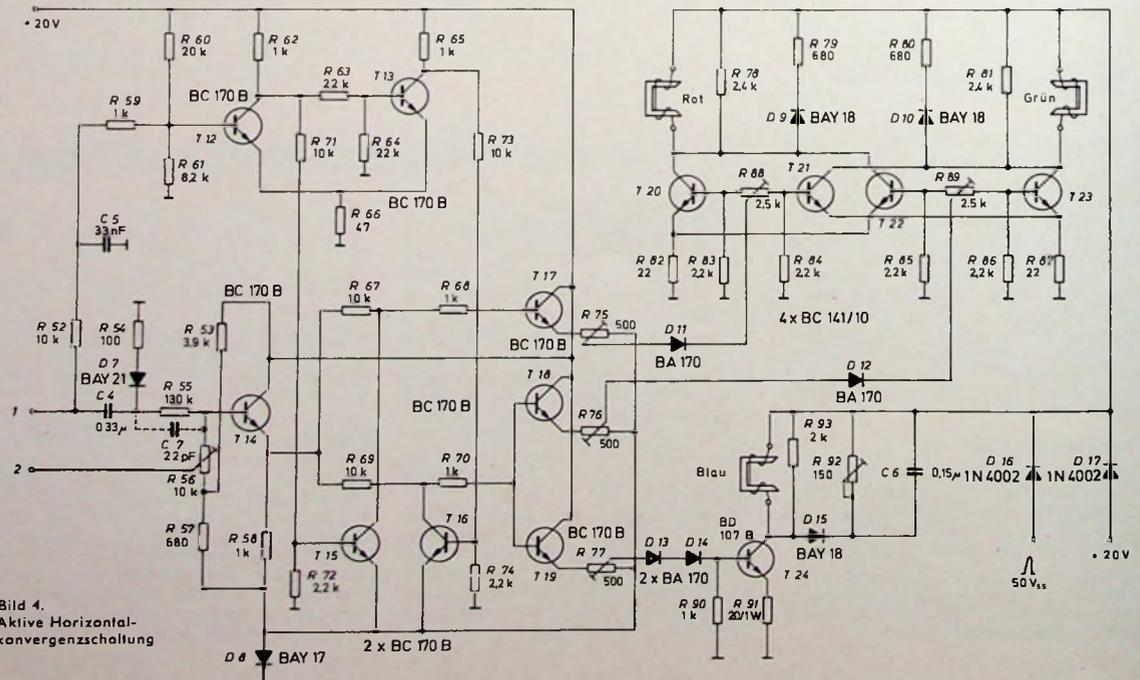


Bild 4.
Aktive Horizontal-
konvergenzschaltung

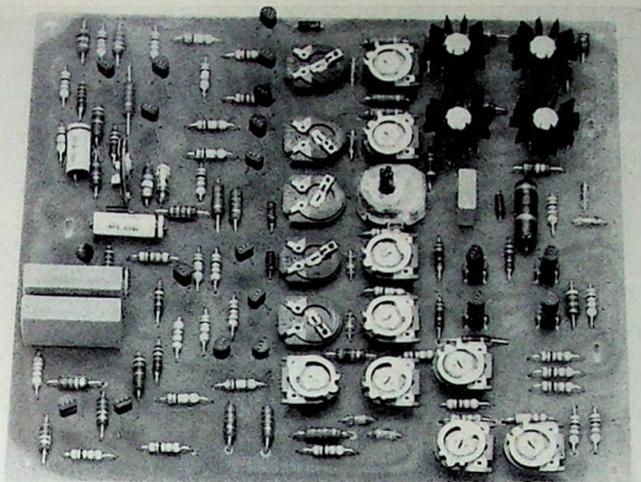


Bild 5. Ausführungsbeispiel der aktiven Konvergenzschaltung

ren Bildhälften. Die horizontalen Linien der oberen und unteren Bildhälften lassen sich durch eine Änderung des Amplitudenverhältnisses mit Hilfe der Potentiometer R 32 und R 33 zur Deckung bringen.

Auch die Blau-Vertikalendstufe mit den Transistoren T 10 und T 11 ist als Brückenschaltung aufgebaut, um die statische Konvergenz einstellen zu können; das erfolgt mit dem Potentiometer R 42. Dieser Endstufe werden die im Eingangsteil erzeugten Signale über die Potentiometer R 24 und R 45 zugeführt. Mit R 24 stellt man die horizontalen blauen Linien der unteren und mit R 45 die horizontalen blauen Linien der oberen Bildhälfte ein.

Als Endstufentransistoren für die Vertikal-konvergenzschaltung sind Transistoren im Plastikgehäuse ausreichend.

3.2. Horizontalkonvergenzschaltung

Auch in der Horizontalkonvergenzschaltung (Bild 4) zerlegt ein Schmitt-Trigger, der zwei Schalter steuert, ein zeilenfrequentes parabelförmiges Signal in zwei Signale von der Form einer linken und rechten Parabelhälfte. Der Schaltung wird im Punkt 1 die am S-Korrekturkondensator der Horizontalablenkung abfallende parabelförmige Spannung zugeführt. Durch ein Integrierglied R 52, C 5 gewinnt man eine S-förmige Spannung zur Ansteuerung des Schmitt-Triggers T 12, T 13, der die gegenphasigen Rechtecksignale für die Schalter T 15 und T 16 liefert. Den Scheitel der Parabelspannung klemmt D 7 auf einen Spannungswert, bei dem kein Strom durch die Konvergenzspulen fließt. Dieser Spannungswert ergibt sich mit dem Spannungsteiler R 53, R 57.

Da zwischen dem Strom durch die Konvergenzspulen und dem resultierenden Konvergenzfeld eine Phasendreherung eintritt, muß die Phasenlage des Konvergenzstromes korrigiert werden. Diese Korrektur ist entweder durch Parallelschalten eines Kondensators C 7 zu dem Spannungsteilerwiderstand R 55 (gestrichelt eingezeichnet) oder durch Addition der Parabelspannung zu einer Sägezahnspannung vorzunehmen. Für

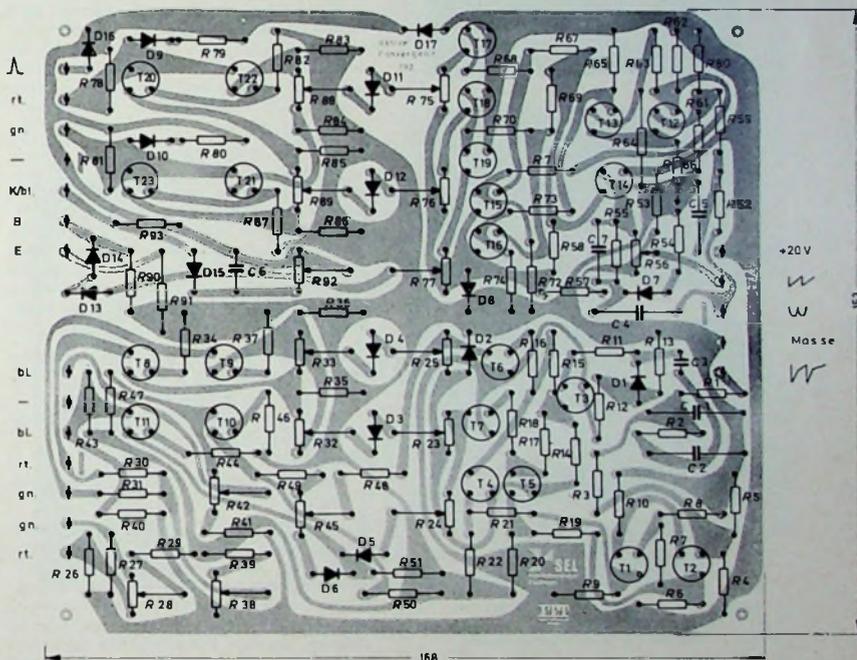


Bild 6. Bestückungsplan der Platine nach Bild 5

die zweite Möglichkeit muß man der Schaltung im Punkt 2 eine zeilenfrequente Sägezahnspannung zuführen. Das Ausführungsmuster der gedruckten Platte für die Konvergenzschaltung sieht beide Varianten der Phasenkorrektur vor.

In den Endstufen der Horizontalkonvergenzschaltung für Rot und Grün sind aus wirtschaftlichen Erwägungen je zwei preisgünstige Transistoren parallel geschaltet. Selbstverständlich kommt auch jeweils ein größerer Transistor mit entsprechender Verlustleistung in Betracht.

Die im Eingangsteil erzeugten Signale werden an den Schleifern der Potentiometer R 75, R 76 abgenommen und über

die Dioden D 11, D 12 den Potentiometern R 88, R 89 zugeführt. Während eine Änderung der Amplitude dieser Signale mit Hilfe der Potentiometer R 75 beziehungsweise R 76 die senkrechten roten und grünen Linien in den linken und rechten Bildschirmhälften verschiebt, bewirkt eine Änderung des Amplitudenverhältnisses mit Hilfe der Potentiometer R 88 und R 89 die Konvergenz der waagerechten roten und grünen Linien in den linken und rechten Bildschirmhälften.

Da sich durch die Induktivität im Kollektorkreis zum Zeilenbeginn an den Kollektoren der Transistoren eine Spannungserhöhung auf die doppelte Batteriespannung ergibt und zu dieser Zeit durch die Transistoren T 20 und T 21 ein großer Strom fließt, werden diese Stufen sehr hoch belastet. Zur Verringerung dieser Belastung ist den Konvergenzspulen ein Widerstand über eine Diode parallel geschaltet. D 10 während der rechten Zeilenhälfte in den Konvergenzspulen gespeicherte Energie

fließt zum Teil über diesen Widerstand ab, und es ergibt sich ein parabelförmiger Strom während der linken Zeilenhälfte. Um diesen Anteil ist der Strom durch T 20 und T 21 geringer, und ihre Verlustleistung vermindert sich entsprechend. Da der Strom durch den über die Diode parallel geschalteten Widerstand R 79 beziehungsweise R 80 auf Einstellungsänderungen der rechten Bildhälfte reagiert, läßt sich eine Beeinflussung der linken Bildhälfte nicht ganz vermeiden. Es empfiehlt sich deshalb, zuerst die Linien der rechten Bildhälfte zur Deckung zu bringen und danach die linke Seite zu korrigieren.

Die Konvergenzspulen sind außerdem noch durch die Widerstände R 78 und

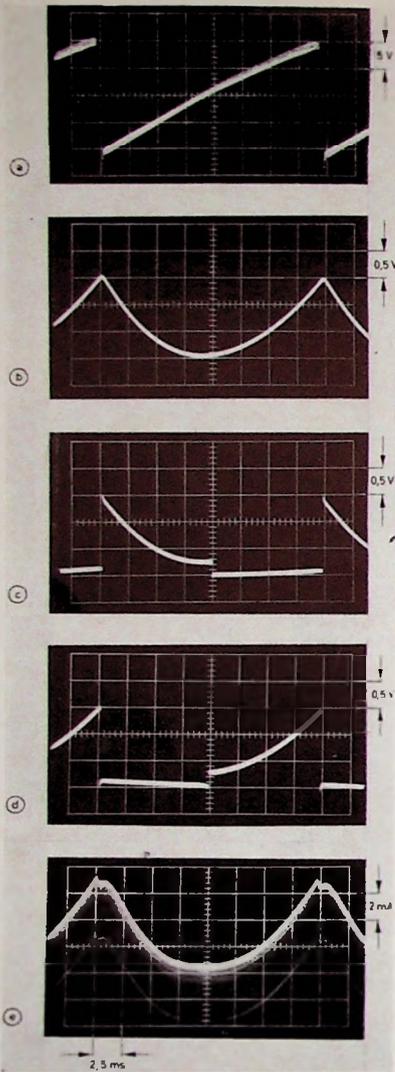


Bild 7. Spannungs- und Strom-Oszillogramme der Vertikal-Konvergenzschaltung; a) Sägezahnspannung am Eingang, b) Parabelspannung am Kondensator C 2, c) Spannung am Widerstand R 25, d) Spannung am Widerstand R 24, e) Strom durch die Rot-Vertikal-Konvergenzspule

R 81 bedämpft, um Schwingungen zu vermeiden.

Wegen der Symmetrie der Blaukonvergenzfehler und des hohen Konvergenzstroms empfahl sich für die Blau-Endstufe folgende Schaltung mit nur einem Transistor (T 24). Er liegt in Reihe mit der Konvergenzspule und wird nur während der rechten Zeilenhälfte angesteuert. Der Widerstand R 92 und der Kondensator C 6 sind über die Diode D 15 der Konvergenzspule parallel geschaltet. Durch die während der rechten Zeilenhälfte in der Spule gespeicherten Energie ergibt sich damit ein parabelförmiger Strom durch die Spule während der linken Zeilenhälfte. Es ist deshalb notwendig, zuerst die blauen waagerechten Linien der rechten Bildschirmhälfte zur Deckung zu bringen und danach mit R 92 die linken zu

korrigieren. Um eine größere Stromanstiegsgeschwindigkeit der Parabelströme zu erhalten, können der Batteriespannung über die Diode D 16 horizontale Rücklaufimpulse von etwa $50 V_{BS}$ überlagert werden. Wegen der auftretenden Verlustleistung - je Rot- und Grün-Endstufentransistor etwa 1,5 W, beim Blau-Endstufentransistor etwa 4 W - sind die Rot- und Grün-Endstufentransistoren zur besseren Wärmeableitung mit Kühlsternen zu versehen, und der Blau-Endstufentransistor ist auf ein Kühlblech von etwa 80 cm^2 zu montieren.

3.3. Ergebnisse

Die aktive Konvergenzschaltung wurde auf einer gedruckten Platine aufgebaut (Bild 5). Den Bestückungsplan der Platine mit unterlegten Leiterbahnen veranschaulicht Bild 6.

Den Spannungsverlauf an verschiedenen Punkten der aktiven Vertikal-Konvergenzschaltung veranschaulichen die Oszillogramme im Bild 7. Dabei zeigt Bild 7a die von der Vertikalablenkspule abgenommene Sägezahnspannung, Bild 7b die daraus integrierte Parabelspannung, Bild 7c und Bild 7d die hinter dem Eingangsteil abgenommenen und zur Ansteuerung der Endstufen dienenden Signale, ferner Bild 7e den Konvergenzstrom durch die Rot-Vertikalspule.

Im Bild 8 sind einige Oszillogramme der Horizontal-Konvergenzschaltung wiedergegeben, und zwar im Bild 8a die vom Ablenkteil abgenommene Parabelspannung, im Bild 8b und Bild 8c die Bild 7c und Bild 7d entsprechenden Signale für die Horizontalfrequenz sowie im Bild 8d und Bild 8e der Stromverlauf durch die Rot- und Blau-Konvergenzspulen.

Die verwendeten Konvergenzsysteme haben folgende Werte:

Rot- und Grün-System

Horizontalspule: 1,4 mH; Vertikalspule: 1,15 H.

Blau-System

Horizontalspule: 0,36 mH; Vertikalspule: 1,15 H.

Die erreichbare Stromanstiegsgeschwindigkeit der Horizontalparabelströme hängt von den Werten der Horizontal-Konvergenzspulen und von der Batteriespannung ab. Auch die Verlustleistung der Horizontalendstufentransistoren ist eine Funktion der Batteriespannung. Aus diesem Grunde kann eine Batteriespannung von 20 V als günstiger Kompromiß für die Schaltung gelten.

Wirtschaftliche Gründe waren für den Verzicht auf eine aktive Blau-Lateral-Konvergenzschaltung maßgebend. Sie kann nach der von der 90°-Technik her bekannten Schaltung ausgeführt werden.

3.4. Konvergenzabgleich

Mit den im Abschnitt 3.1. genannten Reglern kann man die obere und die untere Bildschirmhälfte ohne gegenseitige Beeinflussung abgleichen. Eine Beeinflussung der statischen Einstellung durch die dynamische Horizontal-Konvergenzschaltung läßt sich nicht ganz vermeiden. Es ist deshalb notwendig, erst den Abgleich der rechten Bildschirmhälfte ungefähr durchzuführen,

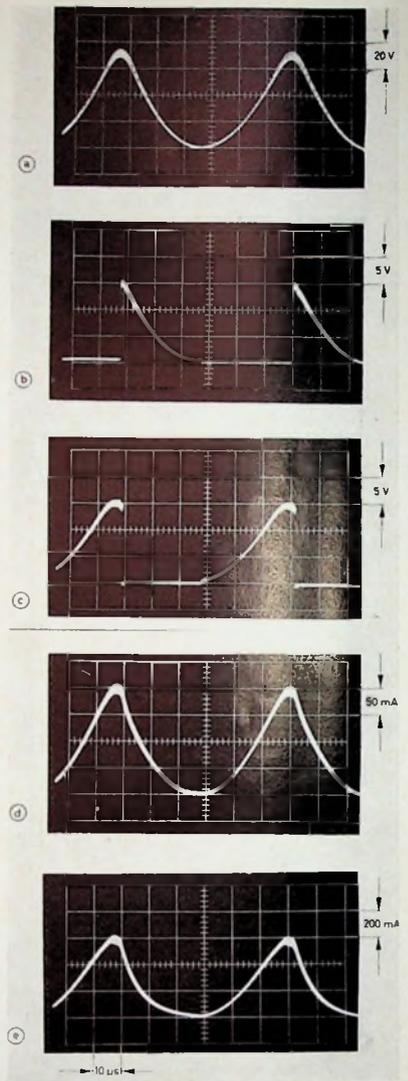


Bild 8. Spannungs- und Strom-Oszillogramme der Horizontal-Konvergenzschaltung; a) Parabelspannung am Eingang, b) Spannung am Widerstand R 75, c) Spannung am Widerstand R 76, d) Strom durch die Rot-Horizontal-Konvergenzspule, e) Strom durch die Blau-Horizontal-Konvergenzspule

danach die statische Konvergenz einzustellen und dann die übrigen Einstellungen vorzunehmen.

Da die Schaltung im wesentlichen nur aus Dioden, Widerständen und Kleinleistungstransistoren besteht, ist sie sehr leicht in integrierter Technik zu realisieren. Lediglich die zur Abtrennung und Impulsformung verwendeten Kondensatoren sowie die mit höherer Leistung betriebenen Endstufen setzen separate Bauelemente voraus. Ein großer Vorteil liegt noch darin, daß die Eingangsteile der Vertikal- und der Horizontal-Konvergenzschaltung nahezu identisch aufgebaut sind und in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht werden können, weil sie zusammen nicht mehr als 14 Anschlüsse aufweisen.

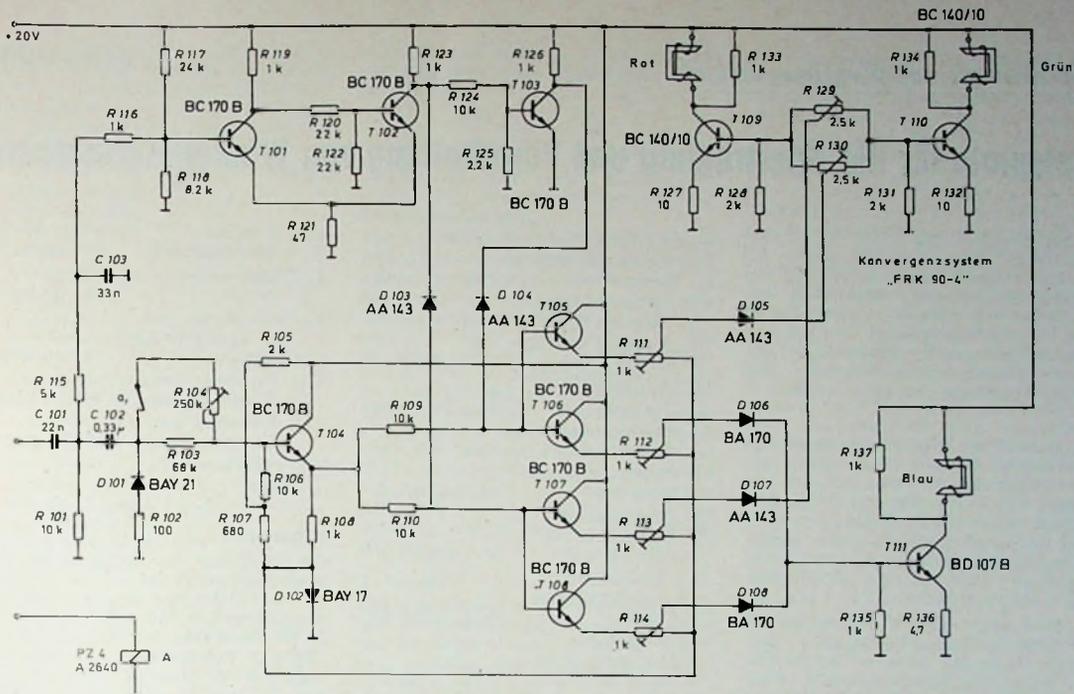


Bild 9. Horizontalkonvergenzschaltung für 90°-Mehrnormengeräte

4. Horizontalkonvergenzschaltung für 90°-Mehrnormengeräte

Für Geräte mit zwei Fernsehnormen unterschiedlicher Zeilenzahl (zum Beispiel 625 und 819) eignet sich die im Bild 9 dargestellte Abwandlung der beschriebenen Konvergenzschaltung. Da sie die in solchen Geräten gewöhnlich zweifach vorhandene Horizontalkonvergenzschaltung ersetzt, bringt sie auch wirtschaftliche Vorteile. Aus Bild 10 ist der Bestückungsplan der gedruckten Platine einer Horizontalkonvergenzschaltung für 90°-Mehrnormengeräte ersichtlich.

Bei dieser Version sind die zur Parabelaufrennung verwendeten Schalter etwas abgeändert; die Wirkungsweise bleibt aber gleich, so daß sich eine ausführliche Beschreibung erübrigt. Zur Ansteuerung der Schaltung wird die am Tangens Kondensator der Horizontalablenkung abfallende Parabelspannung verwendet. Diese Spannung ändert bei der Umschaltung auf eine andere Zeilenzahl nur ihre Amplitude, nicht aber ihre Form. Daraus ergibt sich der große Vorteil, daß man die Konvergenz bei einer Zeilenzahl mit den in den vorigen Abschnitten beschriebenen Potentiometern einstellen kann und bei Umschaltung auf eine andere Zeilenzahl nur die Amplitude mit dem Potentiometer R 104 nachstellen muß. Damit entfällt der bei den üblichen zwei Horizontalkonvergenzschaltungen notwendige zweifache Abgleich.

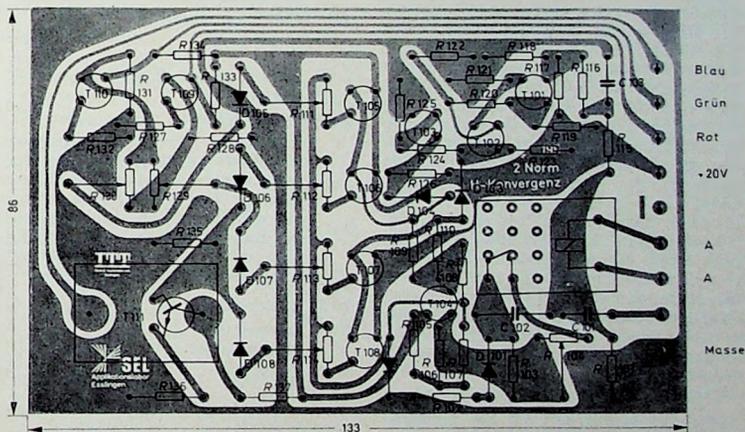


Bild 10. Bestückungsplan der Platine für die Horizontalkonvergenzschaltung nach Bild 9

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Januarheft 1970 unter anderem folgende Beiträge:

- Binäre Orthogonalfunktionen in der Nachrichtentechnik
- Neue Meßgeräte für den Kraftstoffverbrauch von Verbrennungsmotoren nach dem Prinzip der Durchflußmessung
- Computerbänder und Magnetplattenstapel für die Datenverarbeitung

- Ideale und wirkliche Kennlinien von Transistoren für HF-Eingangs- und Mischstufen
- Simulation als Ausweg
- Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Fotokopien der Vorlagen für die gedruckten Schaltplatinen im Maßstab 1:1 können beim Verlag angefordert werden, und zwar sowohl für die aktive Konvergenzschaltung als auch für die Horizontalkonvergenzschaltung für Mehrnormempfänger.

Format DIN A 4 · Monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 12,75 DM vierteljährlich, einschließlich Postgebühren und 5,5% Mehrwertsteuer, Einzelheft 4,40 DM

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

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

Beispiele für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen

In den Heften 1 und 2 1970 der FUNK-TECHNIK wurden die Bausteine für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen beschrieben [1]. An Hand von einigen Beispielen wird nun im folgenden gezeigt, wie aus den Einzelbausteinen funktionsfähige Anlagen zusammengestellt werden und welche Probleme sich dabei ergeben.

Als erste Frage tritt beim Entwurf von Drehmelder-Anlagen die nach der zweckmäßigsten Frequenz auf. Ob die Anlage mit 50 Hz oder mit 400 Hz betrieben werden soll, hängt einerseits vom verfügbaren Platz und dem zulässigen Gewicht ab und andererseits vom zulässigen Aufwand für Drehmelder und Stromversorgung.

Die Drehmelder sind Transformatoren, das heißt, sie haben bei gleicher elektrischer Leistung kleinere Abmessungen, wenn ihre Betriebsfrequenz höher ist. Diese Tatsache wurde schon recht früh dort ausgenutzt, wo sie am wichtigsten war: in der Luftfahrt. Vor dem zweiten Weltkrieg hatten die Flugzeuge in Deutschland zur Speisung ihrer Drehmelder ein Bordnetz mit 500 Hz, während heute international die Bordfrequenz 400 Hz festgelegt ist. Die meisten und die höchstentwickelten Drehmeldertypen, Stellmotoren usw. werden gegenwärtig für die Luftfahrt, das heißt für 400 Hz gebaut. Bei kommerziellen Anwendungen wird man aber oft – wenn etwas größerer Raumbedarf und größeres Gewicht zulässig sind – mit Vorteil Typen für 50 Hz verwenden, die man über einen einfachen Zwischentransformator an das Lichtnetz anschließen kann und die meistens auch preisgünstiger sind. Die Genauigkeit braucht darunter nicht zu leiden, denn Drehmelder für 50 Hz können ebenso genau hergestellt werden wie solche für 400 Hz.

Anders ist es dagegen mit der Zeitkonstante („Reaktionsschnelligkeit“ zum Beispiel einer Nachlaufregelung). Die Information – die schnelle Winkeländerung – ist der als Träger wirkenden Betriebsfrequenz aufmoduliert. Weil nun aber ein gewisser Frequenzabstand zwischen Träger und Nachricht eingehalten werden muß, wird eine Nachlaufregelung mit 400 Hz immer schneller reagieren und ausregeln können als eine mit 50 Hz Betriebsfrequenz. Die Entscheidung über die zweckmäßige Speisefrequenz muß also in jedem Anwendungsfall neu getroffen werden.

Zu Beginn der Planung sollte man die Anforderungen an die Anlage möglichst vollständig ermitteln und festlegen, weil davon die Auslegung und der Aufwand abhängen. Eine gute Hilfe stellt dabei der folgende Fragebogen dar:

1. Mechanische Werte
 - 1.1. Winkelgenauigkeit im Stillstand $\Delta \alpha_0$ (in Grad)
 - 1.1.1. Winkelgenauigkeit bei n_{max} $\Delta \alpha_n$ (in Grad)
 - 1.2. Gesamter Verstellbereich α (in Grad)
 - 1.3. Maximale Drehzahl n_{max} (in U/min)
 - 1.4. Beschleunigung aus dem Stillstand a_0 (in rad/s^2)
 - 1.5. Bremsung in den Stillstand $-a_0$ (in rad/s^2)
 - 1.6. Drehmoment empfangsseitig im Stillstand $M_0 L$ (in cm p)
 - 1.6.1. Drehmoment empfangsseitig bei n_{max} $M_n L$ (in cm p)
 - 1.7. Verfügbares Moment geberseitig im Stillstand $M_0 G$ (in cm p)
 - 1.7.1. Verfügbares Moment geberseitig bei n_{max} $M_n G$ (in cm p)
 - 1.8. Trägheitsmoment der Last J_L (in $cm p s^2$)
2. Elektrische Werte
 - 2.1. Vorhandene Stromquellen (Drehmelder sind Nachrichtenteile. Auch die für 50 Hz geeigneten Typen dürfen im allgemeinen nicht direkt an das 220-V-Wechselstromnetz gelegt werden, sondern müssen über einen Zwischentransformator mit der jeweils angegebenen Nennspannung gespeist werden.)
 - 2.1.1. Spannung U (in V)
 - 2.1.2. Spannungsschwankung ΔU (in %)
 - 2.1.3. Frequenz f (in Hz)

- 2.1.4. Frequenzschwankungen Δf (in %)
- 2.1.5. Oberwellengehalt k (in %)
- 2.2. Widerstände auf den Verbindungsleitungen R (in Ohm)
 - 2.2.1. Zwischen den Einspeisungen R (in Ohm)
 - 2.2.2. Zwischen den Drehmeldern R (in Ohm)
3. Umgebungsbereich $t_{min} \dots t_{max}$ (in °C)

1. Beispiel 1

Die Stellung der Trimmstäbe eines Atomreaktors ist aus der „heißen Zone“ in die Schaltwarte zu übertragen. Jeder Trimmstab läßt sich durch einen Motor über eine Schraubenspindel um 1000 mm verschieben, und seine Stellung soll mit einem Fehler von maximal ± 1 mm in der Warte angezeigt werden. Da für den einzelnen Antrieb wenig Raum zur Verfügung steht, kommen nur kleine Drehmelder in Frage, zum Beispiel Größe 11 (1,1 Zoll) mit 27 mm Durchmesser.

Die Anzeigegenauigkeit von $\pm 0,1\%$ (bei einer Umdrehung) ist mit einer Momentübertragung nicht zu erreichen. Deshalb wird eine Grob-Fein-Anzeige mit zwei Übertragungen gewählt (Bild 1). Der Grob-Drehmelder dürfte – um die Eindeutigkeit sicherzustellen – für den gesamten Bereich höchstens eine Umdrehung machen. Der besseren Übersichtlichkeit wegen sollen aber auf seiner Skala Anfang und Ende des ganzen Bereichs weit genug auseinanderliegen. Der Gesamtbereich wird daher zu $2/3$ Umdrehungen festgelegt. Der Fein-Drehmelder muß die Anzeigegenauigkeit liefern. Wenn er für den gesamten Bereich 10 Umdrehungen

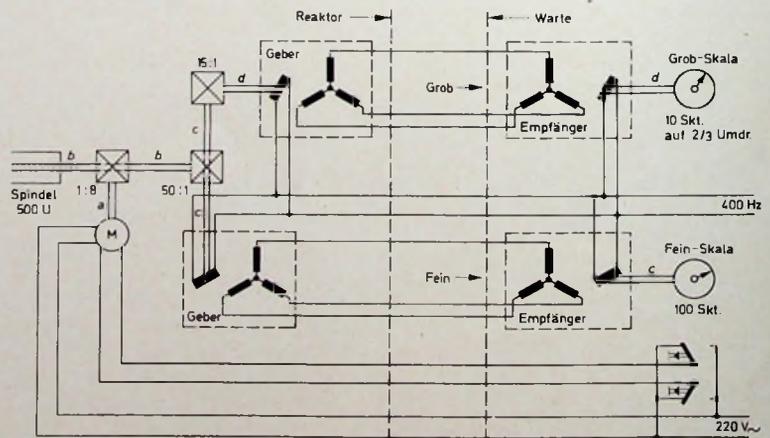


Bild 1. Grob-Fein-Anzeige für Reaktor-Trimmsstäbe

| Welle bei | a | b | c | d |
|---------------------------|------|-----|----|-----------|
| max. Drehzahl | 1200 | 150 | 3 | 1/5 U/min |
| Drehm. für ganzen Bereich | 4000 | 500 | 10 | 2/3 U |

Dipl.-Ing. Arnold Aulmann ist Mitarbeiter im Zentral-Laboratorium für Nachrichtentechnik, Abteilung Signalgeräte, der Siemens AG, München.

macht, dann entspricht dem maximal zulässigen Fehler von 0,1% ein Winkel von 3,6°. Diese Genauigkeit ist mit Momentdrehmeldern einzuhalten. Hieraus folgt eine Übersetzung Fein : Grob von 15 : 1.

Das Ausfüllen des Fragebogens ergibt:

- 1.1. Schraubenspindel mit 2 mm Ganghöhe (500 U für 1000 mm) $\Delta\alpha_0 = \pm 1/2 \text{ U}$
- 1.2. Verstellbereich $\alpha = 500 \text{ U}$
- 1.3. Motor mit $n_{\max} \text{ Motor} = 1200 \text{ U/min}$, aber Spindel $n_{\max} = 150 \text{ U/min}$
- 1.6. Drehmoment bei gut ausgewuchtem Zeiger $M_{0L} = 0$
- 1.7. Geberdrehmoment vom Motor $M_{0G} = 500 \text{ cm p}$
- 2.1. Für die vielen gleichen Drehmelder wird eine besondere Stromversorgung vorgesehen
- 2.2. Alle Leitungswiderstände $R_{\max} = 2 \text{ Ohm}$
3. Temperatur in der Warte $t_{\min} = +10 \text{ °C}$
in der heißen Zone $t_{\max} = +80 \text{ °C}$

Aus Punkt 1.3. folgt die Übersetzung Motor : Spindel mit 8 : 1 und aus der Größe des Verstellbereichs an Spindel und Fein-Drehmelder die Übersetzung zwischen beiden mit 50 : 1. Vom Grob-Drehmelder aus gesehen, verhalten sich dann die Drehzahlen wie 1 : 15 : 750 : 6000; sie sind im Bild 1 im einzelnen angegeben.

Um die Fehler der Momentübertragung nachzurechnen, muß man sich auf einen bestimmten Drehmeldertyp festlegen. Weil viele Drehmelder parallel an der Stromversorgung liegen sollen, werden hier Typen für höhere Spannung und niedrigen Strom (für 110/90 V) gewählt, und zwar als Geber „V23401-E0029-B013“ und als Empfänger „V23401-E0030-B013“ (Siemens). Von diesen benötigt jeder eine Eingangsleistung von 1,1 W; für eine Grob-Fein-Übertragung reicht also eine Leistung von 4,5 W (bei 115 V) aus. Da die Verbraucher induktiv sind, ist eventuell eine Blindstromkompensation mit Kondensator vorteilhaft.

Für die Momentempfänger wird ein dynamischer Fehler (Anzeigefehler) von 1° angegeben [2]. Das gilt für die Temperatur +25 °C. (Aus den angegebenen Werten von 4,5 cm p für das Reibungsmoment und von 0,63 cm p/° für die Momentkonstante ergäbe sich ein Anzeigefehler von 7,14°. Momentempfänger haben jedoch eine spezielle Schmierung sowie eine Spezialjustierung der Schleiffedern, wodurch die Reibung stark reduziert wird.) Für +10 °C dürfte der Anzeigefehler größer sein. Nimmt man an, daß das Reibungsmoment zwischen den Listenwerten 4,5 cm p bei +25 °C und 16 cm p bei -55 °C linear ansteigt und daß die durch die Spezialschmierung verringerte Reibung ebenfalls einen linearen Anstieg aufweist, dann ergibt sich für +10 °C ein Fehler von etwa 1,5°. Das ist bei der Fein-Anzeige zulässig. Man muß nur darauf achten, daß der auf die Drehmehrwelle gesetzte Zeiger statisch gut aus-

gewogen und nicht zu schwer ist. Er darf höchstens einen weiteren Anzeige-fehler von

$$\frac{360}{100} - 1,5 = 2,1^\circ$$

verursachen, was einem Störmoment von 1,3 cm p infolge von Unwucht oder Reibung entspricht.

Auf der Geberseite muß zusätzlich zum Empfängermoment auch das Geber-Reibungsmoment aufgebracht werden. Da der Motor 500 cm p liefert und zum Geber hin noch untersetzt ist, ergeben sich hierdurch keine Schwierigkeiten. Infolge des Einflusses der Leitungswiderstände sinkt die Drehmomentkonstante bei etwa 370 Ohm auf die Hälfte ab [2]. Die vorhandenen Widerstände von 2 Ohm können also vernachlässigt werden. Die Minimaltemperatur in der Warte ist beim Empfänger berücksichtigt. Die maximal zulässige Temperatur für die Geber ist +125 °C; die Summe von $t_{\max} = 80 \text{ °C}$ und $t_{\text{Ü}} = 15 \text{ °C}$ bleibt darunter.

2. Beispiel 2

Ein Ventil soll von einem Kontrollraum aus fernverstellt werden; seine Stellung soll im Kontrollraum erkennbar sein.

Das Ausfüllen des Fragebogens ergibt:

- 1.1. Winkelgenauigkeit $\Delta\alpha_0 = 5^\circ$
- 1.1.1. Winkelgenauigkeit im Lauf $\Delta\alpha_n = 20^\circ$
- 1.2. Verstellbereich $\alpha = 270^\circ$
- 1.3. Drehzahl $n_{\max} = 5 \text{ U/min}$
- 1.4. und
- 1.5. Handverstellung, daher a_0 beliebig
- 1.6. Drehmoment $M_{0L} = 1500 \text{ cm p}$
- 1.7. Gebermoment Handverstellung, daher $M_{0G} \approx 3 \text{ cm kp}$
- 1.8. Lastträgheitsmoment $J_L = 30 \text{ cm p s}^2$
- 2.1.1. Spannung $U = 220 \text{ V}$
- 2.1.2. Spannungsschwankung $\Delta U = \pm 10 \text{ %}$
- 2.1.3. Frequenz $f = 50 \text{ Hz}$
- 2.1.4. Frequenzschwankung $\Delta f = \pm 1 \text{ Hz}$
- 2.1.5. Oberwellen $k = 5 \text{ %}$
- 2.2.1. Leitungswiderstand $R = 2 \text{ Ohm}$
- 2.2.2. Leitungswiderstand $R = 2 \text{ Ohm}$
3. Temperaturbereich $t_{\min} = +10 \text{ °C}$, $t_{\max} = +50 \text{ °C}$

Es handelt sich hier um eine Einzelanlage mit geringer Verstellgeschwindigkeit und großen Momenten. Da Raum ausreichend vorhanden ist, werden Drehmelder der Größe 31 für 50 Hz vorgesehen. Zunächst wird versucht, trotz des großen Momentes ohne Nachlaufregelung auszukommen und die Aufgabe mit Momentdrehmeldern zu lösen [2].

2.1. Momentübertragung

Es sei zunächst der Typ „V23401-B1004-A001“ (Siemens) betrachtet, der eine Drehmomentkonstante $K_{Mdl} = 4 \text{ cm p/°}$ hat. Wegen der Spannungsschwankungen wird mit 10 % Sicherheit gerechnet, also hier mit $K_{Mdl} = 3,6 \text{ cm p/°}$. Bei dem nach 1.1. zulässigen Winkelfehler von 5° ist dann das erreichbare

Drehmoment $M_0 = 5 \cdot 3,6 = 18 \text{ cm p}$. Das reicht bei weitem nicht aus, auch nicht – wie die Nachrechnung ergibt – bei Zwischenschaltung eines Untersetzungsgetriebes mit etwa 100 : 1. Da man nämlich in einer Stufe höchstens 10 : 1 untersetzen kann, sind zwei Getriebestufen erforderlich, für die jeweils ein Wirkungsgrad von 0,9 anzusetzen ist. Der Gesamtwirkungsgrad ist dann also $0,9^2 = 0,81$, und damit ergibt sich ein Drehmoment von nur 1458 cm p.

Das Trägheitsmoment der Rotoren von Geber und Empfänger zusammen ist $J_{\text{ges}} = 2 \cdot 0,15 = 0,30 \text{ cm p s}^2$. Auf die Lastwelle umgerechnet, ergäbe das $0,30 \cdot 100^2 = 3000 \text{ cm p s}^2$. Das Trägheitsmoment der Last würde also von 30 cm p s^2 auf 3030 cm p s^2 , das heißt auf etwa den 100fachen Wert vergrößert. Hierdurch wird aber die Bedienung unzulässig erschwert; dieser Drehmeldertyp ist daher nicht brauchbar.

Nun sei untersucht, ob sich der größere Typ „V23401-B2001-G001“ von Siemens eignet. Hier ist $K_{Mdl} = 24 \text{ cm p/°}$, mit 10 % Sicherheit gegen Spannungsabsenkung also $K_{Mdl} = 21,6 \text{ cm p/°}$. Beim zulässigen Fehler von 5° ist dann $M_0 = 5 \cdot 21,6 = 108 \text{ cm p}$. Die erforderliche Übersetzung wird damit etwa $1500 : 108$ oder 14 : 1. Da man wieder zwei Getriebestufen einsetzen muß, ergibt sich die wirklich notwendige Übersetzung zu mindestens $1500 : (108 \cdot 0,81) = 17,15 : 1$. Gewählt wird 22 : 1 – ein Wert, der nur wenig höher ist –, damit sich das Trägheitsmoment der Drehmelder nicht so stark auswirkt. Ihre Drehzahl wird damit $n_{d,\max} = 110 \text{ U/min}$, was durchaus zulässig ist. Ihr Trägheitsmoment ist $2 \cdot 0,5 \text{ cm p s}^2$, an der Lastwelle also $1 \cdot 22^2 = 484 \text{ cm p s}^2$. Das Trägheitsmoment der Last wird damit etwa 16mal so groß, was noch zulässig ist. Der Empfangsdrehmelder hat das Moment $M_{DrL} = 1500 / (22 \cdot 0,9^2) = 84 \text{ cm p}$ aufzubringen; hinzu kommt noch die Eigenreibung des Drehmelders mit 10 cm p. Der Winkelfehler wäre dann $\Delta\alpha_0 = (84,2 + 10) / 21,6 = 4,36^\circ$.

Der Leitungswiderstand, bei dem die Momentkonstante auf den halben Wert absinkt, ist 38 Ohm [2]. Mit $R = 2 \text{ Ohm}$ wird die Momentkonstante um etwa 5 % verringert und der Winkelfehler um rund 5 % vergrößert. Sein endgültiger Wert ist also höchstens $\Delta\alpha_0 = 1,05 \cdot 4,36 = 4,7^\circ$, und das ist nach 1.1. noch zulässig.

Auf der Geberseite sind wieder das Reibungsmoment des Drehmelders und der Wirkungsgrad des Untersetzungsgetriebes zu berücksichtigen. Das am Drehmelder notwendige Moment wird $M_0 G = 84,2 + 10 + 10 = 104,2 \text{ cm p}$; an einem Handrad mit der gleichen Übersetzung wäre es $104,2 \cdot 22 / 0,81 = 2830 \text{ cm p}$. Das ist nach 1.7. zulässig.

Bisher wurde nur die Kraftübertragung zur Verstellung des Ventils untersucht. Weil aber durch das Getriebe auf der Sende- und Empfangsseite eine Mehrdeutigkeit entsteht, muß die Stellung des Ventils durch eine einfache Momentübertragung mit Zeiger zum Kontrollraum rückgemeldet werden. Hierfür genügt der kleinere Drehmeldertyp „V23401-B1004-A001“. Er wird an sich nur eingesetzt, um die Eindeutigkeit der Anzeige auch nach Stromunterbrechung sicherzustellen. Er kann aber auch die verlangte Winkelgenauigkeit

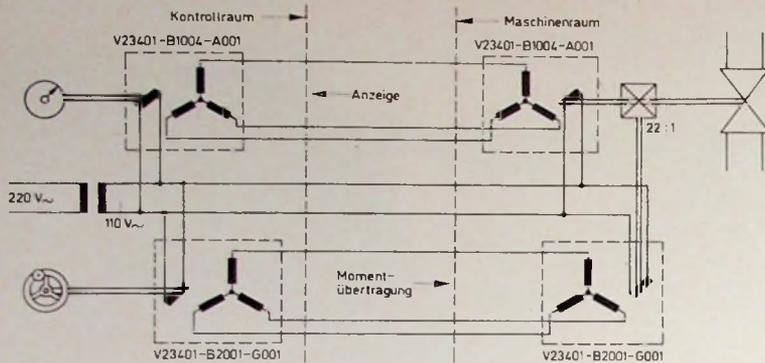


Bild 2. Fernverstellung eines Ventils mit Momentdrehmeldern

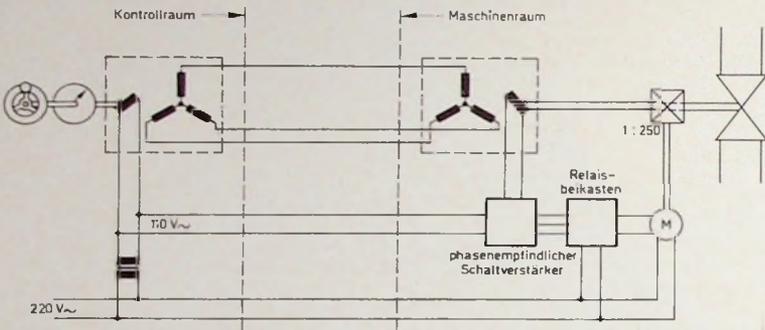


Bild 3. Fernverstellung eines Ventils mit Steuerdrehmeldern

von $\pm 5^\circ$ leicht einhalten, so daß man bei der eigentlichen Drehmomentübertragung mit den größeren Drehmeldern das Übersetzungsverhältnis und die Skala auf der Geberseite weglassen kann. Damit ergibt sich die im Bild 2 dargestellte Gesamtschaltung.

Man könnte eventuell, um die Vergrößerung des Last-Trägheitsmomentes noch geringer zu halten, von den großen Drehmeldern ein noch größeres Moment dadurch verlangen, daß man die Getriebeübersetzung niedriger wählt. Dadurch würde aber die elektrische Welle zwischen Handrad und Ventil „weicher“ und die Einstellung – besonders bei unregelmäßig schwankendem Lastmoment (Reibung) – schwieriger. Die Frequenzschwankungen um 2% und der Oberwellengehalt von 5% beeinträchtigen die Funktion der Drehmelder nicht merklich.

2.2. Übertragung mit Steuerdrehmeldern und Stellmotor

Für Fälle, in denen auf der Geberseite die große Übersetzung zum Empfänger hin unerwünscht ist, aber trotzdem ein kleines Drehmoment verlangt wird, ist die Lösung mit Stellantrieb interessant. Als Steuerdrehmelder seien hier der Geber „V23401-B1004-A001“ und der Empfänger „V23401-B1013-A001“ betrachtet. Da die verlangte Einstellgenauigkeit nicht sehr groß ist, kann auf der Empfängerseite der Schaltverstärker „V23426-A4102“ eingesetzt werden, der den Motor steuert [3].

Der Steuerempfänger hat einen Statorwiderstand von 1250 Ohm, gegen den die Leitungswiderstände von 2 Ohm vernachlässigbar sind. Die maximale

Ausgangsspannung ist also unverändert 57,3 V und die Spannungskonstante $K_U = 1 \text{ V}^\circ$. Geber und Empfänger haben einen elektrischen Fehler von je 10', beide zusammen also von etwa $|\sqrt{2} \cdot 10 = 14'$ oder $1/4^\circ$. der zugelassene Winkelfehler ist mit 5° sehr viel größer, und weil mit einem Schaltverstärker gearbeitet wird, der die Dynamik der Nachlaufregelung ungünstiger macht, sollte man den „Totbereich“ größer wählen und einen Fehler von zum Beispiel 2° zulassen. Der Spannungsteiler am Verstärkereingang macht das möglich.

Persönliches

G. Lucae im Ruhestand

Mit dem 31.12.1969 schied Dr. Gustav Lucae, der am Tage vorher sein 71. Lebensjahr vollendet hatte, aus der Geschäftsführung der Interessengemeinschaft für Rundfunkrechte – IGR e.V. und IGR GmbH – aus. Damit ist Dr. Lucae 40 Jahre, davon mehr als 30 Jahre als Geschäftsführer, für die IGR tätig gewesen. Er hat die Entwicklung der Rundfunkwirtschaft von ihrem Aufstieg zu einem Wirtschaftsfaktor an bis zu dem heutigen Umfang miterlebt und zu ihrem Nutzen im Rahmen der IGR-Aufgaben mit Tatkraft und größtem, bis heute unverändertem Interesse gewirkt.

Neue Geschäftsleitung bei Minerva Radio

Die zur Grundig-Gruppe gehörende Minerva Radio W. Wohleber & Co., Wien, hat eine neue Geschäftsleitung erhalten, nachdem der langjährige Geschäftsführer, Kommerzialrat Ing. Egon Mally, auf eigenen Wunsch aus gesundheitlichen Gründen ausgeschieden ist. Unter gleichzeitiger Ernennung zu Direktoren wurden Dipl.-Kfm. Kurt Pernica (Vertrieb), Erwin Brantner (Finanzen und Verwaltung) sowie Ing. Heinrich

Das Lastmoment M_{0L} wird vom Stellmotor über Getriebe aufgebracht. Beispielsweise gibt der Asynchron-Umkehrmotor „AJ5b/A250“ [4], der mit 220 V, 50 Hz arbeitet, bei 2100 U/min ein Moment von 15 cm p ab. Berechnet man die zwei theoretischen Grenzwerte für das Übersetzungsverhältnis aus dem Moment und aus der Drehzahl, so erhält man $1500/15 = 100:1$ beziehungsweise $2100/5 = 420:1$. Gewählt wird ein Mittelwert, zum Beispiel 250:1, der ein dreistufiges Getriebe mit $\eta = 0,729$ erfordert. Damit ergibt sich das vom Motor gelieferte Moment zu $M_L = 15 \cdot 250 \cdot 0,729 = 2730 \text{ cm p}$.

Das Trägheitsmoment des Motors ist $J_M = 2 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$ beziehungsweise an der Lastwelle $J_{L,M} = 250^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 125 \text{ cm p s}^2$. Das Lastträgheitsmoment wird also von 30 auf 155 cm p s² vergrößert. Das Trägheitsmoment des Steuerempfängers mit 0,15 cm p s² kann vernachlässigt werden.

Das dynamische Verhalten des Empfangsregelkreises mit Schaltverstärker und Stellmotor hängt noch von einigen unbekanntenen Größen (Getriebe usw.) ab und läßt sich rechnerisch schlecht untersuchen. Deshalb sind Messungen an einem Versuchsaufbau zu empfehlen, vor allem, wenn gegebenenfalls die Winkelgenauigkeit noch etwas verbessert werden soll.

Die Gesamtschaltung der Fernverstellung mit Steuerdrehmeldern ist im Bild 3 dargestellt. Auf der Geberseite ist nur ein Moment von wenigen cm p notwendig, um den Drehmelder zu drehen, das heißt, seine Reibung und sein Trägheitsmoment zu überwinden. Die Anlage liefert eine große Drehmomentverstärkung. (Schluß folgt)

Schrifttum

- [1] Aulmann, A.: Bausteine für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen. Funk-Techn. Bd. 25 (1970) Nr. 1, S. 14-16 u. Nr. 2, S. 49 bis 52
- [2] Drehmelder. Siemens Techn. Inf. Nummer 2-2340-993, April 1969
- [3] Siemens-Gerätebeschreibung A23426-X-A400-18
- [4] Synchron- und Asynchron-Kleinstmotoren. Druckschrift der Siemens AG

Estl (Entwicklung und Produktion) in die Geschäftsleitung berufen. Gleichzeitig wurde Wilhelm Schächinger (Einkauf und Materialwesen) zum Direktor für sein Aufgabengebiet ernannt.

H. Johner zum Direktor ernannt

Dr. Max Grundig hat den Leiter der Niederlassung Nürnberg, Horst Johner, zum Direktor ernannt. Johner war seit April 1958 bei der neugebildeten Niederlassung Nürnberg zunächst im Außendienst und dann als Verkaufsleiter tätig. Am 1.1.1967 wurde er zum Leiter der Niederlassung berufen.

Ernennungen bei Nordmende

Zu Verkaufsdirektoren der Norddeutschen Mende Rundfunk KG (Nordmende), Bremen, wurden der Leiter des Exports, Karl Butt (39), und der Leiter für den Verkauf Inland, Gerhard Schwenke (47), ernannt. Mit der Ernennung der beiden Verkaufsdirektoren wird der gestiegenen Bedeutung und dem großen Einfluß der Positionen Rechnung getragen und damit eine bessere Basis für die steigenden Umsatzerwartungen und die größere Dynamik geschaffen.

Endverstärker-Baustein in Hi-Fi-Technik mit 12 W Sinusleistung

Technische Daten

| |
|---|
| Betriebsspannung: 32 V |
| Ruhestrom: 15 mA |
| Betriebsstrom bei Vollaussteuerung: 850 mA |
| Eingangsspannung für Vollaussteuerung: 700 mV _{eff} |
| Ausgangsleistung: 12 W Sinus an 5 Ohm Abschlußwiderstand (16 W Musik) |
| Frequenzgang: 15 Hz...45 kHz - 3 dB |
| Klirrfaktor: <1% |
| Eingangswiderstand: 25 kOhm |
| Ausgang: 4...16 Ohm |
| Fremdspannungsabstand: >50 dB |
| Bestückung: 6 Transistoren, 4 Dioden |
| Abmessungen: 100 mm x 75 mm x 65 mm |

In Verstärkern hat sich in letzter Zeit der Siliziumtransistor wegen seiner Vorzüge weitgehend durchgesetzt. In Hi-Fi-Verstärkern ist die Verwendung dieser Transistoren fast unumgänglich, da sie gegenüber Germaniumtransistoren höhere Grenzfrequenzen und größere Verlustleistung haben. Außerdem sind höhere Betriebstemperaturen zulässig. Die direkte Kopplung der Transistoren ermöglicht es, Koppelkondensatoren, die die Übertragung der Bässe beeinträchtigen, einzusparen und die Dimensionierung von Gegenkopplungen zu vereinfachen. Der Trend zu transformatorlosen Endstufen zeigt sich vor allem bei Verstärkern mit höherer Ausgangsleistung. Der Lautsprecher kann bei geeigneter Dimensionierung direkt an die Endstufe angekoppelt werden.

Der hier beschriebene Endverstärker-Baustein hat alle beschriebenen Vorteile. Die technischen Daten entsprechen der Hi-Fi-Norm. Der Baustein besteht aus einer hochohmigen Eingangsschaltung, einer Vorstufe, einem Komplementärtrieb und der Gegentakt-Endstufe, die mit NPN-Siliziumtransistoren BD 109 bestückt ist. Die verwendeten Transistoren mit einer Transitfrequenz von etwa 30 MHz ermöglichen eine hohe obere Grenzfrequenz.

Schaltung

Wie die Schaltung Bild 1 zeigt, sind alle Transistorstufen gleichstromgekoppelt. Die Eingangsstufe mit den Transistoren T1 und T2 arbeitet als Spannungsverstärker. Darauf folgt die Phasenumkehrstufe mit dem Komplementärpaar T3, T4, die die Endtransistoren T5, T6 steuert.

An den Punkten 1 und 2 wird die Eingangsspannung der Endstufe zugeführt. Der Wert von C1 ist ausreichend groß gewählt, so daß der Übertragungsbereich bei niedrigen Frequenzen nicht allzu stark abfällt. Der Spannungsteiler R1, R2, R4 liefert die Basisvorspannung für T1 (BC 177), der in Emitter-

schaltung arbeitet. Der Emittter dieses Transistors ist über R8 (5,6 kOhm) mit der Mittelpunktschaltung verbunden. R3 (27 kOhm) verhindert ein unerwünschtes Schwingen der Endstufe. C3 und C6 bewirken die Gegenkopplung höherer Frequenzen und begrenzen den

genden Transistoren T5, T6 (BD 109) wird durch das Komplementärpaar T3, T4 gegenphasig angesteuert. Der PNP-Transistor T3 (BC 177) verstärkt nur die negative, der NPN-Transistor T4 (BC 107) nur die positive Halbwelle. Die Transistoren der Phasenumkehr-

Bild 1. Schaltung des Endverstärker-Bausteins

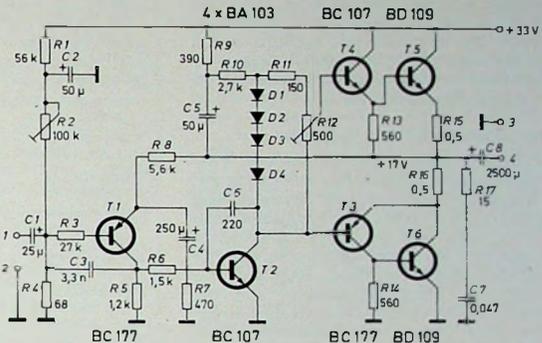


Bild 2 (unten). Einzelteilanordnung auf der Montageplatte

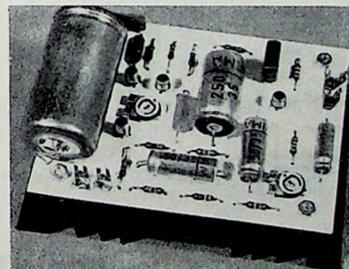
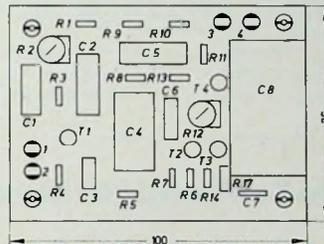


Bild 3. Gesamtansicht des Endverstärker-Bausteins mit Kühlfläche

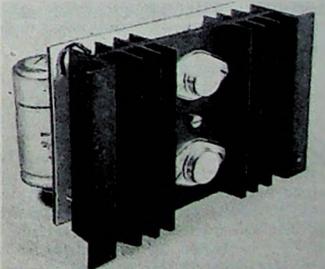


Bild 4. Anordnung der Endstufentransistoren auf der Kühlfläche

Übertragungsbereich nach oben. Die Mittelpunktschaltung wird mit R2 auf halbe Betriebsspannung geregelt. Zum Stabilisieren des Ruhestroms dienen die in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdioden D1, D2, D3 und D4, die R11, R12 parallel geschaltet sind. Die Dioden sollten auf dem Kühlblech der Endstufentransistoren montiert werden. Dadurch erreicht man die erforderliche Temperaturkompensation. Mit dem Trimpotiometer R12 wird der Ruhestrom (etwa 15 mA) eingestellt. Die Gegentakt-Endstufe mit den beiden in Serie an der Speisespannung lie-

stufe und der Endstufe müssen gepaart sein, damit der Klirrfaktor möglichst gering bleibt. Die Widerstände R15 und R16 bewirken eine Stromgegenkopplung. Über C8 wird das Signal ausgekoppelt. An den Lötösen 4 und 3 (Masse) ist der Lastwiderstand beziehungsweise der Lautsprecher anzuschließen. Dabei muß man beachten, daß der Lastwiderstand nicht unter 4 Ohm liegt. Andernfalls könnte die Endstufe defekt werden.

Mechanischer Aufbau

Phasenumkehrstufe, Treiber und Eingangsstufe sind auf einem 100 mm x 75 mm großen doppelschichtigen Resopalblech aufgebaut (Bilder 2 und 3). Die Endstufentransistoren T5, T6 sind auf einer Kühlfläche „KS 111-75-A“ befestigt (Bild 4). Zwischen den Endstufentransistoren werden mit zwei Kühlzellen „Q 62901-B1“ die vier Siliziumdioden BA 103 gehalten. Die Kühlfläche, auf der die Endstufentransistoren isoliert befestigt sind, hat einen Wärmewiderstand von 2,9 grd/W. Zum Isolieren der Transistoren gegen-

über der Kühlschiene - sie hat Masseverbindung, während die Kollektoren mit den Transistorgehäusen verbunden sind - verwendet man Glimmerscheiben und Isolierrippel. Bei der Montage der Endstufentransistoren ist zu beachten, daß zwischen Transistor und Kühlschiene kein unerwünschter Kontakt, beispielsweise durch Eisenfeilspäne oder abgetropftes Lötzinn, entsteht. Die Transistoren auf dem Kühlkörper werden durch flexible isolierte Drähte mit den entsprechenden Lötstellen auf dem Resopalbrettchen verbunden, das mit vier Schrauben an der Kühlschiene befestigt wird. Die beiden 0,5-Ohm-Widerstände R15 und R16 (je 2 W) bestehen aus Konstantan-draht. Sie werden selbst hergestellt und unter dem Resopalbrettchen angeordnet. Die Verdrahtung der Schaltung ist kreuzungsfrei ausgeführt.

Inbetriebnahme und Abgleich

Vor dem ersten Einschalten des Verstärkers muß die gesamte Schaltung auf etwaige Schaltfehler oder Kurzschlüsse untersucht werden. Dann schaltet man einen Lautsprecher oder Lastwiderstand von wenigstens 4 Ohm an. Bei der ersten Inbetriebnahme empfiehlt es sich, die Betriebsspannung auf die Hälfte zu verringern. Das Gerät hat dabei eine Stromaufnahme von etwa 5 mA. Wird dieser Wert stark unter- oder überschritten, dann kann man auf einen Defekt schließen. Bei richtiger Stromaufnahme legt man das Gerät an

die volle Betriebsspannung und nimmt die weiteren Einstellungen vor. Zunächst wird der Ruhestrom mit R12 auf etwa 15 mA eingeregelt und dann mit R2 die Mittelpunktspannung auf etwa +17 V eingestellt. Bei Vollaussteuerung nimmt der Endverstärker-Baustein etwa 850 mA auf.

Einzelteilliste

| | |
|--|------------------|
| Elektrolytkondensatoren, 15/18 V (C1), 35/40 V (C2, C4, C5, C8) | (Wima) |
| Kondensatoren „FKC“, 160 V (C3), „Tropfol F“, 400 V (C6) | (Wima) |
| keramischer Kondensator (C7) | (Telefunken/NSF) |
| Widerstände, 0,3 W | (Draloid) |
| Trimpotenziometer „I-9815“ | (Preh) |
| Kühlschiene „KS 111-75-A“ | (Austerlitz) |
| Kühlschellen „Q 62901-B1“ | (Siemens) |
| Glimmerscheiben „Q 62901-B16-A“ | (Siemens) |
| Isolierrippel „Q 62901-B13-C“ | (Siemens) |
| Transistoren, 2 x BC 107, 2 x BC 177, 2 x BD 109 | (Siemens) |
| Dioden, 4 x BA 103 | (Siemens) |
| Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel. | |

Grundtönen nur etwa zwischen 320 und 3000 Hz (Bild 1), wobei besonders tiefe Töne auf etwa 80 Hz hinunter- und extrem hohe Töne auf 10 000 Hz hinaufgehen können.

Hier muß jetzt vor einem Trugschluß gewarnt werden. Wenn in der Norm für 4,75 cm/s nach oben hin „nur“ 6300 Hz gefordert werden, in der menschlichen Sprache jedoch bis zu 10 000 Hz möglich sind, dann sollte man daraus nicht eine prinzipielle Unterlegenheit dieser geringeren gegenüber höheren Bandgeschwindigkeiten herauslesen. Erstens ist die genannte Normzahl nur eine Mindestforderung, die heute von Tonband- und Kassettengeräten zum Teil sehr erheblich übertroffen wird, und zum zweiten dürften etwaige an die 10 000 Hz herankommende Kickser einer sich nach oben hin überschlagenden Frauenstimme sehr selten zu finden sein.

Bei ganz besonders hochwertigen Musikaufnahmen kann die Bandgeschwindigkeit - und damit der zur Verfügung stehende Frequenzbereich - allerdings eine Rolle spielen. Eine höhere Bandgeschwindigkeit erleichtert von der Geräte- und Bandsseite her die Aufnahme und Wiedergabe hoher Frequenzen, wenn auf Verzerrungsfreiheit und niedrige Störgeräusche Wert gelegt wird. Um sicher zu gehen, daß die hohen Frequenzen nicht übersteuert werden, wählt ein Funkstudio lieber 38,1 cm/s statt 19,05 cm/s und ein anspruchsvoller Tonbandamateur lieber 19,05 cm/s statt 9,53 cm/s für seine Musikaufnahmen, zumal, wenn zum Beispiel für die Wiedergabe eine besonders leistungsfähige Hi-Fi-Anlage zur Verfügung steht, die Unvollkommenheiten für kritische Ohren zu Tage treten läßt.

Dem Tonband selbst ist der Frequenzbereich einer Tonaufzeichnung ziemlich gleichgültig; es zeichnet stets die Frequenzen auf, die ihm vom Gerät „angeboten“ werden. Das gilt für jeden Bandtyp: für Lang-, Doppel- oder Dreifachspielbänder, für Low-noise- ebenso wie für LH-hifi-Bänder. Das, was auf das oder vom Band kommt, wird vor allem durch die Leistungsfähigkeit der Aufnahme- und Wiedergabegeräte

Für den Tonbandfreund

Der Frequenzbereich von Tonbandgeräten

Die deutschen Normvorschriften fordern für Tonbandgeräte folgende Mindestwerte für den Bereich der wiedergegebenen Frequenzen bei den verschiedenen Bandgeschwindigkeiten:

| |
|----------------------------------|
| 4,75 cm/s: 90 Hz ... 6 300 Hz, |
| 9,53 cm/s: 63 Hz ... 10 000 Hz, |
| 19,05 cm/s: 40 Hz ... 12 000 Hz, |
| 38,1 cm/s: 40 Hz ... 15 000 Hz. |

International am häufigsten benutzt wird die Bandgeschwindigkeit 9,53 cm/s; man findet sie auf fast jedem Tonbandgerät, daneben auch oft 19,05 cm/s und - gerade bei vielen Kassettengeräten - 4,75 cm/s, seltener 2,4 cm/s. Die Bandgeschwindigkeit 38,1 cm/s wird in erster Linie im professionellen Bereich, zum Beispiel in den Rundfunkstudios, verwendet.

Eine obere Grenze von 15 000 Hz dürfte selbst für extrem anspruchsvolle Ohren ausreichen (viele Tonbandgeräte liegen mit ihrer Grenzfrequenz sogar noch darüber). Die Grundtöne aller Musikinstrumente reichen beispielsweise nur bis etwa 8000 Hz hinauf. Darüber liegen deren Obertöne, die für die Klangfarbe der Instrumente bestimmend und typisch sind. Versuche haben ergeben, daß Töne mit einer Frequenz von 14 000 Hz (bis hierhin reichen die Obertöne einer Pikkoloflöte) längst nicht mehr von jedem gehört werden können. Mit zunehmendem Alter nimmt im allgemeinen die Hörempfindlichkeit des mensch-

lichen Ohres ab. Während von den 20- bis 29-jährigen noch etwa 90 % Frequenzen von 14 000 Hz hören können, sind es von den 30- bis 39-jährigen nur noch 70 % (40- bis 49-jährige: 40 %; 50- bis 59-jährige: 20 %; 60- bis 69-jährige: 0 %).

Genügt nun der Frequenzbereich der Amateur-Tonbandgeräte mit Bandge-

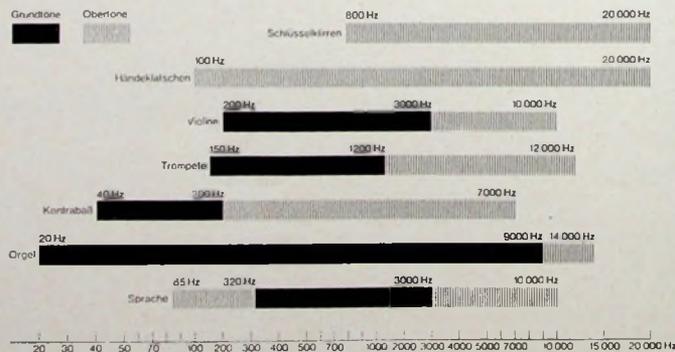


Bild 1. Frequenzumfang von Sprache, einigen Musikinstrumenten und Geräuschen

schwindigkeiten von 4,75 cm/s, 9,53 cm/s und 19,05 cm/s? Geht es um reine Sprachaufnahmen, dann genügt das mehr als hundertprozentig. Die menschliche Sprache bewegt sich mit ihren

entschieden. Läßt ein Gerät bei einer Aufnahme nur 10 000 Hz als Obergrenze zu, dann kann man hinterher nicht 12 000 Hz wieder vom Band herunterholen. (nach BASF-Unterlagen)

Spannungs-Frequenz-Umsetzer als Voltmeterzusatz für Frequenzzähler

Technische Daten der Grundausführung

Meßbereiche:
1 V, 10 V, 100 V Gleichspannung
Linearität:
besser als $\pm 1\%$ vom Endwert
Eingangswiderstand: 100 kOhm/V
Ausgangsfrequenz:
0...10 kHz, linear bis 15 kHz
Betriebsspannung: 5 V stabilisiert

In den Heften 20, 21 und 22/1969 veröffentlichte die FUNK-TECHNIK die Bauanleitung für einen elektronischen Frequenzzähler¹⁾. Für diesen Zähler wurde auch ein Spannungs-Frequenz-Umsetzer entwickelt, der im folgenden beschrieben wird. Er wurde nach den gleichen Richtlinien wie der Zähler entworfen: Trotz möglichst geringen Preises sollten Genauigkeiten erreicht werden, die sich mit denen industriell gefertigter Geräte vergleichen lassen. Außerdem sollte die Schaltung einfach sein, um einen leichten Nachbau zu gewährleisten. Die Meßgenauigkeit hängt – innerhalb des angegebenen Linearitätsbereichs – nur von der Konstanz und Genauigkeit des Eingangsspannungsteilers ab. Es werden Hinweise gegeben, wie die Eingangsschaltung auch für Strom-, Widerstands- und Kapazitätsmessungen abgewandelt werden kann.

1. A-D-Wandler

A-D-Wandler (auch A-D-Umsetzer) ist eine allgemein gebräuchliche Abkürzung für Analog-Digital-Wandler. Aufgabe dieser Wandler ist es, eine analoge Größe (Länge, Winkel, Kraft, Spannung usw.) in einen ihr entsprechenden digitalen Wert umzusetzen. Die mechanisch-optischen Wandler sind ein gutes Beispiel für die Arbeitsweise derartiger Geräte. Im Bild 1 ist ein Maßstab dar-

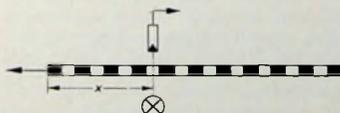


Bild 1. Quantisierung einer Länge als Beispiel eines einfachen Analog-Digital-Wandlers

gestellt, der die Digitalisierung oder Quantisierung (Aufteilung in eine bestimmte Zahl von Einzelwerten) bewirkt. Ist hinter der Spur eine Photodiode angeordnet, und der durchsichtige Maßstab von vorn beleuchtet, so wird die Photodiode beim Vorbeilaufen des Maßstabes bei jedem Schritt ein Ausgangssignal abgeben. Die Summe die-

ser Schritte kann ausgezählt werden und erlaubt damit die Bestimmung der Länge x mit einer Genauigkeit von \pm einem Schritt der Maßstabteilung. Man kann – mit entsprechendem Aufwand – die Genauigkeit nahezu beliebig steigern, indem man weitere Maßstäbe zur „Feinablesung“ hinzufügt, die mechanisch beispielsweise um 10 : 1 gegen den ersten Grundmaßstab übersetzt sind. Die Mikrometerschraube arbeitet zum Beispiel nach diesem Prinzip (zwei zueinander hoch übersetzte Maßstäbe).

Um einen elektrischen Wert (beispielsweise Spannung oder Strom) in eine digitale Größe umzuformen, könnte man ihn zunächst in eine analoge Länge umsetzen (wie das jedes Zeigerinstrument tut) und daraus dann nach der beschriebenen Methode den Digitalwert erhalten, indem man zum Beispiel die Photodiode auf den Zeiger setzt und die durchsichtige Skala des Instrumentes mit einer Einteilung ähnlich Bild 1 versieht. Solche Instrumente wurden tatsächlich gebaut, jedoch nur für Zwecke, bei denen eine grobe Auflösung des Meßwertes ausreicht.

Genauer und für den Nachbau schon eher geeignet sind Stufenkompensationsverfahren, deren Prinzip im Bild 2

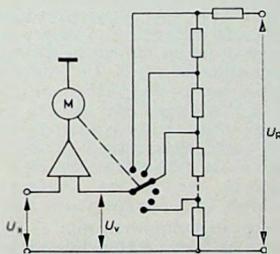


Bild 2. Stufenkompensator

angedeutet ist. Hier wird die zu messende Spannung U_x mit einer verstellbaren Vergleichsspannung U_V (die aus einer hochkonstanten Referenzspannung U_R gewonnen wird) verglichen, bis beide sich auf ± 1 Schritt der feinsten Stufung, mit der sich U_V einstellen läßt, gleichen. Der Vergleich erfolgt mit einem Differenzverstärker (Null-Verstärker). Die Polarität seiner Ausgangsspannung bestimmt, ob die Vergleichsspannung zu höheren oder niedrigeren Werten hin verstellt werden muß. Auch hier macht man von dem Prinzip Gebrauch, durch eine „Übersetzung“ zu – je nach Aufwand – nahezu beliebig hohen Genauigkeiten zu kommen. Dazu ordnet man weitere Stufenschalter an, die es gestatten, zu der „Grob“-Spannung in kleinen und kleinsten Schritten bekannte Spannungen zu addieren.

Bei diesen Stufenkompensatoren, die von Hand abgelesen werden und bei denen der Differenzverstärker durch ein Null-Galvanometer ersetzt ist, er-

folgt die Umwandlung in Digitalwerte direkt durch die Stellung der Stufenschalter. Wenn beim Abgleich zum Beispiel drei vorhandene dekadische Spannungsteiler in der 2. (Grob-), 5. (Mittel-) und 7. (Fein-)Stellung stehen, so möge das – entsprechend der Eichung der Teilerwiderstände – einer Spannung von 257 mV entsprechen.

An diesem Beispiel läßt sich besonders anschaulich der durch die begrenzte Auflösung bedingte Fehler der Digitalgeräte zeigen. Der kleinstmögliche Spannungsschritt in der als Beispiel gewählten Anordnung ist 1 mV. Es wäre aber ein kaum wahrscheinlicher Zufall, daß die Spannung U_x genau 257 mV (in diesem Beispiel) ist. Es hat sich lediglich beim Einstellen der Stufenschalter ergeben, daß ein Abgleich auf 258 mV eine zu hohe Vergleichsspannung liefert und 257 mV eine zu niedrige. Also liegt der wahre Wert von U_x zwischen 257 und 258 mV.

Für den Betrachter, der den Abgleich nicht selbst durchgeführt hat, sondern der nur das dargestellte Ergebnis 257 mV abliest, ergibt sich aber noch eine weitere Möglichkeit: Es könnte sich nämlich 256 mV beim Abgleich als zu klein, 257 mV aber als zu großer Wert erwiesen haben, jedoch wurde dieses Mal der zu große Wert als Ergebnis eingestellt. Wenn der Null-Indikator so empfindlich ist, daß er nur noch die Aussage liefert „zu groß“ oder „zu klein“, nicht aber „viel zu groß“ oder „etwas zu klein“, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß der zu große Einstellwert dem wahren Wert von U_x näher kommt als der zu kleine, ebenso groß wie der umgekehrte Fall. Aus dem angezeigten Digitalwert 257 läßt sich also nicht entnehmen, ob dieser Wert der zu große oder zu kleine Abgleichzustand ist. Daher kann der wahre Wert zwischen 256 und 258, also um 1 digit (kleinstmöglicher Schritt) über oder unter dem angezeigten Wert liegen.

Analog-Digital-Wandler nach diesem Prinzip arbeiten mit elektronischen (Transistoren) oder elektromechanischen Schaltern (Reed- oder Herkon-Relais) an Stelle der mechanischen Stufenschalter und werden automatisch abgeglichen. Dabei sorgt eine Steuerung dafür, daß entsprechend dem Differenzverstärker-Ausgangssignal die nächsthöhere oder nächstniedrigere Spannungsstufe eingeschaltet wird und ein neuer Vergleich zwischen U_x und U_V erfolgt, der entsprechende neue Stellbefehle auslöst. Natürlich werden alle Schalterstellungen im Abgleichzustand elektronisch angezeigt.

Auch diese Art von A-D-Wandlern ist wenig für einen Nachbau mit Amateurmitteln geeignet, besonders wegen der vielen erforderlichen Präzisionswiderstände. Hinzu kommt ein schwerwiegender Nachteil dieser sehr aufwendigen Methode: Wenn dem Meßwert eine

¹⁾ Wilhelm, K.: Elektronischer Zähler. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 20, S. 802, 804, 806, 808, Nr. 21, S. 835–842, u. Nr. 22, S. 881–883

kleine Brummspannung überlagert ist, deren Spitzenwert größer als 1 digit (eine Einheit des kleinsten Stellenwertes) ist, kommt überhaupt kein stabiler Abgleich zustande, weil sich der Meßwert dauernd ändert und der Kompensator diesen Änderungen zu folgen versucht. Da sich Brumm- oder sonstige Störspannungen aber nie ganz vermeiden lassen, ist eine aufwendige Siebung der Meßspannung erforderlich. Die Zeitkonstante dieser Siebung muß größer sein als die für den Abgleich der Feinstufen erforderliche Zeit. Wenn das Gerät mit elektromechanischen Schaltern arbeitet, ist die Abgleichzeit nicht eben kurz. Man kommt damit also zu einem erheblichen Aufwand an Siebmitteln und dadurch zu noch längeren Meßzeiten, weil es ja auch eine entsprechend lange Zeit dauert, ehe sich hinter der „trägen“ Siebkette der wirkliche Gleichstrommeßwert mit der erforderlichen Genauigkeit einstellt.

Zur Lösung des Problems bietet sich hier ein sehr viel eleganterer Weg an. Ein A-D-Wandler steht nämlich schon in Form des Frequenzzählers zur Verfügung. Die Frequenz ist natürlich kein digitaler Wert, obwohl das aus unverständlichen Gründen auch hin und wieder angenommen wird. Mit diesem Zähler kann man zwei verschiedene Analog-Größen in Digitalwerte umformen und auch digital (in Ziffern) zur Anzeige bringen: die Zeit und die Frequenz. Was man also wirklich benötigt, um aus dem Zähler ein Digital-Voltmeter zu machen, ist gar kein A-D-Wandler, sondern ein Spannungs-Frequenz- oder Spannungs-Zeit-Umsetzer. Damit braucht man nur noch eine analoge Größe in eine andere analoge Größe mit der nötigen Genauigkeit umzuformen, ein vergleichsweise einfaches Problem. Zusammen mit dem Zähler handelt es sich aber tatsächlich um einen A-D-Wandler, denn es werden ja analoge Größen digital zur Anzeige gebracht. Nur liegt dabei die A-D-Umwandlung im Zähler und nicht im Vorsatzgerät.

2. Spannungs-Zeit-Umsetzer

Der Spannungs-Zeit-Umsetzer ist am einfachsten aufzubauen und würde zusammen mit dem Zähler als Digital-Voltmeter auch zu der unkompliziertesten Schaltung führen. Obwohl viele Industriegeräte nach diesem Prinzip arbeiten, soll es hier nicht angewendet werden, da dem Meßverfahren ein Nachteil anhaftet, auf den noch eingegangen wird. Da es aber immerhin denkbar ist, daß der eine oder andere Leser den Nachteil des Meßprinzips in Kauf nimmt für den Vorteil der leicht

überschaubaren Schaltung, soll dieses Verfahren kurz beschrieben werden.

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des Spannungs-Zeit-Umsetzers. Der Zähler wird auf „Zeitmessung“ gestellt, und während der Messung werden Impulse konstanter und bekannter Frequenz in das Zählwerk gegeben. Ein Impuls öffnet das Tor vor dem Zählwerk, und ein zweiter Impuls sperrt es wieder. Wenn man als Normalfrequenz (dem Zeiteiler über Zeitschalter zu entnehmen) 1 kHz verwendet, wird der Zähler – solange das Tor geöffnet ist – jede Millisekunde um einen Schritt weitergestellt. Der Zählerstand gibt am Ende der Meßzeit also an, wie viele Millisekunden lang das Tor geöffnet war, wie lang also die Zeit zwischen den beiden Torsteuerimpulsen war.

Das Kommando „Tor auf“ entnimmt man der Rückflanke des Resetimpulses, mit dem der Zählerstand der vorhergehenden Messung gelöscht und der Zähler auf 0000 gesetzt wurde. Damit ist der Zähler frei und fertig zum Zählen im selben Moment, in dem das Tor geöffnet wird. Das Kommando „Tor zu“ liefert der Ausgang des Komparators (empfindlicher Differenzverstärker mit Schaltverhalten) des Spannungs-Zeit-Wandlers nach Bild 3.

Dieser Wandler besteht im wesentlichen aus einer Konstantstromquelle, die den Strom I zur Aufladung des Kondensators C liefert. Der Komparator (Vergleicher) vergleicht die Spannung U_C an C mit der unbekanntenen Spannung U_x . Dieser Komparator ist ein sehr empfindlicher Differenzverstärker, der praktisch dauernd übersteuert wird. Je nach der Polarität der Eingangsspannung liegt seine Ausgangsspannung also ständig entweder auf dem oberen oder dem unteren Maximalwert. Er ist so angeschlossen, daß die Ausgangsspannung positiv ist, solange die Spannung U_C niedriger als U_x ist. Dann wird sie Null (oder negativ), wenn $U_C \geq U_x$ ist. Damit gibt die Ausgangsspannung das Signal zum Sperren des Zählertores im selben Augenblick, wenn beide Spannungen gleich sind.

Derartige Komparatoren gibt es preisgünstig als integrierte Schaltung zu kaufen. Daher lohnt es sich nicht, sie selbst aufzubauen, und es ist auch nicht erforderlich, hier im einzelnen auf ihre Innenschaltung einzugehen. Es sind lediglich hohe zeitliche Konstanz (geringe Drift) und hohe Verstärkung zu fordern. Eine Nullpunkt drift geht direkt als Meßfehler ein, und eine zu geringe Verstärkung fälscht den Meßwert über den Umweg des erforderlichen Eingangstroms, der nämlich im Umschalt Augenblick von I geliefert werden muß.

Der Transistor $T1$ dient nur dazu, den Kondensator C am Ende der Messung zu entladen; während der Messung ist er gesperrt. Bis zu Beginn der Messung fließt I also über $T1$, so daß der Kondensator entladen bleibt. Da der Transistor im gleichen Augenblick gesperrt wird (Ende des Resetimpulses), in dem das Zählertor geöffnet wird, beginnt die Aufladung von C durch I auch im gleichen Moment, in dem der Zähler zu zählen beginnt. Daher wird die Zeit gemessen, die erforderlich ist, den Kondensator C mit dem Strom I auf die Spannung U_x aufzuladen.

Für die Spannung an einem Kondensator C , der durch einen Strom i aufgeladen wird, gilt

$$U_C = \frac{\int i dt}{C}$$

Wenn i zeitlich konstant ist ($i = I$), wie das von der Konstantstromquelle gefordert wird, vereinfacht sich der Ausdruck zu

$$U_C = \frac{I \cdot t}{C}$$

Damit ergibt sich die Zeit t_x , die für $U_C = U_x$ erforderlich ist, zu

$$t_x = U_x \cdot \frac{C}{I}$$

Da aber C und I konstant sind, ist die Zählzeit t_x streng proportional zur Spannung U_x . Man muß nur noch C und I so wählen, daß die Anzeige (zum Beispiel in Millisekunden) auf dem Zähler numerisch gleich ist der Spannung U_x . Wenn man festlegt, daß die Zähleranzeige 1000 ms einer Spannung U_x von 1000 mV entsprechen soll, erhält man

$$\frac{t_x}{U_x} = \frac{C}{I} = 1 \text{ s V}^{-1}$$

Mit dieser Wahl der Zeiteinheiten ergeben sich jedoch unbequem große Kapazitätswerte beziehungsweise sehr niedrige Ströme für I (zum Beispiel $C = 10 \mu\text{F}$ bei $I = 10 \mu\text{A}$). Man wird daher als Meßfrequenz an Stelle der 1-kHz-Impulse zweckmäßigerweise die 100-kHz-Impulse des Quarzoszillators verwenden. Damit ergibt sich bei $C = 10 \mu\text{F}$ immerhin ein Strom von $I = 1 \text{ mA}$. Die Schwierigkeiten, die beim Aufbau dieses Wandlers auftreten, wenn man ausreichende Genauigkeiten erreichen will, sind im Rahmen der gestellten Anforderungen leicht zu beherrschen.

Der Sägezahn, als der sich die Spannung U_C darstellt, ist nur dann streng zeitlinear, wenn der Ladestrom absolut konstant ist. Das erfordert jedoch eine qualitativ ausreichende Stromquelle, die aber leicht aufzubauen ist, und außerdem muß dieser konstante Strom wirklich den Kondensator aufladen und darf nicht irgendwo anders hinfließen. Dazu gibt es drei verschiedene Möglichkeiten: Der Strom kann

1. in den Eingang des Komparators fließen (dessen Eingangstrom muß daher um Größenordnungen unter dem Ladestrom I liegen, weshalb I möglichst groß sein sollte),
2. in den gesperrten Transistor $T1$ fließen (der Sperrstrom muß daher im Vergleich zu I sehr klein sein),
3. über schlechte Isolation abfließen, (deshalb ist ein hochwertiger Kondensator zu verwenden).

Man wird (wegen der Forderung nach hohen Isolationswiderständen) einerseits versuchen, mit möglichst kleinen Kapazitätswerten auszukommen, die jedoch auch niedrige Ladeströme I für gleiche Zählzeiten bedingen. Andererseits sollte I aber mit Rücksicht auf die Fehlströme im Komparator und im Transistor möglichst hoch sein. Man muß also eine Kompromißlösung finden. (Fortsetzung folgt)

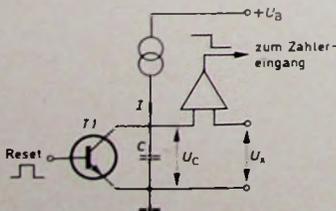


Bild 3. Grundschiung eines Spannungs-Zeit-Umsetzers



Können Sie an 3 Stellen gleichzeitig sein?

Mit Sicherheit nicht!

Aber Sie können z. B. drei oder mehr Maschinen und Anlagen gleichzeitig beobachten, wenn Sie eine Industriefernseh-Anlage benutzen, in der AEG-TELEFUNKEN Bildaufnahme-Röhren eingesetzt sind.

AEG-TELEFUNKEN fertigt mit modernsten Einrichtungen Bildaufnahme-Röhren vom Vidikon-Typ. Der Einsatz dieser Röhren in Ihren elektronischen Kameras bie-

tet Gewähr für die Übertragung von Bildinformationen mit hoher Güte und Zuverlässigkeit.

Röhren mit den Bezeichnungen XQ 1001...XQ 1004 sind Standard-Typen mit 1"-Frontscheibendurchmesser und 300 mA Heizstrom. Die Typen XQ 1005...XQ 1008 haben 95 mA Heizstrom. Alle Röhren sind hochempfindlich im sichtbaren Spektralbereich und mit getrenntem Feldnetz ausgerüstet. Die Fokussierung und Ablenkung geschieht elektromagnetisch.

Technische Daten senden wir Ihnen auf Wunsch gerne zu.

AEG-TELEFUNKEN
Fachbereich Röhren/Vertrieb
79 Ulm



Bildaufnahme-Röhren von
AEG-TELEFUNKEN

Elektronisch gesteuerter Gong

Um die Weihnachtszeit entstand die Idee, das Gongschlagwerk einer alten Wohnzimmeruhr, deren Uhrwerk nicht mehr vorhanden war, zu einer ungewöhnlichen „Haustürglocke“ aufzuarbeiten. Außer dem Uhrengehäuse existierten nur noch die vier Gongstäbe mit ihrer zugehörigen Halterung. Geplant wurde ein Schlagwerk, das eine Reihe mit einem Programmschalter wählbarer, elektronisch gesteuerter Tonfolgen ermöglicht.

1. Schlagwerk

Zunächst wurden vier Schlagmagnete (Bild 1) gebaut, die zum Anschlagen der Gongstäbe dienen. Bei der Wicklungsanlegung geht man vom verfügbaren

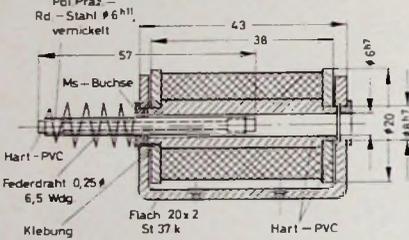


Bild 1. Aufbauskizze eines Schlagmagneten

Wickelraum und dem vorgesehenen Betriebsstrom aus. Da bei dem Schlagwerk auch Programme geplant waren, die das gleichzeitige Anschlagen aller vier Gongstäbe erfordern, wurde der Strombedarf einer Spule mit rund 250 mA festgelegt. So kann der Summenstrom von 1 A auch noch mit einem kleineren Transistor gesteuert werden. Die Wick-

lungen bestehen aus 4500 Wdg. 0,18 CuL und haben einen Widerstand von 135 Ohm.

Die Flacheisenwinkel der Schlagmagnete kann man je nach Lage der Gongstäbe mit unterschiedlicher Höhe anfertigen oder Beilagen zur Höhenjustierung verwenden.

2. Ansteuerelektronik

Bild 2 zeigt die Blockschaltung der Ansteuerelektronik. Der Taktgeber liefert an den Ausgängen 1 bis 4 im Abstand von etwa 700 ms aufeinanderfolgende

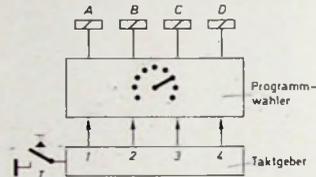


Bild 2. Blockschaltung der Ansteuerelektronik

Einzelimpulse von je etwa 200 ms Dauer, sobald die Taste T kurz betätigt wird. Diese Impulse gelangen dann über den Programmwähler zu den Schlagmagneten A bis D.

2.1. Taktgeber

Der Taktgeber (Bild 3) besteht aus der Torschaltung mit T1, T2, fünf Schmitt-Triggern (T3, T4; T8, T9; T13, T14; T18, T19 und T23, T24), vier Schaltverstärkern (T5, T6; T10, T11; T15, T16 und T20, T21) sowie dem monostabilen Multivibrator T25, T26. Bei der Torschaltung liegen T1 und T2 in Reihe. Nur wenn beide Transistoren geöffnet sind, gelangt über R4 positives Potential an die Basis von T3, und der

erste Schmitt-Trigger kippt. Dann kann sich C3 über R6, R7, D3 und die Basis-Emitter-Strecken von T5 und T6 aufladen. Während der Dauer des Ladestroms (etwa 200 ms) sind T5 und T6 also durchgeschaltet, und der vom Ausgang 1 gespeiste Schlagmagnet zieht kurzzeitig an. Absichtlich wurde dieses Kondensatorladeverfahren mit langsam abklingendem Strom gewählt, weil dann an den Magnetwindungen keine hohe Abschaltspannung entstehen kann und man so keine Freilaufdioden benötigt.

Außer dem Kondensator C3 kann sich über R8 auch C4 aufladen. Wenn nach etwa 700 ms die Spannung an diesem Kondensator auf rund 9 V angestiegen ist, gelangt die in Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Diode von T7 in den Durchbruch (T7 wirkt also als Z-Diode), und der nächste Schmitt-Trigger mit T8, T9 kippt. Dann lädt sich C5 über T10 und T11 auf, so daß nun ein Impuls am Ausgang 2 erscheint.

Die beschriebenen Vorgänge wiederholen sich so lange, bis nach Aufladung von C10 auch der letzte Schmitt-Trigger (T23, T24) gekippt ist. Dessen Ausgangsimpuls wird mit C11, R9, R10 differenziert und löst den monostabilen Multivibrator T25, T26 aus, der über D9 und R5 einen etwa 1 s langen Rückstellimpuls an die Torschaltung liefert. Dieser sperrt T2, so daß der erste und damit auch alle anderen Schmitt-Trigger in den Ruhezustand zurückkippen.

Nach dem Ende des Rückstellimpulses wird T2 wieder leitend, und die Torschaltung wird geöffnet, sobald auch T1 einen Öffnungsimpuls (entweder an den Anschlüssen a und b oder über die Taste T) erhält. Hier genügt schon ein kurzer Impuls, wie er beim Drücken des „Klingelknopfes“ an der Wohnungstür entsteht. Die Torschaltung hält sich nämlich über D2 und R3 so lange selbst offen, bis nach Ablauf einer vollständigen Impulsfolge an den Ausgängen 1

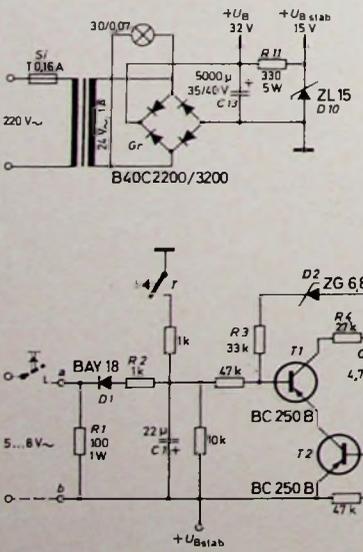
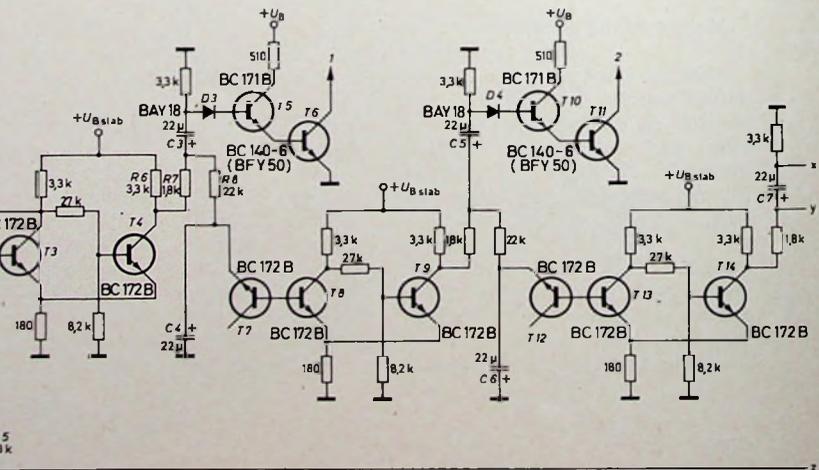
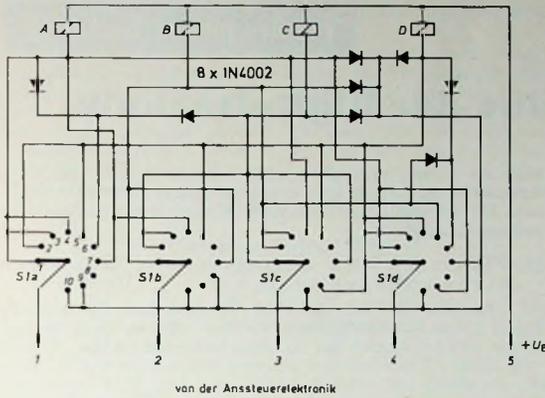


Bild 3 (unten und Anschluß auf S. 101). Schaltung des Taktgebers mit Netzteil (links)





Tab. I. Klangkombinationen mit der Schaltung nach Bild 4

| Schalterstellung von S 1 | 1. Impuls | 2. Impuls | 3. Impuls | 4. Impuls |
|--------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | A | B | C | D |
| 2 | D | C | B | A |
| 3 | A | C | B | D |
| 4 | A | A | A | D |
| 5 | D | D | D | B |
| 6 | A+C | — | — | B+D |
| 7 | A | B | C | A+B+C+D |
| 8 | — | A+B+C+D | — | — |
| 9 | A+B+C+D | — | D | A |
| 10 | A+B+C+D | A+B+C+D | A+B+C+D | A+B+C+D |

Bild 4. Schaltung des Programmwählers

über einen mehrpoligen Stufenschalter den vier Schlagmagneten zuordnen (Bild 4). In welcher Weise das geschieht, ist weitgehend Geschmackssache. Mit der im Bild 4 gezeigten Verdrahtung erhält man die in Tab. I zusammengestellten Tonkombinationen der mit den Schlagmagneten A bis D angeregten Gongstäbe. Dabei ist A der tiefste, D der höchste Ton zugeordnet. Um mehrere Stäbe in einer bestimmten Schalterstellung gleichzeitig erklingen zu lassen, muß man die betreffenden Magnetwicklungen über Dioden zusammenschalten. Würde man die Wicklungen direkt miteinander verbinden, dann würden die Gongstäbe immer zusammen erklingen.

bis 4 der Rückstellimpuls an T2 eintrifft. Bei dieser Schaltungsauslegung ist es also gleichgültig, wie lange oder wie oft ein Besucher den „Klingelknopf“ betätigt. In jedem Fall läuft zumindest ein voller Impulszyklus ab. Wenn danach der Taster noch immer gedrückt ist, beginnt nach dem Ende des Rückstellimpulses – der eine Pausenzeit bewirkt – eine neue Impulsfolge.

An die Klemmen a und b wird die normalerweise zum Wecker (Glocke) führende Leitung angeschlossen. Die beim Betätigen des Tasters auftretende Wechselspannung von etwa 5 bis 8 V wird mit D 1 gleichgerichtet und löst die Torschaltung aus. R 1, R 2 und C 1 wirken als Siebglieder und verhindern die un-

gewollte Gongauslösung durch Störimpulse auf der Leitung. Die Taste T ist in der Gehäusewand des Gongs befestigt und dient als zusätzliche Auslösetaste zur Kontrolle des eingestellten Programms.

Bemerkte sei noch, daß sich auch die Z-Dioden D 2 und D 9 jeweils durch die Basis-Emitter-Strecke eines (gegenüber Z-Dioden preisgünstigeren) Silizium-Planar-Kleinsignaltransistors ersetzen lassen. Dann sollten R 3 und R 5 wegen der höheren Durchbruchspannung auf 22 kOhm verkleinert werden.

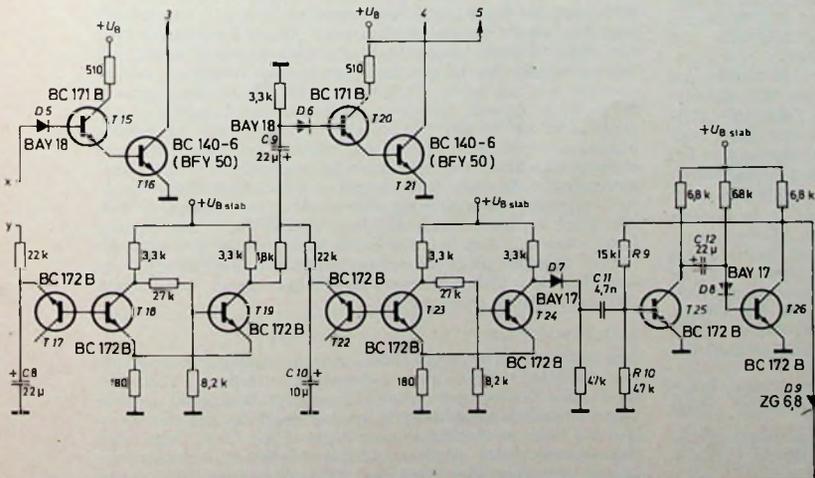
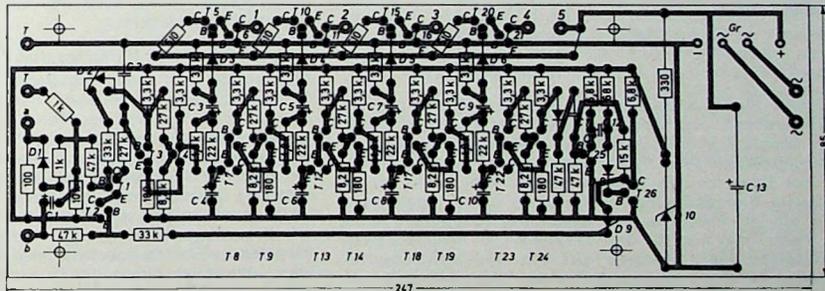
2.2. Programmwähler

Die an den Ausgängen 1 bis 4 des Taktgebers entstehenden Impulse lassen sich

3. Aufbau

Für den Aufbau des Taktgebers verwendet man zweckmäßigerweise eine gedruckte Schaltung (Bild 5). Um Raum zu sparen und eine hohe Langzeitkon-

Bild 5. Gedruckte Schaltung und Bestückungsplan für den Taktgeber (Vorlage im Maßstab 1:1 kann vom Verlag bezogen werden)



stanz der Impulsdauer und -pausen zu haben, wurde für alle Elektrolytkondensatoren (außer C 13) eine Tantalausführung von Bosch für 15 V Betriebsspannung verwendet. C 2 und C 11 sind keramische Röhrenkondensatoren. Als Widerstände eignen sich handelsübliche 1/3-W-Typen mit 10 % Toleranz. Lediglich R 1 sollte mit 1 W belastbar sein, und für R 11 ist ein Drahtwiderstand mit mindestens 5 W Belastbarkeit zu verwenden. Bei den Halbleitern lassen sich natürlich auch andere Transistoren und Dioden mit ähnlichen Daten einsetzen.

Der Programmwähler besteht aus einem 10poligen Stufenschalter mit vier Ebenen, der einschließlich der acht Dioden frei verdrahtet wurde. Alle anderen Bauteile (mit Ausnahme des Netztransformators und der Schlagmagnete) sind auf der gedruckten Schaltung zusammengefaßt. Der gesamte Aufbau ließ sich mühelos in dem Uhrengehäuse unterbringen. Gu.

Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik

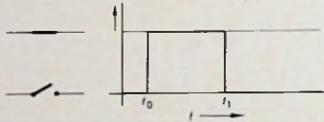
Außer in elektronischen Rechenmaschinen und Datenverarbeitungsanlagen wird die Digitaltechnik in zunehmendem Maße in der digitalen Steuerungs- und Regelungstechnik sowie in der Übertragungs- und Meßtechnik angewendet. Sie hat auf Grund der Fortschritte in der Bauelementetechnik unter dem Zwang der industriellen Automatisierung einen hohen Leistungsstand erreicht. In einigen früheren Veröffentlichungen wurde bereits in der FUNK-TECHNIK an Hand von Experimenten¹⁾ und Beschreibungen logischer Schaltungen²⁾ ein Teilüberblick über das Gebiet gegeben. Die vorliegende Beitragsreihe soll nun wegen der bereits heute großen Bedeutung der Digitaltechnik den jungen Techniker zusammenfassend und ausführlich mit dem Digitalsystem selbst, dem Rechnen mit Binärzahlen, den Grundbausteinen der Digitaltechnik und den Informationsspeichern bekanntmachen. Abschließend wird eine Einführung in die Schaltalgebra gegeben.

1. Digitale Signale als Träger der zu verarbeitenden Informationen und ihre Bedeutung

1.1. Das digital-binäre System

Digital – dieser Begriff ist von dem englischen Wort „digit“ (Ziffer) abgeleitet. Eine Ziffer ist das Zeichen für einen konstanten Wert; sie kennzeichnet einen bestimmten Betrag zu ihrem Bezugspunkt Null. Ein digitales Signal ist dementsprechend ein Signal von konstanter Amplitude (Betrag), bei dem nur die zeitliche Dauer verschieden sein kann, wie es zum Beispiel durch Betätigen eines Schallers und Schließen eines Kontaktes hervorgerufen wird (Bild 1).

Bild 1.
Digital-binäres Signal



Ein digitales Signal kann demnach nur den Wert Eins, das heißt „vorhanden“, oder den Wert Null, das heißt „nichtvorhanden“, annehmen, entsprechend den Zuständen „geschlossen“ oder „geöffnet“ eines Steuerkreises oder Kontaktes. Die Signale mit ihren beiden Werten können eine mannigfache physikalische Bedeutung haben. So kann die „1“ eine positive und die „0“ eine negative Spannung darstellen; dabei gilt das Vorzeichen nur für den Vergleich der beiden Signalwerte untereinander. Bezogen auf ein anderes Potential, zum Beispiel die Erde, können die beiden Signalwerte durchaus ein anderes Vorzeichen annehmen. Ebenso kann die „1“ die Anwesenheit, die „0“ die Abwesenheit eines Strom- oder Spannungsimpulses bedeuten. Die beiden Werte können bei Röhren oder Transistoren den stromführenden und stromlosen Zustand bezeichnen, bei einem Relais den angezogenen und abgefallenen Zustand, bei einer Lochkarte die Anwesenheit und Abwesenheit eines Loches. Bei magnetisierbaren Teilen wie Kernen, Bändern oder Trommeln können die beiden Werte die Magnetisierung in der einen oder anderen Richtung bezeichnen oder schließlich, ebenso wie bei den elektrischen Größen, die Anwesenheit und Abwesenheit eines magnetischen Zustandes.

Systeme, die in Übereinstimmung mit dieser Arbeitsweise nur zwei stabile Betriebszustände einnehmen können, werden als binär (zweiwertig), das digitale Signal dieser Form wird exakt formuliert als ein digital-binäres bezeichnet. Ein Wechsel des digital-binären Signals von dem Zustand Null auf Eins stellt in seinem Nachrichteninhalt eine Elementarentscheidung zwischen zwei entgegengesetzten Werten (Ja – Nein, wahr – falsch, vorhanden – nichtvorhanden) dar. Sie

¹⁾ Schubert, H.: Digitale Elektronik. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 3, S. 103-104, Nr. 4, S. 135-137, Nr. 5, S. 176-178, Nr. 6, S. 219-222, Nr. 7, S. 253-255, u. Nr. 8, S. 290-294

²⁾ Wilhelm, K.: Logische Schaltungen. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 577-579, Nr. 16, S. 615-618, Nr. 17, S. 667-670, u. Nr. 18, S. 723-725

wird als Nachrichteneinheit (NE) betrachtet und erhält im technischen Sprachgebrauch die Bezeichnung „bit“ als Abkürzung für den englischen Ausdruck „binary-digit“ (zu deutsch: zweiwertige Ziffer).

1.2. Vergleich von digitaler und analoger Signalverarbeitung

Im Gegensatz zu den digitalen Signalen hat das analoge Signal einen kontinuierlichen Verlauf (Bild 2). Sein Betrag ist ein stetiges Abbild der zu verarbeitenden Größe. Analog

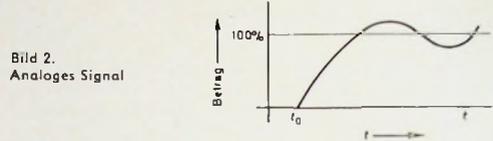


Bild 2.
Analoges Signal

könnte frei übersetzt lauten: es bildet nach. Die Ausgangsspannung eines Meßverstärkers ist zum Beispiel eine exakte Abbildung des Eingangssignals, also ein analoges Signal.

Beide Formen der Signalverarbeitung existieren heute parallel und teilen sich in den Gesamtumfang der Informationsverarbeitung. Dabei werden digitale Signale bevorzugt in der Steuerungstechnik, Nachrichtenübertragung und Datenverarbeitung angewendet, analoge Signale dagegen vorwiegend in der Meß- und Regelungstechnik. Durch die Anwendung der steuerbaren Halbleiter, insbesondere der Transistoren, haben beide Formen der Signalverarbeitung wesentlichen Anteil an der technischen Entwicklung genommen. Unverkennbar ist dabei die Tatsache, daß die digitale Technik, auf weite Sicht betrachtet, immer mehr in den Vordergrund treten wird. Für diese Tendenz sind folgende Merkmale maßgebend:

1.2.1. Leistung und Wirkungsgrad

Man spricht von einem Schalttransistor, wenn er nur in den beiden Zuständen „leitend“ oder „nichtleitend“ betrieben wird. Der Widerstand des Transistors ist in dem voll durchlässigen Betriebszustand praktisch Null (Milliohm bis Ohm) und erreicht in gesperrtem Zustand Werte von Megohm. Ein Schalttransistor arbeitet also wie ein Kontakt, das heißt als digitales Bauelement, und kann bei dieser Betriebsweise etwa das 10- bis 100fache seiner eigenen Verlustleistung schalten. Betreibt man ihn dagegen als stetig steuerbares Bauelement in analoger Arbeitsweise, dann kann er nur das 3- bis 4fache seiner Verlustleistung steuern.

1.2.2. Betriebssicherheit und Stabilität

Das digitale Signal hat nur zwei eindeutig voneinander unterscheidbare Werte in Form der Amplitudenstufen Eins und Null. Damit hängt der Informationsgehalt nicht wie beim analogen Signal von dem Betrag der Amplitude selbst, sondern nur von deren Vorhanden- oder Nichtvorhandensein ab. Es ist demgemäß bei einem digitalen Signal nicht kritisch, wenn sich auf Grund irgendwelcher Mängel die Amplitude beziehungsweise der Betrag des Signals um einige Prozent ändert. Man kann sich zum Beispiel vorstellen, daß die Ausgangsamplitude eines Multivibrators auf Grund einer Änderung der Betriebsspannung nur noch 80% beträgt. Würde der angeschlossene Triggerkreis trotzdem noch ansprechen, dann wäre der Sinn der Steuerung noch erfüllt. Ein analoges Signal dagegen muß zu jedem Zeitpunkt, unabhängig von irgendwelchen Störeinflüssen, möglichst genau der darzustellenden Größe entsprechen.

1.2.3. Genauigkeit

Um beispielsweise festzustellen, ob ein analoges Signal um weniger als 1% von einem vorgegebenen Sollwert abweicht, muß man schon recht umfangreiche Maßnahmen treffen, wenn diese Schaltung unabhängig von Änderungen der Temperatur, der Betriebsspannung, Alterungserscheinungen der Bauelemente oder sonstigen Störeinflüssen einwandfrei arbeiten soll. Mit der digitalen Technik lassen sich solche

Abweichungen im Prinzip durch Auszählen von Impulsen ermitteln.

Dazu ein kleines Beispiel: Man kann die Drehzahl einer Kurbelwelle analog messen. In diesem Fall ist die angezeigte Spannung proportional der Drehzahl. Die Drehzahl einer Welle kann aber auch digital, zum Beispiel mittels einer Lochscheibe, gemessen werden, die über eine Photozelle abgetastet wird (Bild 3). Dann ist die Anzahl der von der Photo-

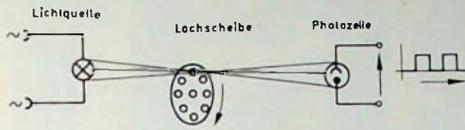


Bild 3. Digitaler Drehzahlgeber

zelle je Zeiteinheit abgegebenen Impulse der Drehzahl proportional. Will man jetzt Abweichungen der Drehzahl von einem vorgegebenen Sollwert mit einer Genauigkeit von 1% ermitteln, dann muß man durch Auszählen feststellen, ob innerhalb eines bestimmten Zeitraumes statt 100 Impulsen als Sollwert von der Photodiode 99 oder 101 Impulse abgegeben wurden. Im ersten Fall liegt die Drehzahl um 1% unter dem Sollwert, im zweiten Falle um 1% darüber. Wird eine Genauigkeit von 1 Promille verlangt, dann müssen 1000 Impulse während dieses Zeitabschnittes gezählt werden, wobei man im Grenzfall feststellen muß, ob 999 oder 1001 von der Photozelle abgegeben wurden. Die Genauigkeit einer digitalen Signalverarbeitung ist also eine Frage der Stellenzahl und damit weitgehend eine Frage des materiellen und des finanziellen Aufwandes. Damit sind wir aber schon bei dem letzten Punkt angelangt.

1.2.4. Aufwand und Kostenfrage

Der Aufwand der digitalen Signalverarbeitung steigt etwa linear mit den Anforderungen an die Genauigkeit (Bild 4), bei der analogen Signalverarbeitung dagegen fast exponentiell.

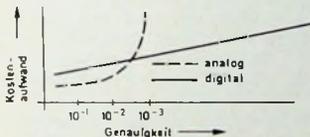


Bild 4. Kostenaufwand für analoge und digitale Signalverarbeitung

tiell, wobei Genauigkeiten von 1 Promille mit vertretbarem finanziellem Aufwand nicht mehr wesentlich zu unterschreiten sind. Allerdings ist bis zu einer Genauigkeit von 1 Promille bei einer digitalen Signalverarbeitung der Aufwand meist ein Vielfaches an Bauelementen im Vergleich zu analogen Anordnungen. Eine volle Ausnutzung der vorstehend genannten Vorteile der digitalen Signalverarbeitung stellt daher an die digitalen Bauelemente besonders hohe Anforderungen. Sie müssen möglichst raumsparend, billig, schnell, abnutzungsfrei und – vor allem – zuverlässig sein. Besonders die letztgenannte Forderung ist hier wesentlich. Je mehr Bauelemente an dem Ablauf einer Signalverarbeitung beteiligt sind, um so höher muß die Zuverlässigkeit der einzelnen Bauelemente sein, wenn die der Gesamtanlage ausreichend sein soll.

1.3. Die Darstellung von Informationen durch digitale Signale

Daß jede Information, jede Nachricht – gleich welcher Art – durch digitale Signale dargestellt werden kann, ist die markanteste Erkenntnis der Informationstheorie. Betrachtet man zum Beispiel die Jahreszahl 1967. Diese Zahl ist doch nach ihrem Sinn eine Addition der Werte

$$\text{Tausender} + \text{Hunderter} + \text{Zehner} + \text{Einer}$$

$$1000 + 900 + 60 + 7$$

und kann auch in Potenzen geschrieben werden:

$$1 \cdot 10^3 + 9 \cdot 10^2 + 6 \cdot 10^1 + 7 \cdot 10^0 = 1967.$$

Diese Schreibweise zeigt deutlich den Aufbau unseres dezimalen Zahlensystems. Den Ziffern 0 bis 9 wird jeweils in Verbindung mit fallenden Potenzen zur Grundzahl ein bestimmtes „Gewicht“ verliehen. Wir bezeichnen dieses Gewicht mit Einer, Zehner, Hunderter usw. Alle Werte zwischen Null und Unendlich können auf diese Weise durch Aneinanderreihen entsprechender Ziffern zu Zahlen gekennzeichnet wer-

den. Unser jetziges Zahlensystem ist also zehnerwertig, das heißt dezimal oder auch dekadisch. Die zehn Ziffern 0 bis 9 einer Dekade werden durch entsprechende Zeichen gekennzeichnet, mit denen ein Digitalrechner natürlich nichts anfangen kann. Sie müssen in einer Form dargestellt werden, die für eine maschinelle Verarbeitung geeignet ist. Blicke man hier streng bei unserem dezimalen Zahlensystem, so müßte man ein Signal verwenden, dessen Betrag 100% zur Darstellung der Ziffern 0 bis 9 in zehn Stufen unterteilt ist. Im Hinblick auf die Eigenschaften der zur Verfügung stehenden Bauelemente wäre die technische Verwirklichung eines derartigen Signals zweifellos wenig sinnvoll. Die heutigen Digitalrechner, aufgebaut mit Bauelementen in digital-binärer Arbeitsweise, verlangen eine Darstellung aller Zeichen in dieser Signalform. Ein digital-binäres Signal gestattet aber nur die Kennzeichnung zweier Werte. Um die zehn Ziffern und – in datenverarbeitenden Anlagen – zusätzlich noch die 26 Buchstaben des Alphabets darstellen zu können, muß man daher auf die Kombination mehrerer digital-binärer Signale zurückgreifen. Das Umsetzen von Zeichen in die digitale Signalform wird als Codieren bezeichnet; das verwendete Umsetzschema ist ein Code.

Die Zahlen – die bislang vermittels 10 Zeichen geschrieben wurden – müssen für die Zwecke der Digitalverarbeitung mit Hilfe von nur zwei Zeichen dargestellt werden. Womit wir uns für den Rest dieses Abschnittes befassen wollen, ist also folgendes: Kann man an Stelle des Zehnersystems, das durch Aneinanderreihen von zehn möglichen Zeichen die Zahlen repräsentiert, sich schon mit zwei Zeichen in einem Zweiersystem begnügen? Kann man die Zahlen als „Wörter“ in einer Sprache schreiben, die über nur zwei Buchstaben verfügt?

Wie man die Zeichen wählt, ist unerheblich. Nehmen wir etwa □ und ■; man könnte auch irgendein anderes Zeichenpaar wählen, zum Beispiel 0 und 1 oder auch + und X. Schauen wir, welche Wörter man aus □ und ■ bilden kann. Im Bild 5 haben wir alle vierbuchstabiligen aufgeführt und sie zugleich nach einem ganz bestimmten System untereinander angeordnet. Diese Ordnung ist in gewissem Sinne alphabetisch vorgenommen (man sagt auch: lexikographisch). Zuerst kommen alle die Wörter mit □ am Anfang, dann alle die mit ■ am Anfang. Innerhalb jeder Gruppe wird dann wieder nach dem gleichen Prinzip eingeteilt: zuerst die Wörter mit □ an zweiter Stelle, dann diejenigen mit ■ an zweiter Stelle und so fort. Eine Folge ist, daß das Zeichen an vierter Stelle jedesmal wechselt, das Zeichen an dritter Stelle jedes zweite Mal, das Zeichen an zweiter Stelle jedes vierte Mal und das Zeichen an erster Stelle nur jedes achte Mal.

Es ist durchaus sinnvoll, die Zahlen von 0 bis 15 durch die Zeichenkombinationen der Figuren (Bild 5) darzustellen. So

| | | | | |
|------|------|-----------|------------|---|
| □□□□ | oder | 0 = 0 | als Potenz | $0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| □□□■ | " | L = 1 | " | $0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| □□■□ | " | LO = 2 | " | $0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| □□■■ | " | LL = 3 | " | $0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| □■□□ | " | LOO = 4 | " | $0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| □■□■ | " | LOL = 5 | " | $0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| □■■□ | " | LLO = 6 | " | $0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| □■■■ | " | LLL = 7 | " | $0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| ■□□□ | " | LOOO = 8 | " | $1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| ■□□■ | " | LOOL = 9 | " | $1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| ■□■□ | " | LOLO = 10 | " | $1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| ■□■■ | " | LOLL = 11 | " | $1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| ■■□□ | " | LLOO = 12 | " | $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| ■■□■ | " | LLOL = 13 | " | $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |
| ■■■□ | " | LLLO = 14 | " | $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ |
| ■■■■ | " | LLLL = 15 | " | $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ |

Bild 5. Beispiel der Bildung von Zahlen aus vier Zeichen

bedeutet □□□□ die Null, □□□■ die 1, □□■□ die 2 usw. □□□■ wäre beispielsweise die 8, und □■■■ würde schließlich der Fünfzehn entsprechen. Setzt man an Stelle □ einfach ein O und an Stelle von ■ einfach ein L, so schreiben sich unsere altbekannten Zahlen wie nach Bild 5 (L und O ist die genormte Darstellung binärer Werte).

Wir konnten jetzt durch eine lexikographische Darstellung einer vierstelligen Zeichenkombination die 16 Zahlenreihe 0 bis 15 darstellen. Würde man so weiter experimentieren, könnte festgestellt werden, daß für die Zahlen von 0 bis 32 eine fünfstellige Zeichenkombination erforderlich wäre. Dar-

aus ergibt sich folgende Gesetzmäßigkeit:

- von 0 bis 16 eine 4stellige Kombination
- von 0 bis 32 eine 5stellige Kombination
- von 0 bis 64 eine 6stellige Kombination.

Aus diesen Beispielen, die wir beliebig fortsetzen könnten, ersehen wir, daß jede Zahl mit 2 multipliziert die nächsthöhere Zahl in dieser Reihe ergibt. Betrachten wir die 2 als Basis für die n -stelligen Kombinationen, dann haben wir eine Potenz, bei der die Stellenzahlen die Exponenten sind:

| Potenzen | 2^6 | 2^5 | 2^4 | 2^3 | 2^2 | 2^1 | 2^0 |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Stellenwert | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |

Diese Schreibweise zeigt ebenfalls im Aufbau, daß den Zahlen 0 bis 64 jeweils in Verbindung mit fallenden Potenzen zur Grundzahl Zwei ein bestimmtes Gewicht verliehen wird. Aus der Mathematik ist nun bekannt, daß Potenzen mit gleicher Basis Potenzwerte ergeben, deren Verlauf logarithmisch ist.

Wir haben also für die Informationseinheit einen Logarithmus gewählt, der als Basis die Zahl 2 hat. Einen solchen Logarithmus nennt man binären Logarithmus (oder auch dyadischen Logarithmus) und kürzt ihn ab mit ld . Er ist mit dem dekadischen Logarithmus (abgekürzt lg), der die Zahl 10 als Basis hat, durch die Beziehung

$$ld\ n = ld\ 10\ lg\ n = 3,32\ lg\ n$$

verknüpft, denn

$$lg\ 2 = 0,301; \quad \frac{1}{0,301} = 3,32.$$

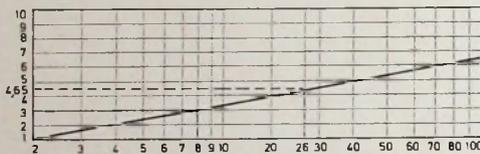


Bild 6. Der dyadische oder binäre Logarithmus

Im Bild 6 ist der binäre Logarithmus für die Zahlen 2 bis 100 grafisch dargestellt. So ist zum Beispiel der

$$ld\ 8 = 3,0$$

und der

$$ld\ 26 = 4,65.$$

Die nach dieser Beziehung bestimmte Informationsmenge wird, wie bereits im Abschnitt 1.1. erwähnt, mit der Dimension bit definiert.

Dazu noch ein Beispiel:

Wie groß ist die Informationsmenge je Symbol in bit (Bild 6)

- a) bei einem Buchstaben des lateinischen Alphabets ($n = 26$)
- b) bei einer Zahl des dekadischen Zahlensystems ($n = 10$)?

Lösung:

Die Informationsmenge h je Symbol beträgt

$$h = ld\ n\ (\text{bit});$$

- a) bei einem Buchstaben des lateinischen Alphabets

$$h = ld\ 26 = 4,65\ \text{bit},$$

- b) bei einer Zahl des dekadischen Zahlensystems

$$h = ld\ 10 = 3,3\ \text{bit}.$$

Die sogenannten „Potenzen von 2“ nehmen hier also eine Sonderstellung ein, so wie im üblichen Dezimalsystem die „Zehnerpotenzen“ zehn, hundert, tausend usw. ausgezeichnet

sind. Man kann nun aber jede Zahl als Summe von solchen Zweierpotenzen schreiben, zum Beispiel:

$$7 = 4 + 2 + 1 \text{ als Potenz } 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

$$11 = 8 + 2 + 1 \text{ als Potenz } 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

$$14 = 8 + 4 + 2 \text{ als Potenz } 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$$

$$18 = 16 + 2 \text{ als Potenz } 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$$

Daraus ergibt sich unmittelbar die Schreibweise im Zweiersystem – oder um den Fachausdruck zu gebrauchen – im „Dualsystem“:

$$7 \rightarrow L00 + L0 + L = LLL$$

$$11 \rightarrow L000 + L0 + L = L0LLL$$

$$14 \rightarrow L000 + L00 + L = L0LLO$$

$$18 \rightarrow L0000 + L0 = L00LO$$

(Fortsetzung folgt)

Ausbildung

Technikerschule Meldorf – ein neuartiger Schultyp

Im Herbst 1969 konnte in Meldorf, im Kreis Süderdithmarschen an der Westküste Schleswig-Holsteins, eine Technikerschule völlig neuen Stils eingeweiht und ihrer Bestimmung übergeben werden. Nach 1 1/2-jähriger Ausbildungszeit legen die Schüler eine staatlich anerkannte Abschlußprüfung ab und verlassen mit der Berufsbezeichnung „Staatl. gepr. Techniker für Elektrotechnik (Elektronik)“ die Schule.

Die ersten Planungsgespräche über die neue Ausbildungsstätte liegen vier Jahre zurück. Es galt, neue Berufsmöglichkeiten für die in der Landwirtschaft freiwerdenden Arbeitskräfte zu schaffen und junge Menschen zu Fachkräften auszubilden. Vor allem werden in ständig wachsendem Maße Techniker für die elektronische Datenverarbeitung, für Wartung und Bedienung elektronischer Steuer- und Meßgeräte benötigt. Das Zusammenspiel von privater und kommunaler Initiative, von Industrie und Staat führte schließlich zur Gründung eines gemeinsamen Trägervereins: „Technikerschule für Elektrotechnik (Elektronik) und Meister-Lehranstalt für Elektroberufe Süderdithmarschen e. V.“. Mitglieder sind Vertreter des Landkreises, der Gewerkschaften, der IHK, der Handwerkskammer, des Landesinnungsverbandes Elektrotechnik und der Industrie.

Die Konzeption der Technikerschule Meldorf berücksichtigt die neuesten pädagogischen und technischen Erkenntnisse. Zentrum der technischen Ausstattung ist ein Siemens-Prozessrechner vom Typ „303“ im Laboratorium für Datenverarbeitung. Daneben gibt es 6 weitere Laboratorien für elektrotechnische Grundlagen, angewandte Elektronik, Meß- und Regelungstechnik, elektrische Maschinen, Chemie und Werkstoffprüfung, Feinwerktechnik und Werkzeugmaschinen. Damit wird Facharbeitern eine praxisnahe Ausbildung zu hochqualifizierten Technikern geboten.

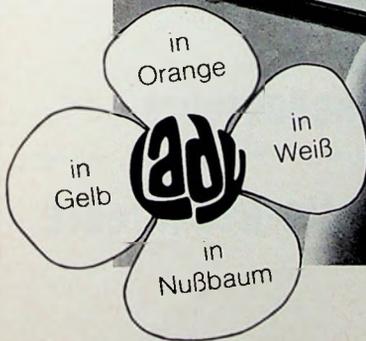
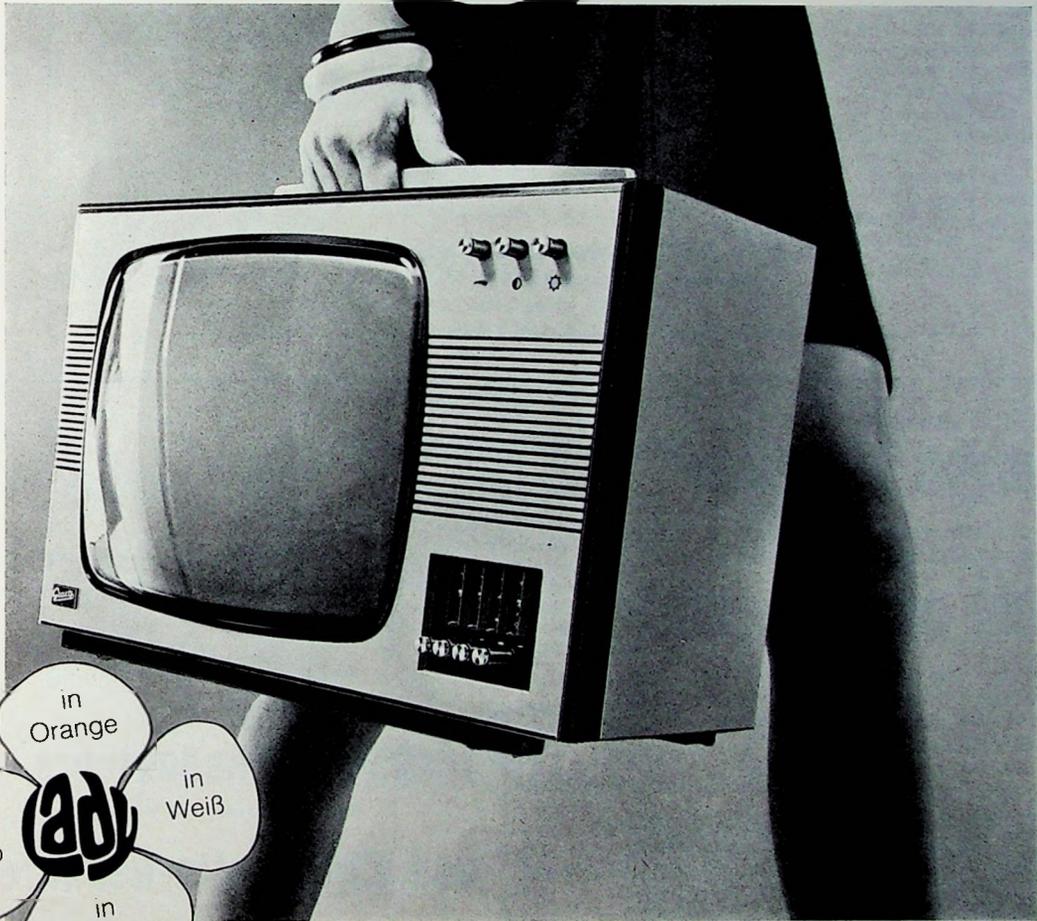
Die Ausbildung dauert drei Semester. Das Programm bietet elf Grundlagenfächer (wie zum Beispiel Mathematik, Grundlagen der Elektrotechnik, Meß- und Regelungstechnik usw.), fünf praxisnahe Anwendungsfächer (wie angewandte Elektronik, Datenverarbeitung usw.) und ein Wahlfach (Englisch). Die Unterrichtszeit beläuft sich auf insgesamt 1980 Stunden zuzüglich 120 Stunden für das Wahlfach. Neben der Techniker Ausbildung werden auch Sonderkurse für Elektronik und EDV-Anlagen durchgeführt.

Schulungsstätte Schotten des ZVEH nach Lauterbach verlegt

Ab 10. Januar 1970 findet die bisher mit großem Erfolg durchgeführte Schulung (Elektronik-Lehrgänge, Fernseh-Lehrgänge, Meister-Lehrgänge usw.) des Zentralverbandes des Deutschen Elektrohandwerks in bedeutend größerem Rahmen in der übernommenen, geräumigen Textilfachschule in Lauterbach/Oberhessen statt. Die Kreisstadt Lauterbach liegt am Nordostrand des Vogelberges, etwa 25 Minuten Autofahrtzeit von dem alten Schulort Schotten entfernt.

Da in der neuen Schule viele zweckmäßige Unterrichts- und Laborräume bereitstehen, kann der bisher immer wieder geforderte und durchgeführte theoretisch-praktische Unterricht noch intensiver gestaltet werden. Die Unterbringung der Lehrgangsteilnehmer erfolgt in guten, preiswerten Privat- und Hotelzimmern. Anfragen an: Schulungsstätte 6420 Lauterbach (frühere Textilfachschule) oder Verkehrsverein; Telefon (0 66 41) 8 04.

Die neue Graetz Lady: farbig und tragbar



Junge Leute geben im Jahr ca. 20 Milliarden aus. Aber keine müde Mark für Fernsehgeräte. Warum nicht? Wir finden, es gibt für sie nicht die richtigen Geräte.

Darum haben wir die Lady gebaut.

Weil sie in modernen Zimmern und Wohnungen stehen soll, sieht sie auch modern aus: Das Holzgehäuse gibt es in Weiß, Gelb, Orange und Nußbaum natur. Und weil nicht jeder – besonders wenn er noch jung ist – immer am selben Platz fernsehen will,

ist die Lady handlich und leicht tragbar. (Man kann überall mit ihr fernsehen, wo eine Steckdose in der Nähe ist.)

Fällt Ihnen etwas auf? Das alles sind Vorteile, die auch Leuten gefallen, die zum Farbfernseher ein echtes Zweitgerät brauchen.

Weil wir das richtige Gerät zur richtigen Zeit gebaut haben, werden Sie es auch verkaufen wollen. Dabei können wir Ihnen helfen: Durch Display-Material und eine fantastische Kalender-Idee.

Es gibt keine bessere Qualität

Führendes Handelsunternehmen im Rhein-Main-Gebiet

mit modernem Warenprüflabor sucht für den Sektor

Farb-Fernsehgeräte Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte

einen

Prüfingenieur

Gute Kenntnisse der gesamten Fernsehtechnik, Vertrautheit mit modernen Meßgeräten, Ausarbeitung neuer Prüfverfahren sowie Beurteilungsvermögen in bezug auf Qualität und Gebrauchstauglichkeit sind Voraussetzung.

Nach Einarbeitung wird eine selbständige Tätigkeit mit entsprechender Dotierung geboten. Hinzu kommen die besonderen sozialen Vorteile unseres Unternehmens.

Bewerbungen mit **handschriftlichem** Anschreiben, Werdegang, Zeugnisabschriften, Lichtbild und Angabe der Gehaltsvorstellung werden erbeten an

Tersona

Anzeigen-Agentur, 6242 Kronberg/Taunus, Postfach 193

Stichwort: „Fernsehgeräte“

Suchen

jungen Ingenieur

im Fernmeldewesen oder Technik, Funk- oder Elektronikbereich (Gauß-Schule) oder

sehr guten Techniker

mit besten Kenntnissen in HF, VHF und UHF. Vorstellung Personalbüro, 1 Berlin 52 (Reinickendorf), Kurt-Schumacher-Damm, Kaserne Napoleon, Block 8 d

BERLIN

Technisch-wissenschaftlicher
Fachliteraturverlag

sucht zur festen Anstellung

Technische Redakteure

Kenntnisse in der HF- oder Elektrotechnik erwünscht

und Wirtschafts-Redakteure

Ausführliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Gehaltsanspruch erbeten unter F. K. 8528

Unentbehrlich für Hi-Fi- und Bandgeräte

Zeitähler „Horacont“ schützt Ihre wertvollen Platten und Bänder, er sichert zeitgenauen Wechsel von Abtastsystemen und Tonköpfen. Type 550 zum nachträglichen Einbau, 25x50 mm. DM 32.-

Bausser

Kontrolluhrenfabrik
J. Bausser 7241 Empfingen · Horberg 34





Leipziger Messe

Deutsche Demokratische Republik

Man weiß, warum man nach Leipzig fährt – zweimal im Jahr.

Kaufleute, Wissenschaftler und Techniker bevorzugen den Ost-West-Handelsplatz Leipzig, weil man hier erfolgreich ist. Man schätzt das spezifische Messeklima, das von der dynamischen Entwicklung des Veranstalterlandes, der Deutschen Demokratischen Republik, und von der 800jährigen Tradition der Leipziger Messe geprägt wird.

Auch Sie könnten in Leipzig erfolgreich sein!

Leipziger Frühjahrsmesse 1970
vom 1. bis 10. März

Leipziger Herbstmesse 1970
vom 30. August bis 6. September

Messeausweise bei Reisebüros und an allen Grenzübergangsstellen der DDR erhältlich. Auskünfte: Zweigstellen des Leipziger Messeamtes, DDR – 108 Berlin, Friedrichstraße 167/168, Tel. 22 24 52, Telex: 011 423 und 6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37, Tel. 28 72 07 und 28 72 08, Telex: 411 994

Britischer Hersteller von elektronischen Steckern und Sockeln sucht

Agent / Vertreter

für die Bundesrepublik, der in der Lage ist, ein entsprechendes Lager zu unterhalten. Bevorzugt wird ein Hersteller ähnlicher Artikel. Zuschriften erbeten unter F. R. 8533

Kaufgesuche

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

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

Hans Kaminzky
8 München-Sölln
Spindlerstraße 17

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

NAGRA III, 2 NAGRA IV L, div. Stativ ARRI 16 ST PILOT neuwertig, umständehalber kurzfristig preisgünstig. Angebote unter F. Q. 8532



Achtung! Ganz neu!
Kleinanzahl-Ampere-meter
mit Voltmesser,

| Md. | Amp. ~ | Volt ~ |
|-----|--------|-------------|
| A | 5/25 | 150/300/600 |
| B | 10/50 | 150/300/600 |
| C | 30/150 | 150/300/600 |
| D | 60/300 | 150/300/600 |

nur 122,- DM + MW,
mit eingeb. Ohmmesser
(300 Ω) 168,50 DM + MW
Elektro-KG - Abt. B 75
6 Ffm. 50, A. E. Schlag 22

Prospekt
FT 12 gratis.

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen



Trotz Mehrwertsteuer aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, Sonderposten, fabrikneu und aus Retouren Koffermaschinen, Saldiermaschinen, Rechenautomaten, Buchungsmaschinen. Versäumen Sie nie, auch unser Angebot einzuholen.



Fordern Sie Spezial-Katalog II/907

NÖTHEL AG Deutschlands großes
Büromaschinenhaus

34 Göttingen · Markt 1 · Postfach 601
Telefon 6 20 08, Fernschreiber Nr. 096 - 893

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



| | |
|------------------------|----------------------|
| AA 117 | DM - ,55 |
| AC 187/188 K | DM 3,45 |
| AC 192 | DM 1,20 |
| AD 133 IIII | DM 6,95 |
| AD 148 | DM 3,95 |
| AF 239 | DM 3,80 |
| BA 170 | DM - ,60 |
| BAY 17 | DM - ,75 |
| BC 107 | DM 1,20 10/DM 1,10 |
| BC 108 | DM 1,10 10/DM 1, - |
| BC 109 | DM 1,20 10/DM 1,10 |
| BC 170 | DM 1,05 10/DM - ,95 |
| BF 224 | DM 1,75 10/DM 1,65 |
| BRY 39 | DM 5,20 10/DM 4,80 |
| ZG 2,7 ZG 33 | je DM 2,20 |
| 1 N 4148 | DM - ,85 10/DM - ,75 |
| 2 N 708 | DM 2,10 10/DM 1,95 |
| 2 N 2219 A | DM 3,50 10/DM 3,30 |
| 2 N 3055 | DM 7,25 10/DM 6,89 |

Alle Preise incl. MWST.
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

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

Engel-Löter — auf dem neuesten Stand der Löttechnik



- formschön
- blitzschnell
- selbstleuchtend

Fordern Sie bitte unsere Liste 163 an!



Engel GmbH Elektrotechnische Fabrik

6200 Wiesbaden-Schierstein Rheingaustraße 34—36
Telefon: 6 08 21, FS: 4186860

Schenken Sie 3-fach Freude



Ihrer Familie eine Heim-Orgel, Ihren Freunden Orgelmusik, sich selbst das faszinierende Hobby, ein Meister im Orgelbau zu sein. Einfach, schnell, preiswert. 60-seitigen Farbkatalog gratis anfordern.

Dr. Böhm bietet Ihnen mehr fürs Geld.

Wertbon An Dr. Böhm, D 405 Minden,
Postfach 228/480

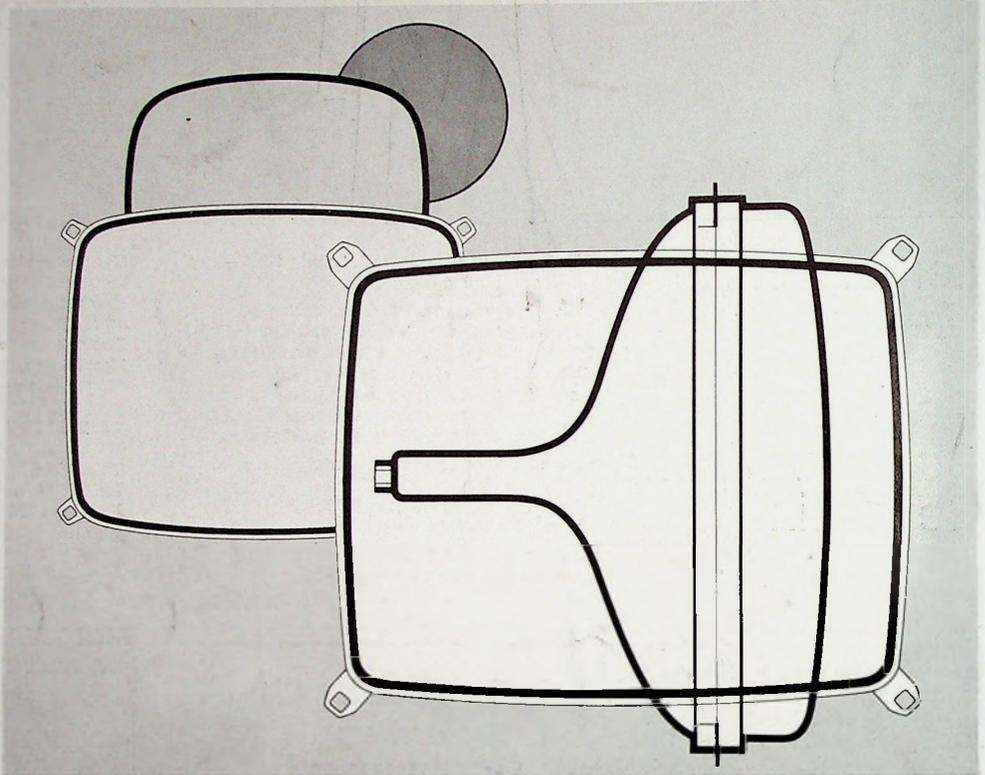
Ich erbitte wertvollen Gratiskatalog (kein
Vertragsbeleg).

Name:
Anschrift:



VALVO

Bauelemente für die gesamte Elektronik



Die VALVO-Schwarzweiß-Bildröhren erreichen durch konsequente Weiterentwicklung ihren höchsten technischen Stand in den modernen Erstbestückungstypen:

A 31 - 120 W

A 44 - 120 W

A 50 - 120 W

A 61 - 120 W

Ihre besonderen Kennzeichen sind:

geringe Bautiefe

flacher und rechteckiger Bildschirm

schuttscheibenlose Ausführung

einfache Montage durch Haltewinkel

geeignet für Durchstecktechnik



VALVO GmbH Hamburg

10020

H.-Thalmann-Str. 56

0161/6900