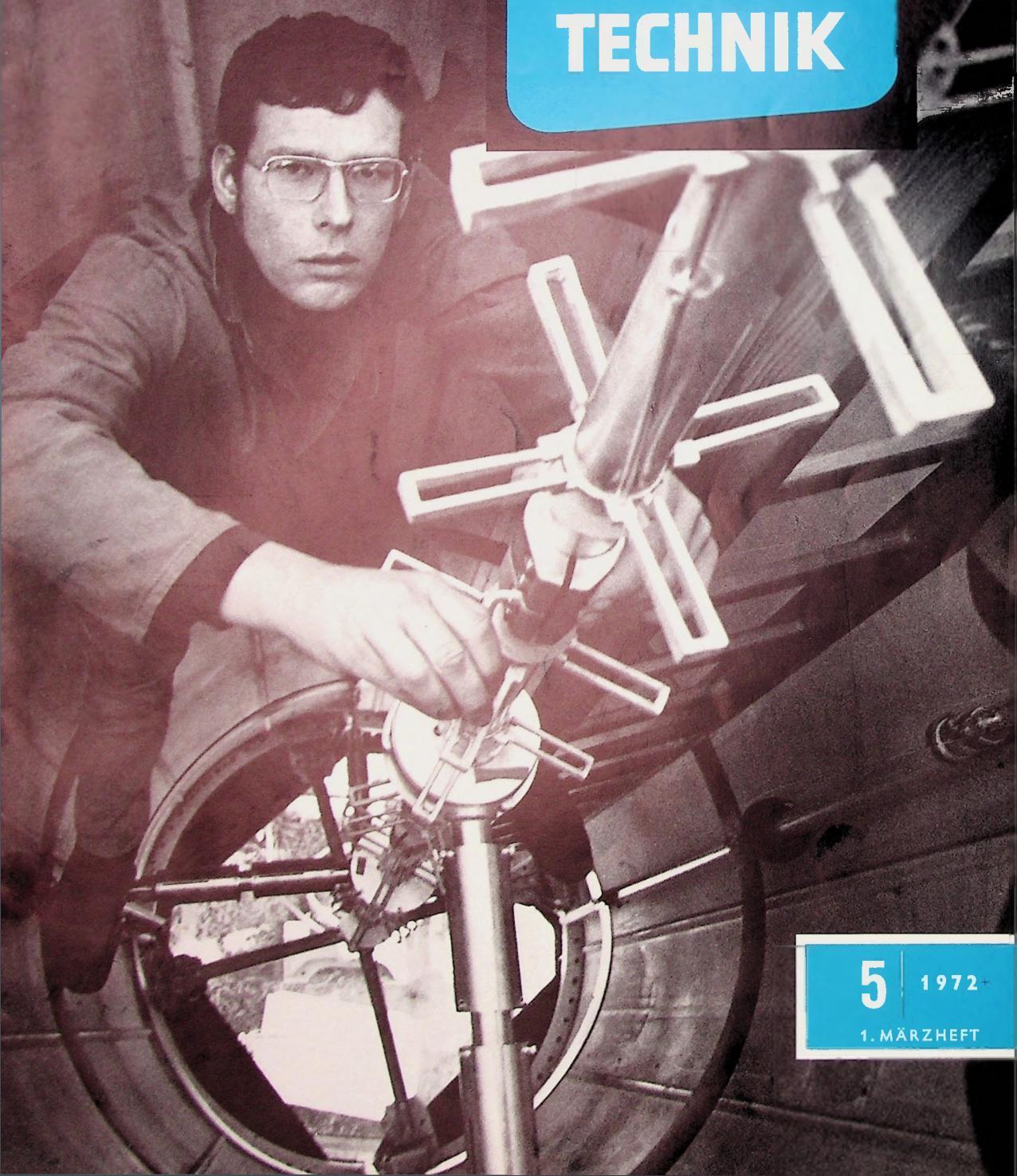


A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK



5

1972

1. MÄRZHEFT

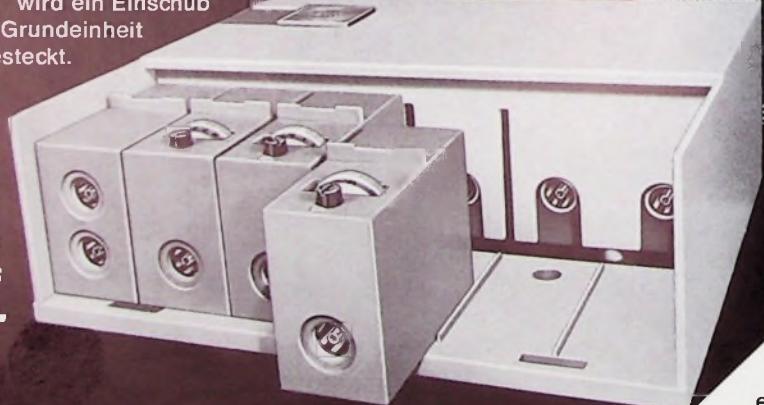
VE-SELECTA

abstimmbare Antennenverstärker im Baukastenprinzip

einstellbar

Für jeden empfangenen FS-Kanal wird ein Einschub in die Grundeinheit eingesteckt.

Somit bezahlen Sie nie mehr technischen Aufwand als Sie benötigen.



6 VE-Einschübe kann die Grund-
einheit aufnehmen. Genug um heute alle Fernseh-
Programme zu empfangen – und die von morgen auch.

Über

VE-SELECTA gibt's auch
einen Prospekt.

Fordern Sie ihn an.

WILHELM SIHN JR. KG.
7532 Nierern-Pforzheim
Postfach 89

Name: _____

Adresse: _____

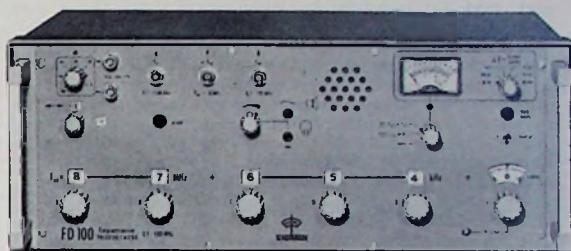
Branche: _____

**VE-SELECTA der Traumverstärker
für den Antennenbau**

gelesen · gehört · gesehen	148
Wirtschaft	
Telefunken: Verhaltener Optimismus für 1972	149
FT meldet	150
Letzte Apollo-Projekte 1972	151
Elektronische Taschenrechner – immer kleiner, immer billiger	152
Kommerzielle Funktechnik	
Neue Fernseh-Sendeantenne für den UHF-Bereich 470...790 MHz	153
Netzwerke	
Aktive Tiefpässe mit dem Zweifach-Filterverstärker TCA 250	155
Mikrowellen-Halbleiterbauelemente	158
Rundfunk	
Uhrenradio „pro RC 11 electronic H“	159
Taschenempfänger „olympia-partner“	160
Steuerungs- und Regelungstechnik	
Elektronische Regler und ihre Anwendungen	161
Personliches	165
Technik von morgen	
Laser-Nachrichtenübertragung durch die Atmosphäre	166
Meßtechnik	
Wobbel sender „369“ mit Eichmarkengeber	167
Service-Technik	
Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern ..	171
Für Werkstatt und Labor	172
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Elektronischer Abblendschalter	173
Ausbildung	
Der Weg zur Fachhochschule	174
Demonstrationsmodell für den Informatik-Unterricht ..	174
Für den jungen Techniker	
Der Multivibrator in Theorie und Praxis	175
Neue Druckschriften	178
Unser Titelbild: Neuentwickelte Fernseh-Sendeantenne aus Drehkreuzstrahlern für den UHF-Bereich auf dem Prüfstand des Antennen-Versuchsgeländes von AEG-Telefunken in Berlin-Lichtenfelde (s. a. Seite 153–154). Aufnahme: AEG-Telefunken	
Aufnahmen: Verfasser. Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser	

Dekadischer Service- Frequenzmesser

- Vielseitig einsetzbar als Frequenz-Eichnormal und Generator für Labor und Außendienst
- Hohe Treffsicherheit und Stabilität
- Geringes Gewicht, niedriger Leistungsbedarf
- Leichte Bedienbarkeit, günstiger Preis



FD 100

Ein Erzeugnis der Schomandl KG



Wichtige Anwendungsgebiete sind: Messen und Abstimmen von Quarzoszillatoren, Quarzfiltern, Telemetriegeräten; Eichen von Sendern und Empfängern, Senderfernmessung, Frequenzkonstanten-Registrierung. Der FD 100 eignet sich auch als Frequenz-Eichnormal für Quarzoszillatoren und Selektivrufeinrichtungen beim Sprechfunkgeräte-Service. Geringes Gewicht (10 kg) und niedriger Leistungsbedarf (4,5 VA) sind weitere Vorteile für den Außendienst.

Der große Grundfrequenzbereich bis 105 MHz (Harmonische bis 1000 MHz) ist in 1-kHz-Schritten quarzgenau rastbar und auf ± 20 Hz feineinstellbar, mit Zusatzzählern auf ± 1 Hz (Quarzfehler 5·10⁻⁸/Monat). Analog-Anzeige der Differenz-Frequenz am direktzeigenden Frequenzmesser mit sechs Bereichen (30/300 Hz/1/3/10/30 kHz Vollausschlag). Linearer 3-V-Analogausgang für Registrierzwecke und Breitbandausgang 2 Hz...30 kHz. Akustische Anzeige durch Lautsprecher oder Kopfhörer. Der Frequenzmesser dient auch zur Mittenfrequenz-Messung von FM-Signalen und zur Harmonischen-Bestimmung.

Natürlich lässt sich der FD 100 auch als Generator einsetzen. (EMK 200 mV im Grundbereich, 20 mV bei 1000 MHz.)

Zum schnellen Nacheichen des Quarznormals dient der Frequenzvergleichsmeßpfeifer EF 151 k

mit Ferritantenne AF 151 k. Die Eichung erfolgt durch Frequenz- und Phasenvergleich des 100-kHz-Quarzfrequenzausgangs mit der Standardfrequenz 151 kHz des Deutschlandfunks (5·10⁻¹¹).



ROHDE & SCHWARZ

1000 Berlin 10	Ernst-Reuter-Platz 10	Tel. (0311) 3414036
2000 Hamburg 50	Große Bergstraße 213	Tel. (0411) 381466
5000 Köln 1	Sedanstraße 13-17	Tel. (0221) *7722-1
7500 Karlsruhe	Kriegsstraße 39	Tel. (0721) 23977
8000 München 2	Dachauer Straße 109	Tel. (0811) 521041

Fernseh- und Stereo-Unterhaltung im Reisebus

Blaupunkt stellte auf dem Genfer Nutzfahrzeug-Salon das Versuchsmodell einer Allround-Unterhaltungsanlage für Reisebusse vor. Der Bus ist ausgestattet mit einer Stereo-Rundfunkanlage „München 20“, die aus einem Stereo-Rundfunkempfänger und einem Stereo-Cassetten-gerät besteht. Diese Anlage leistet 2×15 W und bietet darum auch bei starken Fahrtgeräuschen viel Schallreserve. Das Besondere an der Gesamtanlage sind ein VCR-Bildbandgerät für Bild- und Tonwiedergabe sowie ein Fernseh-Portable „Scout 6000“. Damit kann den Reisenden jederzeit während der Fahrt ein gespeichertes Programm auf den Bildschirm geboten werden.

Neue Shure-Systeme mit hoher Abtastfähigkeit

Mit den Modellen „M91ED“ (elliptischer Abtaststift) und „M91GD“ (sphärischer Abtaststift) stellt Shure zwei neue Magnetsysteme vor. Die verbesserte Abtastfähigkeit gegenüber der „M75 Typ 2“-Serie wurde durch Verringerung der dynamischen Masse erreicht. Das präzise geschliffene Diamantstäbchen ist zur Herabsetzung der dynamischen Masse ohne Metallummantelung direkt auf dem Nadelträger befestigt. Mit den neuen Nadeleinschüben „N91ED“ und „N91GD“ ist außerdem eine technische Verbesserung der übrigen Shure-Tonabnehmer aus der Serie „M91“ möglich. Die ausschließlich für Dual hergestellten Systeme „DM101MG“ und „DM103ME“ sind mit den neuen Modellen technisch identisch und sowohl bezüglich des Systemkörpers als auch des Nadeleinschubs austauschbar.

„Spectra“- und „Prestige“-Fernsehgeräte mit 8 Programmtasten

Die „Spectra“- und „Prestige“-Farb- und -Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte von Nordmende werden jetzt mit dem neuen 8-Tasten-Programm-System geliefert, das den Empfang von bis zu 8 Programmen ermöglicht.

Neue Autoempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Bemerkungen
Grundig Weltklang 2002	ML	5	
Weltklang 3012	UML	5	automat. UKW-Scharfabstimmung
Weltklang 2502	UM	5	5 Stationstasten (3×U, 2×M)

Telefonadapter „244 LS“

Nach wichtigen Telefongesprächen stellt man oft fest, daß wesentliche Einzelheiten nicht oder nur unvollständig festgehalten wurden. Mit Hilfe des Telefonadapters „244 LS“ von Grundig läßt sich das Gespräch auf ein Diktiergerät übertragen. Der Anschlußstecker paßt für alle Grundig-, Steinentoren- und in die Telefonbuchse verschiedener Tonbandgeräte. Die Verbindung mit dem Telefon muß durch einen Beauftragten der Post erfolgen, die eine geringe monatliche Gebühr für den Betrieb des Adapters erhebt.

Wählautomat „Prestophon“

Mit dem neuen Wählautomaten „Prestophon“ von Zettler kann man bis zu 20 häufig benötigte Rufnummern erreichen, ohne die Wahlscheibe Ziffer für Ziffer drehen zu müssen. Die Einsatzmöglichkeiten sind praktisch unbegrenzt, da bis zu 21 Ziffern je Rufnummer eingespeichert werden können. Zum Einspeichern einer neuen Rufnummer genügt es, aus einer vorgestanzten Kunststoffscheibe bestimmte Zahne herauszubrechen.

Neue Fernsehempfänger

Firma und Typ	Stand	Art des Gerätes	Bildröhren-Diagonale cm
Schwarz-Weiß-Empfänger			
Philips			
Fernseh-Philitina		X	23
Fernseh-Phileta Luxus		X	31
Raffael Sport Luxus		X	51
Telefunken			
FE 200 SE	X		61
Nordmende			
Colonel		X	51
Hanseat		X	61
Ambassador		X	61
Falstaff		X	61
Eminenz		X	61
Präsident		X	61
Cabinet	X		61
Farbempfänger			
Nordmende			
color 2270	X		66 (90°)
color 6940	X		66 (90°)
color 6865	X		67 (110°)
color 6845s	X		67 (90°)
Telefunken			
PALcolor 720 SE	X		66 (90°)
PALcolor 740 SE	X		66 (90°)
PALcolor 742 SE	X		66 (110°)

Neue Rundfunk-Kofferempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	eingebautes Netzteil	Abmessungen (B×H×T) cm	Gewicht kg	Bemerkungen
Grundig C 3000 Automatic	UKML	1,2 (3)	X	33 × 17 × 8	3,4	K = 19...51 m; eingebauter Cassettenrecorder
Loewe Opta Bella	UKM (UML)	0,5	X	21,7 × 13,5 × 5,3	1,2	1 IS
Nordmende Fan + recorder	UM	0,8	X	30 × 18 × 8,5		eingebauter Cassettenrecorder
Ascot	UM	0,4		16 × 9,5 × 5,5	0,5	
Windsor n	UM	0,5	X	19 × 15 × 5,5	0,7	
Transita-royal	UKML	2	X	30 × 17,5 × 8		
Galaxy-mesa 2200	UKML	4	X	35 × 19 × 8		1 IS; K = 19...49 m;
Galaxy-mesa 4400	U3KML	4	X	35 × 19 × 8		1 Keramik-ZF-Filiter
Galaxy-mesa 6600	U6KML	8	X	40 × 19,5 × 7,5		1 IS; K = 19 m, 49 m, 16...41 m
Galaxy-mesa 9000 st	U14KML	2×4	X	49 × 27 × 12		1 IS; K = 16 m, 19 m, 25 m, 31 m, 41 m, 49 m
Telefunken olympia-partner	M	0,2		5 × 13 × 2,9	0,18	2 IS; K = 10 m, 11 m, 15 m, 16 m, 19 m, 20 m, 25 m, 31 m, 40 m, 49 m, 80 m, 16...25 m, 25...65 m, 65...190 m; KW-Lupe; BFO; Produktdetektor

Telefunken: Verhaltener Optimismus für 1972

Die Prognose der Nachfrageentwicklung zeigt, daß der Markt der Unterhaltungselektronik bis 1980 wertmäßig um voraussichtlich 6 bis 6,5 % jährlich wachsen wird. Am Wachstum des gesamten Marktes werden Farbfernsehempfänger den entscheidenden Anteil haben bei gleichzeitig drastischer Schrumpfung des Geschäfts mit Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten. Gleichzeitig hat sich auch ganz klar gezeigt, daß im Bereich der audiovisuellen Technik die euphoristischen Pläne mit Sicherheit noch nicht in Erfüllung gehen. Der AV-Markt wird im Heimbereich erst dann eine eigene Wachstumsdynamik entwickeln, wenn eine hohe Marktstättigung mit Farbfernsehempfängern erreicht ist. So etwa umriß Oskar Schmidt, Sprecher des Vorstands der *Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH*, kurz die Zukunft aus *Telefunken*-Sicht.

Als Folge der zunehmenden Strukturänderungen des Angebots in den unteren und mittleren Preisklassen durch die stark wachsenden Handelsimporte muß man in diesem Bereich mit einer beträchtlichen Verschärfung des Wettbewerbs rechnen. Dieser Trend zwingt die inländischen Hersteller, ihr Angebot in diesen Gerätetypen aus Importen zu decken, weil die Inlandsproduktion wegen der Kostensteigerung nicht mehr konkurrenzfähig ist.

Vorstandsmitglied Bernhard Husmann betonte, daß die Einschätzung der voraussichtlichen konjunkturellen Entwicklung nicht mehr genüge, sondern daß man auch jene Trends und Tendenzen einzubeziehen habe, die einen strukturellen Wandel des Marktes in einzelnen Teilbereichen erkennen lassen. Die vorjährige Marktentwicklung ist durch den Anstieg des privaten Gesamtkonsums um 11 % von etwa 371 Mrd. DM im Jahre 1970 auf 412 Mrd. D-Mark im Jahre 1971 gekennzeichnet. Um die gleiche Zuwachsrate erhöhte sich auch das Inlandsmarktvolumen der Unterhaltungselektronik (von 3,3 Mrd. DM auf 3,6 Mrd. D-Mark). Diese Zahlen beziehen sich nur auf das *Telefunken*-Geräteprogramm, enthalten also nicht Autosuper, Zubehör und Schallplatten.

Eine Analyse des Marktbildes zeigt, daß der Umsatzzuwachs vornehmlich vom Farbfernsehgerätegeschäft getragen worden ist, das 1971 gegenüber dem Vorjahr stückzahlmäßig um 37 % anstieg. Ohne diesen Zuwachs wäre günstigstenfalls eine Stagnation erreicht worden. Ende 1971 ist die kritische Phase der Markteinführung bei Farbfernsehgeräten zu Ende gegangen.

Der Absatz von Rundfunkgeräten hat sich 1971 in den Grenzen der Vorausschätzung entwickelt. Der Sektor Phonogeräte hingegen mußte stückzahlmäßig 11 % Rückgang hinnehmen. Bei Tonbandgeräten ist der Trend weiterhin positiv (stückzahlmäßig + 16 %).

Bei der Analyse der Importentwicklung muß deutlich unterschieden werden zwischen Handelsimporten und Eigen-importen, also der Einfuhr von Erzeugnissen ausländischer Hersteller und der Einfuhr von Produkten, die deutsche Unternehmen entweder in ihren ausländischen Fabriken fertigen oder bei ausländischen Firmen nach eigenen Spezifikationen und Entwicklungen herstellen lassen. Beide Importe sind hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf den Markt durchaus unterschiedlich zu bewerten. Während die Handelsimporte 1971 keinen größeren Anteil am Gesamt-inlandsmarkt erreichen konnten, haben die Eigenimporte gerade 1971 absolut und prozentual sichtbar zugenommen; sie machen über die Hälfte der Gesamtimporte unserer Branche aus. Die Stagnation der Handelsimporte ist aber gewiß nicht von Dauer. Es sind deutliche Anzeichen dafür zu erkennen, daß die japanischen Konkurrenten dabei sind, ihre Exportstrategie zu überdenken.

Das Jahr 1972 hat schon in den ersten Wochen erkennen lassen, daß es an Bewegung und Dynamik nicht fehlen wird. Insgesamt gesehen rechnet *Telefunken* damit, daß sich ihr Markt in diesem Jahr nicht stärker als 1971 vergrößern wird. Man hofft, daß die zu erwartende Steigerung parallel zum Wachstum des privaten Verbrauchs verlaufen wird. Die Erwartungen für das Geschäft 1972 sind im Sinne des erreichten Gleichgewichts zwischen Angebot und Nachfrage und angesichts der Marktposition des Unternehmens verhalten optimistisch. Mit neuen, zukunftsbezogenen Vertriebskonzeptionen tritt *Telefunken* zum Wettbewerb an.

-th

PHILIPS

Wissen und Information durch
Philips Fachbücher
... aus der Praxis ... für die Praxis

Hierauf mußten Sie leider sehr lange warten:



W. Th. H. Hetterscheid

Selektive

Transistorverstärker

Band II, Entwicklung und Konstruktion

seit 15. Februar 1972
im Buchhandel

Aus dem Inhalt:

Konstruktionsvorschrift für ZF-Verstärker • Streuungen, Toleranzen und Schwankungen bei der Konstruktion von ZF-Verstärkern • Transistor-Parameter • Theorie der Konstruktion von ZF-Verstärkern (Übersicht) • Neutralisation • Automatische Verstärkungsregelung transistorbestückter ZF-Verstärker • Praktische Methode zur Konstruktion von ZF-Verstärkern • Beispiele für die Konstruktion von Verstärkern • Beispiele der Verstärkerkonstruktion hinsichtlich Abweichungen von nominellen Bedingungen • Beispiele für die Einbeziehung von Streuungen in die Verstärkerkonstruktion • Einflüsse von Streuungen der Transistor-Leitwert-Parameter • Schrittweise Methode für die Konstruktion von ZF-Verstärkern • Konstruktionstafeln

XVII, 315 Seiten, 235 Abb., davon 78 zwiefarbig, Gr.-8°, 1972
Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 39,—

nach wie vor lieferbar:

Band I, Grundlagen

XXII, 330 Seiten, 189 Abb., Gr.-8°, 1965

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 44,50

Ausführliche Inhaltsangaben und Besprechungen dieser
und mehr als 100 anderer Bücher finden Sie in dem
neuen, 56 Seiten starken

Katalog Philips Fachbücher 1972
den Sie per Postkarte anfordern können

Philips Fachbücher
sind nur im Buchhandel erhältlich



Deutsche Philips GmbH
Verlags-Abteilung
2 Hamburg 1 · Postfach 1093



Zusammenarbeit Siemens - CII in der Datenverarbeitung

Zur Förderung der europäischen Datenverarbeitung haben die *Siemens AG* (Deutschland) und die *Compagnie Internationale pour l'Informatique CII* (Frankreich) eine wichtige Grundsatzvereinbarung getroffen. Diese Vereinbarung sieht eine Zusammenarbeit im Bereich der Datenverarbeitung mit dem Grundsatz der Gleichberechtigung unter Aufrechterhaltung der gesellschaftlichen Unabhängigkeit der beiden Firmen vor. Ferner ist eine gemeinsame Produktpolitik für die Festlegung einer gemeinsamen neuen Produktlinie geplant, und die Vertriebsaktivitäten der beiden Partner sollen durch Bildung geeigneter gemeinsamer Organisationen koordiniert werden. Rechner und Geräte für militärische und andere spezielle Anwendungen sind von der Abmachung nicht betroffen. Vereinbarungen, die vorher mit anderen Gesellschaften auf dem Gebiet der Datenverarbeitung getroffen wurden, bleiben unberührt. Die beiden Gesellschaften betrachten dieses Abkommen als Teil einer umfassenderen Vereinbarung, die in naher Zukunft *N. V. Philips* einschließen wird.

NCR und CDC geben Zusammenarbeit bekannt

NCR und *CDC - Control Data Corporation* gaben vor kurzem in New York ein Programm für die Zusammenarbeit auf dem Sektor EDV-Entwicklung und -Fertigung bekannt. Beide Gesellschaften werden ihr EDV-Entwicklungsprogramm koordinieren mit dem Ziel, eine weitgehende Kompatibilität ihrer Datenverarbeitungssysteme zu gewährleisten. Durch diese Zusammenarbeit sollen die Aktivitäten beider Gesellschaften auf dem EDV-Sektor intensiviert und in sinnvoller Weise ergänzt werden.

Philips Electrologica Düsseldorf zieht um

Die *Philips Electrologica GmbH*, Düsseldorf, bezieht zur Zeit ein neues Büro-Hochhaus am Kennedydamm in Düsseldorf. Der Umzug wird Mitte März abgeschlossen sein. Die neue Adresse lautet: *Philips Electrologica GmbH*, 4 Düsseldorf 1, Schwannstraße 3, Postfach 6328. Das Rechenzentrum des Unternehmens bleibt in der Münsterstraße 330. In diesem Hause sind jetzt auch die Mitarbeiter des Verkaufsgebietes West, Geschäftsbereich Computer-Systeme, zu erreichen.

Neue Firmengruppe für Akustik

Das Programm einer neuen Firmengruppe für Akustik, der *all-akustik Vertriebs-GmbH & Co. KG*, Hannover, umfaßt Hi-Fi-Boxen in Kompakt-, Regal- und Wandauführung mit bis zu vier Lautsprechern in Zweiweg- oder Dreieckschaltung mit 4 oder 8 Ohm Impedanz. Ferner stehen Zusatz- und Kleinlautsprecher, Spezialkombinationen mit Präsenzregelung sowie Einheiten für den Ela-Bedarf, für Diskotheken, Schausteller und Orchesterelektronik zur Verfügung.

Eurosat gegründet

Ende Januar 1972 haben 55 Firmen der Raumfahrt und der Elektronik sowie Banken aus neun europäischen Ländern die *Eurosat S. A.* mit Sitz in Genf und einem Aktienkapital von 35 Mill. sfr gegründet. Die Gründungsversammlung hat Professor Dr. Werner Nestel zum Präsidenten des Verwaltungsrates und Charles Christofini zum Delegierten mit der Funktion eines Generaldirektors gewählt. Die Wahl von Prof. Dr.-Ing. Dr. E. h. Werner Nestel (67), der bis Ende 1970 Vorstandsmitglied von *AEG-Telefunken* war, zum Präsidenten des Verwaltungsrates ist gleichzeitig eine Anerkennung für die von *AEG-Telefunken* geleistete Arbeit auf dem Gebiet der Raumfahrttechnik.

Geschäftsbericht 1970 des Bayerischen Rundfunks

Der Bayerische Rundfunk veröffentlichte jetzt seinen Geschäftsbericht für 1970 mit Übersichten über Struktur, Arbeit, Finanzen, Programme, Personal, Technik und Hörerversorgung sowie mit einer Chronik des BR. Wie aus dem Bericht hervorgeht, ist innerhalb des BR-Sendegebietes die Sättigung mit Rundfunk- und Fernsehempfängern in Franken am höchsten und in Oberbayern am geringsten.

IBM Deutschland mit 3,623 Mrd. DM Umsatz

Die *IBM Deutschland GmbH*, Stuttgart, schloß das Geschäftsjahr 1971 mit einem Umsatz von 3,623 Mrd. DM ab. (1970: 3,067 Mrd. DM). Die Steigerung gegenüber dem Vorjahr beträgt damit 0,556 Mrd. DM oder 18,1 %. In der Summe von 3,6 Mrd. DM sind 1,056 Mrd. DM (1970: 802 Mill. D-Mark) Umsätze mit ausländischen IBM-Gesellschaften enthalten. Im Geschäftsjahr 1970 war ein Zuwachs von 19,7 % erreicht worden. Der Vorsitzende der Geschäftsleitung der *IBM Deutschland*, W. A. Bösenberg, bezeichnete das Ergebnis trotz geringerer Zuwachsrate gegenüber 1970 als gut. Die Umsatzsteigerung ist im Bereich der elektronischen Datenverarbeitung vom Auftrageingang der Vorjahre teilweise mitbestimmt. Die Gewinnerwartungen wurden erfüllt.

ITT für 1972 optimistisch

Trotz schleppender Erholung der US-Wirtschaft und Konjunkturabflachung in Europa erreichte die *International Telephone and Telegraph Corporation (ITT)* nach den vorläufigen Abschlußzahlen im Jahre 1971 erstmals mehr als 7 Mrd. Dollar Umsatz. Davon entfallen über 35 % auf Europa. Seit 1959 sind die ITT-Erträge jeweils durchschnittlich um 11,6 % je Jahr gewachsen. ITT-Präsident Harold S. Geneen erklärte, daß alle Voraussetzungen für eine günstige Entwicklung der Wirtschaft in den USA gegeben seien, so daß 1972 ein wesentlich besseres Jahr werden dürfte als 1971. Er sieht auch für die europäische Wirtschaft gute Wachstumschancen.

NCR Deutschland ernannte neue Prokuristen

Bei der Aufsichtsratssitzung der *NCR Deutschland* am 28.1.1972 wurden Kurt Funk, Direktor Vertrieb Inland, Herbert Pietzner, Direktor Technischer Kundendienst, sowie Karl-Heinz Preuss, Fabrikdirektor Werk Berlin, zu Prokuristen ernannt.

Internationale Fachmesse für Abfallbeseitigung, Lärmschutz und Lufthygiene

Als wissenschaftlich-technisches Leithema mit dem Titel „Gesunde Umwelt durch Forschung und Technik“ wird die Internationale Fachmesse für Abfallbeseitigung, Lärmschutz und Lufthygiene, die vom 12. bis 18. Juni 1972 in Berlin durchgeführt werden sollte, in die Deutsche Industrieausstellung Berlin 1972 findet vom 15. bis 24. September auf dem Berliner Messegelände am Funkturm statt.

9. Tonmeistertagung

Vom 26. bis 29. Oktober 1972 wird die 9. Tonmeistertagung im Kölner Funkhaus am Wallrafplatz stattfinden. Veranstalter und Träger sind der Westdeutsche Rundfunk und der Verband Deutscher Tonmeister und Toningenieure e. V. In Gemeinschaft mit der Nordwestdeutschen Musikakademie – Staatliche Hochschule für Musik und Darstellende Kunst Berlin. Die Referate, Podiumsgespräche und Diskussionen werden sich wie bei den vorangegangenen Tagungen mit der Praxis der Tonaufnahme, den künstlerischen und psychologischen Problemen und den neuesten Erkenntnissen der wissenschaftlichen Forschung auf diesem Gebiet befassen. Erstmals werden auch die Hersteller elektroakustischer Studiogeräte Gelegenheit haben, ihre Erzeugnisse auszustellen und insbesondere über ihre Neuentwicklungen zu berichten.

Hi-Fi- und Farbfernseh-Schulungskurse bei Wega

Wie im vergangenen Jahr, so führt die *Wega-Radio GmbH* auch 1972 3-Tage-Schulungskurse für Radio- und Fernsehmeister beziehungsweise -techniker durch. Diese Kurse, die auf die neueste Technik der *Wega-Hi-Fi*- und -Farbfernsehgeräte ausgerichtet sind, werden vom 13.–15. März, 10.–12. April, 15.–17. Mai und 19.–21. Juni 1972 durchgeführt. Anfragen von Interessenten und Anmeldungen sind an die Verkaufsabteilung der *Wega-Radio GmbH*, 7012 Fellbach, zu richten.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

Letzte Apollo-Projekte 1972

Zu den wichtigen Projekten der NASA gehören im Jahre 1972 die letzten beiden Apollo-Flüge zum Mond. Der Start von Apollo 16 soll voraussichtlich am 16. April stattfinden. Dieses Projekt wird zwölf Tage dauern und, wie man hofft, neue wissenschaftliche Beobachtungen ermöglichen. Im Dezember 1972 schließt dann Apollo 17 die Reihe der Mondflüge ab. Für dieses Projekt liegen bis heute noch keine verbindlichen Angaben über die gesamte Flugdauer, über den Landeplatz und die wissenschaftlichen Aufgaben fest.

Apollo 16 soll in der Nähe des Mondkraters Descartes landen, in einem bergischen Hochland mit Erhebungen von mehr als 3000 m. Die Koordinaten für diesen Landeplatz werden mit 9° Ost und 15° Süd angegeben. Auch bei dieser Mond-Expedition ist die Mitnahme von Gesteins- und Bodenproben vorgesehen. Dadurch beabsichtigt man, der Wissenschaft zu helfen, wenigstens einen Teil der zahllosen Fragen nach der Herkunft des Erdtrabanten und der Entwicklung unseres Sonnensystems zu klären. Das Descartes-Gebiet bietet dafür neue Aspekte. Dort hofft man nämlich, zum erstenmal Material vulkanischen Ursprungs zu finden. Es würde die Proben aus dem Meer der Ruhe (Apollo 11), dem Meer der Stürme (Apollo 12) und aus dem Fra-Mauro-Bergland (Apollo 14) sowie der Hadley-Apennin-Region gut ergänzen. Im Zusammenhang damit ist es interessant, daß etwa Mitte 1971 auch die Sowjetunion Wissenschaftlern der NASA drei Gramm Analysenmaterial in Form von Staub aus dem Meer der Fruchtbarkeit zur Verfügung stellte, und zwar im Austausch gegen je drei Gramm Bodenproben aus den Landgebieten von Apollo 11 und Apollo 12. Schon im September 1970 landete die unbemannte Sonde Luna 16 in dieser Ebene am Nordostrand des Mondes und brachte 1200 Gramm Material zur Erde zurück. Nach bisherigen Untersuchungen der Abteilung Geo- und Mondphysik in Houston entspricht die chemische Zusammensetzung dieser Bodenproben weitgehend der des Materials aus dem Meer der Stürme. Sie unterscheidet sich jedoch wesentlich von den Proben aus dem Meer der Ruhe, das dem Meer der Fruchtbarkeit sehr viel näher liegt.

Man schätzt das Alter der Mondgebirge auf nahezu 4,5 Milliarden Jahre. Die kommenden Apollo-Expeditionen könnten manches dazu beitragen, diese Theorie zu stützen oder zu widerlegen. Die Apollo-16-Mannschaft wird auch Instrumente für astronomische Beobachtungen aufbauen. Himmelskörper und interstellare Wolken tief im Universum sollen damit unbeeinträchtigt von Dunst- oder Atmosphärenstörungen fotografiert werden. Man erwartet von der wissenschaftlichen Auswertung der zur Erde zurückgebrachten belichteten Filme neue Erkenntnisse. Ferner sollen von den Apollo-16-Astronauten Quellen von Ultravioletstrahlungen im Raum vom Mond aus mit einer Spezialkamera erfaßt werden. Dieses Experiment im Bereich der Wellenlängen von 500 bis 1400 Angström kann sehr ausschlußreich sein. Bisher wurden etwa 10 000 Himmelskörper registriert, die Ultravioletstrahlung aussenden. Aber bei den meisten Beobachtungen — auch von Satelliten aus — befanden sich die Aufnahmegeräte noch innerhalb der Magnetosphäre der

Erde. Da man annimmt, daß die Wechselwirkungen zwischen Sonnenwind und Erdmagnetfeld die Meßergebnisse beeinflussen, hofft man, auf dem Mond einen Standort zu haben, der unverfälschte Resultate liefert.

Zu den Schutzmaßnahmen für die Astronauten, insbesondere für das Landeteam während des Aufenthalts außerhalb der Mondfahre, gehört, wie schon bei den vorangegangenen Flügen, die Beobachtung der Sonne, um rechtzeitig vor größeren Eruptionen warnen zu können. Der Raumanzug bietet nämlich nur einen sehr begrenzten Schutz gegen intensive Weltraumstrahlung. Das gilt vor allem für Protonen und schwerere Kerne. Nach dem heutigen Stand des Wissens muß man vermeiden, daß die Astronauten derartigen Strahlungen ausgesetzt werden, denn die Wirkung der Weltraumstrahlung auf das Gewebe ist noch unbekannt. In jüngster Zeit gelang es, die Vorhersageverfahren für Sonneneruptionen wesentlich zu verbessern. So liegt heute die Vorhersagegenauigkeit für den 24-Stunden-Zeitraum allgemein für Sonnenausbrüche bei 85 % und für starke Eruptionen bei 95 %. Man versucht zur Zeit im Weltraumlaboratorium Boulder (Colorado), nicht nur den Tag, sondern auch die Tageszeit der Eruption auf wenigstens eine Stunde genau vorzusagen. Die Sonnenphysiker stützen sich dabei auf die Beobachtung örtlicher Magnetfelder der Sonne. Nach den Erfahrungen kann man jedoch aus der Feinstruktur der Wasserstoff-Wolken im Bereich der Sonnenflecken erheblich zuverlässigere Anzeichen für eine bevorstehende Eruption und deren vermutliche Stärke entnehmen. Deshalb konzentriert man sich in Boulder jetzt mehr darauf, die Strukturveränderungen genauestens zu beobachten.

Übrigens wertet man beim Apollo-16-Projekt auch die Erfahrungen der Raumfahrtmedizin mit den Apollo-15-Astronauten aus. Man hofft, die damals beobachteten Herzmuskelstörungen und den nach der Rückkehr beobachteten niedrigen Kaliumspiegel der Raumfahrer durch eine Spezialdiät und durch ein anders gestaffeltes Arbeitsprogramm bei Mondexkursionen vermeiden zu können. So soll die erste Exkursion auf dem Mond kürzer als die bisherigen sein, und zwischen den Mondausflügen beabsichtigt man, eine Ruhepause von mindestens acht Stunden einzulegen.

Nach Apollo 17 im Dezember 1972 wird das Apollo-Programm der Geschichte angehören. Zu den nächsten Projekten der NASA zählen dann Skylab und der wiederverwendbare Raumtransporter. Die Skylab-Vorbereitungen sind bereits in vollem Gange. Die geplante zylindrische Raumstation von 293 m³ Rauminhalt wird mit Apparaturen und Ausrüstungen vollgepackt. Allerdings handelt es sich zunächst nur um einen Prototyp großer Orbitalstationen, in denen Wissenschaftler und Ingenieure längere Zeit leben und arbeiten können. Der Start ist für März 1973 vorgesehen. Der geplante Raumtransporter soll in den siebziger Jahren flugbereit sein und eines Tages in der Raumfahrt die Rolle übernehmen, die heute das Passagier-Düsenumflugzeug in der Luftfahrt spielt.

Werner W. Diefenbach

Elektronische Taschenrechner – immer kleiner, immer billiger

Die zunehmende Packungsdichte monolithischer integrierter Halbleiter-Schaltungen und die weitere Miniaturisierung optoelektronischer Anzeigeelemente wie Leuchtdiode (LED) und Flüssigkristall-Anordnungen haben den elektronischen Tischrechner für Büro und Labor so zusammenschrumpfen lassen, daß man heute mit Fug und Recht vom elektronischen Taschenrechner sprechen kann. Wenn man heute in den USA schon vom elektronischen Rechenschieber (electronic slide rule) spricht, so dürfte das zwar im ersten Quartal 1972 noch übertrieben, aber dennoch keineswegs illusorisch sein.

Daß für Taschenrechner Batteriebetrieb unabdingbar ist, versteht sich von selbst. Aber gerade diese Forderung hat den Entwicklern sowohl bei den integrierten Schaltungen als auch vor allem bei den Anzeigeelementen viele Sorgen bereitet. Noch vor drei bis vier Jahren hielt man einen batteriebetriebenen elektronischen Taschenrechner für kaum realisierbar. Erst 1969 erschienen die ersten japanischen Rechner – mit einer Handvoll IS bestückt – auf dem US-Markt; Preis: etwa 400 \$. Es war ein bemerkenswerter Fortschritt, als Texas Instruments eine IS in MOS-Technik herausbrachte, die auf einem einzigen Chip die gesamte Elektronik für einen Taschenrechner enthält; Chip-Preis: unter 20 \$ bei Abnahme großer Stückzahlen. Im Spätsommer 1971 brachte Bowmar Instrument Corp. of Ft. Wayne den ersten mit diesem TI-Chip bestückten Rechner auf den Markt; Preis: 240 \$. Größe: Zigarettenpackung. Der für die vier arithmetischen Rechenoperationen ausgelegte Rechner arbeitet intern mi 16 Stellen und gibt das Resultat achtstellig aus. Das Dezimalkomma kann beliebig gesetzt werden und verschiebt sich automatisch entsprechend den ausgeführten Rechnungen. Inzwischen bietet TI dieses Chip auch mit Spezifikationen nach Kundenwünschen zu niedrigem Preis an, denn man hat es geschafft, aus dem Standard-Chip durch Auswechseln nur einer Fotomaske Sonderausführungen herzustellen, die für die Anzeige mit Leuchtdioden oder mit Flüssigkristallen geeignet sind.

Elektronischer Taschenrechner „HP-35“

Seit Anfang dieses Jahres bietet Hewlett-Packard den im Herbst 1971 in den USA herausgebrachten elektronischen Taschenrechner „HP-35“ auch auf dem deutschen Markt zum Preis von 1790 DM an (Bild 1). Mit 15 cm Länge, 7,5 cm Breite, 2,5 cm Dicke und nur 300 g Gewicht nimmt er die Bezeichnung „Taschenrechner“ mit Recht für sich in Anspruch. Er ist mit fünf in Ionen-Implantationstechnik hergestellten MOS-LSI-Chips von American Microsystems Inc. und Mostek Inc. bestückt, die je Chip 6000 Transistoren enthalten. Hinzu kommen noch zwei bipolare Chips für

die Steuerung der Leuchtdioden-Anzeige. Diese beiden Chips und ebenso die Leuchtdioden-Anzeige sind Eigenentwicklungen von Hewlett-Packard. Trotz der kleinen Abmessungen bietet der „HP-35“ die Möglichkeiten sehr viel größerer Tischrechner. So lassen sich beispielsweise durch Drücken einer der 35 Tasten nicht nur die arithmetischen Grundoperationen Addition, Subtraktion, Multiplikation, Division und Quadratwurzel ausführen, sondern auch die trigonometrischen Funktionen Sinus, Kosinus, Tangens, Arcus Sinus, Arcus Kosinus und Arcus Tangens sowie die dekadischen und natürlichen Logarithmen, e^x , x^y , $1/x$ und π . Eine Reihe spezieller Funktionen und Formeln ist festverdrahtet vorprogrammiert, so daß die Handhabung für den Benutzer einfach und ohne zusätzliche Hilfsmittel (Logarithmentafel, Funktionentafel usw.) möglich ist. Eingebaut sind vier Arbeitsregister



Bild 2. Miniaturrechner für die Westentasche (Luther-Elektronik)

Zur Stromversorgung dient eine wiederaufladbare Nickel-Cadmium-Batterie (Betriebsdauer mindestens fünf Stunden unter normalen Bedingungen). Eine Automatik gibt ein Signal, wenn die Batterie so weit entladen ist, daß nur noch etwa 15 Minuten Betriebszeit zur Verfügung stehen. Zum Lieferumfang gehört unter anderem ein Netzgerät, das direkten Betrieb aus dem Lichtnetz ermöglicht, gleichzeitig aber auch Ladegerät für die Batterie ist (Pufferbetrieb).



Bild 1. Elektronischer Taschenrechner „HP-35“ von Hewlett-Packard zur Verarbeitung von Zahlen zwischen 10^{-99} und $9.99999999 \cdot 10^{99}$

für die Speicherung von Zwischenergebnissen sowie ein Speicherregister für Konstanten. Der Inhalt der Register kann durch Drücken einer Taste jederzeit sichtbar gemacht werden. Rechenresultate zwischen 10^{-2} und 10^{10} werden zehnstellig mit automatischem Gleitkomma, Ergebnisse außerhalb dieses Bereichs mit Zehnerpotenzen zwischen 10^{-99} und 10^{99} angezeigt. Auf unerlaubte Rechenoperationen, beispielsweise die Quadratwurzel aus einer negativen Zahl, wird durch eine Flackeranzeige aufmerksam gemacht. Eine Erleichterung für das Ablesen ist die automatische Unterdrückung überflüssiger Nullen. So wird beispielsweise $\frac{1}{5}$ angezeigt als 5 ohne weitere Nullen. Bei Überschreiten der Stellenzahl zeigt der „HP-35“ den dem Ergebnis am nächsten kommenden Wert an, also beispielsweise $9999 \dots \cdot 10^{99}$ oder 0.

Typische Arbeitszeiten für den „HP-35“ sind:

Addition, Subtraktion	60 ms
Multiplikation, Division	100 ms
Quadratwurzel	110 ms
Logarithmus,	
Exponentielle Funktion	200 ms
x^y	400 ms
Trigonometrische Funktionen	500 ms

Microelectronic Calculator

Im Herbst 1971 erschien Ragen Precision Industries mit dem „Microelectronic Calculator“ auf dem US-Markt. Die Firma ist besonders stolz darauf, daß sie bis auf die Batterien alle Einzelteile im eigenen Hause herstellt. Um die nicht wiederaufladbaren 12-V-Trockenbatterien möglichst weit ausnutzen zu können, hat man die integrierte Schaltung nicht in MOS-Technik, sondern in komplementärer MOS-Technik (CMOS) aufgebaut. Dadurch soll der Stromverbrauch so niedrig sein, daß eine Batterie für etwa 2000 Betriebsstunden reicht.

Das Gerät mit etwa 90 mm Länge, 60 mm Breite und 22 mm Höhe wiegt nur etwa 115 g. Es führt die vier Grundrechnungsarten 16stellig mit Gleitkomma aus; angezeigt werden acht Stellen und zusätzlich das Minuszeichen sowie der Überlauf mit einer Flüssigkristall-Anzeige. Jeder der Sieben-Segment-Anzeigen ist etwa 4 mm \times 5,5 mm groß. Über den Preis liegen zuverlässige Angaben noch nicht vor; man spricht von 80 bis 100 \$.

Elektronischer Rechenstab

Auch in Deutschland ist man nicht müßig geblieben. Luther-Elektronik zeigte kürzlich einen als „Elektronischen Rechenstab“ deklarierten Rechner, der nur etwa 60 mm breit, 83 mm hoch und 22 mm dick ist (Bild 2). Es handelt sich um einen Vier-Spezies-Rechner mit Gleitkomma, der mit Hilfe eines Konstantenspeichers aber auch potenzieren kann. Gerechnet wird mit 16 Stellen, und das Ergebnis wird achtstellig mit Leuchtdioden (Zeichenhöhe etwa 8 mm) angezeigt. Ein Batteriesatz (fünf Mignonzellen) reicht für etwa 20 bis 25 Rechenstunden. Der Preis soll bei etwa 780 DM liegen, und es ist beabsichtigt, das Gerät auch als Bauzettel zu liefern.

W. Roth

Neue Fernseh-Sendeantenne für den UHF-Bereich 470...790 MHz

Fernseh-Sendernetze werden überwiegend mit rundstrahlenden Antennen aufgebaut. Das in der Umgebung einer Sendeantenne liegende Gebiet mit einem Radius von etwa 50 km (er hängt von der Aufstellungshöhe der Antenne ab) soll möglichst gleichmäßig mit Energie versorgt werden, das heißt, die Feldstärke soll unabhängig von der Entfernung zur Antenne konstant bleiben. Dies erfordert jedoch eine starke Bündelung der abgestrahlten Leistung in Richtung der weit entfernten Gebiete. Daher hat das Vertikaldiagramm eine schmale Hauptkeule, die um etwa 0,5...15° gegen die Horizontale geneigt ist. Die schmale Hauptkeule und der dementsprechend hohe Gewinn der Antenne werden erreicht, indem man viele gleichartige Strahler übereinander anordnet.

Wenn alle übereinanderliegenden Strahler mit gleichen Amplituden und Phasen gespeist werden, dann heben sich in Richtung einiger Neigungswinkel β gegen die Horizontale im Fernfeld die Feldstärkeanteile der einzelnen Strahler gegenseitig auf. Das Vertikaldiagramm hat daher für diese Winkel β Nullstellen. Die Nullstellen können jedoch durch unterschiedliche Speisephassen einzelner Strahler oder Strahlergruppen aufgefüllt werden (Nullstellenauffüllung).

1. Bedingungen für die Strahlungscharakteristik

Das gewünschte kreisrunde Horizontaldiagramm lässt sich nur unvollkommen realisieren. Bisher wurden Sendeantennen für den UHF-Bereich aus Dipolfeldern aufgebaut, die aus vier oder acht Ganzwellendipolen bestehen, die vor einem Reflektor angeordnet sind (Achter- oder Sechzehnerfelder). Für diese Antennen ist entsprechend den Pflichtenheften der Deutschen Bundespost und der ARD zugelassen, daß das Horizontaldiagramm eine Unrundheit, das heißt ein Verhältnis von Maximalwert zu Minimalwert, von 4 dB haben darf. Die Teilnehmer in Richtung der Minima erhalten also nur 40 % der Strahlungsleistung, die die Teilnehmer in Richtung der Maxima bekommen.

Diagrammessen mit einem Hubschrauber, die von der Deutschen Bundespost an allen Antennen für das zweite und dritte Programm ausgeführt wurden, haben ergeben, daß die zulässige Unrundheit von den Antennen vielfach nur knapp eingehalten wird. Durch ein runderes Horizontaldiagramm wird bei gleicher Gesamtleistung die Feldstärke in Richtung der Minima erhöht und in Richtung der Maxima verringert, so daß sich die Versorgung der benachteiligten Gebiete verbessert. Außerdem werden dadurch Störungen durch

Dipl.-Ing. Peter Bruger und Ing. (grad.) Horst Zander sind Mitarbeiter des Fachgebietes Sender von AEG-Telefunken, Berlin.

Gleichkanalsender herabgesetzt. Die Bundespost stellte daher für neue Rundstrahlantennen die Bedingung auf, daß das Horizontaldiagramm eine Unrundheit von höchstens 2 dB haben darf, das heißt, in Richtung der Minima muß mindestens mit 63 % der maximalen Leistungsdichte gestrahlt werden.

Ebenso wichtig ist es, daß in allen Azimutrichtungen die Nullstellen des Vertikaldiagramms gleich gut aufgefüllt sind, damit auch im Nahbereich alle Richtungen gleich gut versorgt werden.

2. Drehkreuz als Strahlerelement

Die Horizontaldiagramme der bisher gebauten Antennen weichen stark von der Kreisform ab, weil die Dipolfelder einer Ebene einen verhältnismäßig großen Abstand voneinander haben, der durch die Breite der Reflektoren bedingt ist. Daher ist es der Grundgedanke der neuen Antennenkonzeption, eine Strahleranordnung zu verwenden, deren Ausdehnung quer zur Antennachse möglichst klein ist. Bei der Entwicklung wurde von vornherein Wert darauf gelegt, eine ebenso große Bandbreite wie bei Antennen aus Dipolfeldern zu erreichen, damit auch

weit auseinanderliegende Kanäle gleichzeitig mit einer Antenne ausgestrahlt werden können.

Die neue Antenne ist aus übereinander angeordneten Drehkreuzstrahlern (Turnstile-Antennen) aufgebaut. Ein Drehkreuzstrahler besteht aus zwei um 90° gegeneinander gedrehten $\lambda/2$ -Dipolen. Bei Speisung der Dipole mit einer Phasendifferenz von 90° hat ein einzelnes Drehkreuz bereits ein rundes Horizontaldiagramm.

Vier Drehkreuze sind mit ihren Speiseleitungen und einer Symmetriereinrichtung zu einer sogenannten Drehkreuz-Vierergruppe in einer Baueinheit zusammengefaßt (Bild 1 und Titelbild dieses Heftes). Die Phasendifferenz von 90° zwischen den beiden Dipolen eines Drehkreuzes ergibt sich durch Speisung eines Dipols über eine Leitung l_4 , die $\lambda/4$ lang ist.

Zwei übereinander angeordnete Drehkreuze sind um 90° gegeneinander gedreht; die Speiseleitungen l_2 und l_3 haben daher um 90° unterschiedliche Längen. Diese Schaltung (doppelte Phasenkompensation) bewirkt, daß sich trotz merkbarer Fehlanpassung der Speisepunktsimpedanz der einzelnen Dipole breitbandig eine kleine Welligkeit und ein rundes Horizontaldiagramm ergeben. Damit hat eine Drehkreuz-Vierergruppe, die die Höhe eines Achterfeldes hat, bereits das gewünschte runde Diagramm.

Als Strahler werden verkürzte Falt-dipole eingesetzt, die so dimensioniert sind, daß sie unter Berücksichtigung der Strahlungskopplung breitbandig eine Eingangsimpedanz von etwa 400 Ohm haben. Die Dipole sind an einem Tragerohr befestigt, an dessen Außenwand die Leitungen entlangführen, die je zwei Drehkreuze speisen. In der Mitte der Vierergruppe ist ein kompensierter Symmetriertopf angeordnet, von dem innerhalb des Tragerohres je eine symmetrische Speiseleitung zur oberen und unteren Hälfte führt. Über eine radial nach außen gehende koaxiale 50-Ohm-Leitung, die in einem Normstecker „13/30“ endet, wird die Vierergruppe angeschlossen. Zwei Sperrtippe auf dieser Leitung verhindern dort Ströme, die das Strahlungsdiagramm verändern könnten. Die Leitungsquerschnitte innerhalb der Vierergruppe sind so gewählt, daß eine Antenne mit mehreren Sendern großer Leistung betrieben werden kann. Die zulässigen Dauerleistungen für eine Vierergruppe bei 470, 630 und 790 MHz betragen 10, 8,5 beziehungsweise 7,5 kW.

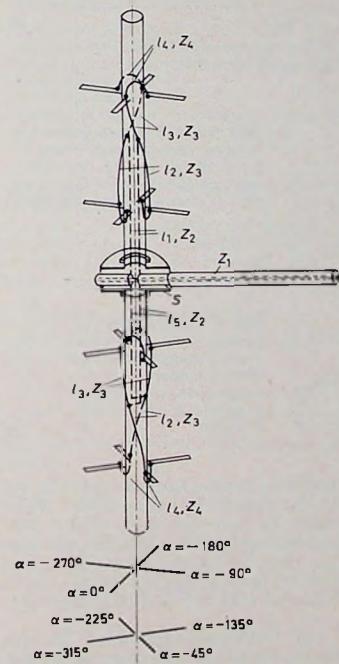


Bild 1. Aufbau einer Drehkreuz-Vierergruppe. $Z_1 = 50 \text{ Ohm unsymmetrisch}$, $Z_2 = 100 \text{ Ohm symmetrisch}$, $Z_3 = 200 \text{ Ohm symmetrisch}$, $Z_4 = 400 \text{ Ohm symmetrisch}$; $l_1 = L + \lambda_0/8$, $l_2 = l + \lambda_0/4$, $l_3 = l$, $l_4 = \lambda_0/4$, $l_5 = L$; S Symmetriertopf, α mittlere Stromphasen und gleichzeitige Richtungen der Strahler

3. Aufbau und Eigenschaften von Antennen aus Drehkreuzstrahlern

Ein Zylinder aus glasfaserverstärktem Epoxidharz mit einem Durchmesser von 1,5 m, der an der Spitze eines Betonturmes oder Gittermastes montiert wird, trägt die Antenne. In

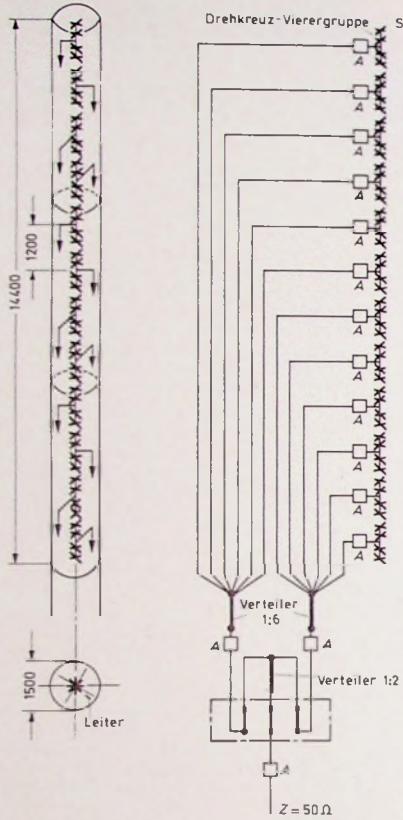


Bild 2. Aufbau und Schaltung einer Fernsehanenne mit 12 Drehkreuz-Vierergruppen; A Zweikanal-Abgleicheneinrichtungen

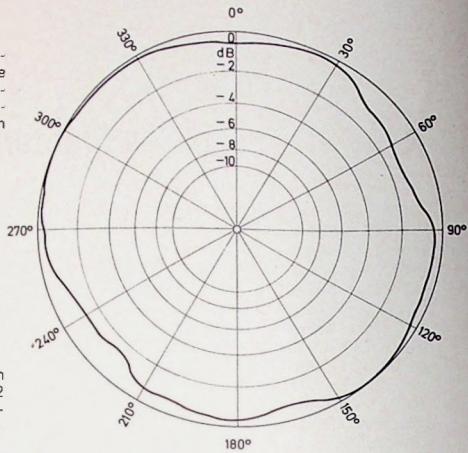


Bild 3. Horizontaldiagramm einer Antenne nach Bild 2 mit 12 Drehkreuz-Vierergruppen bei 618 MHz

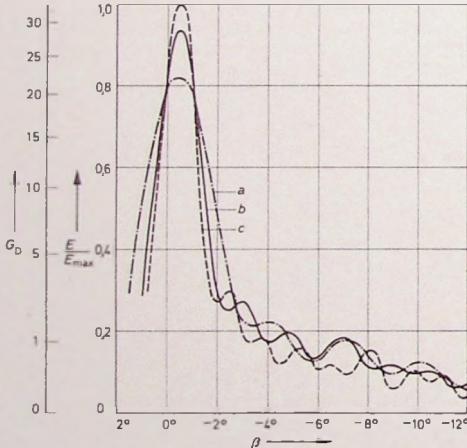


Bild 4. Vertikaldiagramm der Antenne nach Bild 2 in den verschiedenen Azimutrichtungen bei 618 MHz

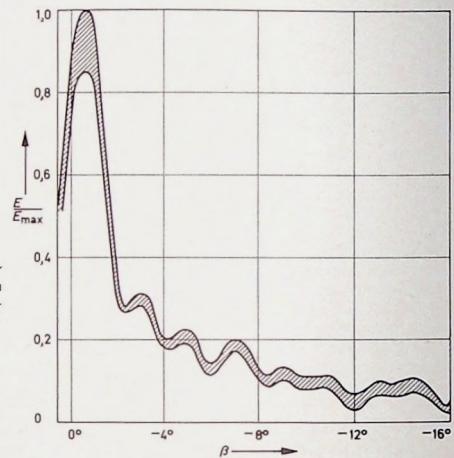


Bild 5. Vertikaldiagramme mit mittlerer Nullstellauffüllung für 8 (a), 12 (b) und 16 (c) Vierergruppen (der Gewinn G_0 ist auf den $\lambda/2$ -Dipol bezogen)

Die gute Übereinstimmung der Vertikaldiagramme in den verschiedenen Azimutrichtungen ist aus Bild 4 zu erkennen. Die Vertikaldiagramme der Antenne nach Bild 2 bei 618 MHz liegen alle in dem schraffiert dargestellten Toleranzbereich. Die Vertikaldiagramme von Antennen mit 8, 12 und 16 Drehkreuz-Vierergruppen sind für

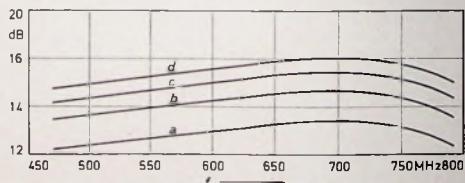


Bild 6. Gewinn von Antennen mit mittlerer Nullstellauffüllung: a 8 Vierergruppen, b 12 Vierergruppen, c 16 Vierergruppen, d 20 Vierergruppen

einem 480 m hohen Mastschuß sind vier Drehkreuz-Vierergruppen axial in der Mitte neben einer Holzleiter zum Besteigen des Mastschusses angeordnet. Vollständige Antennen bestehen vorzugsweise aus 8, 12, oder 16 Vierergruppen in zwei, drei oder vier Mastschüssen. Als Beispiel sind im Bild 2 Aufbau und Schaltung einer Antenne mit 12 Vierergruppen dargestellt. Jede Hälfte dieser Antenne kann simultan mit zwei 40/4-kW-Fernsehsendern in zwei Kanälen betrieben werden.

Die Horizontaldiagramme haben unabhängig von der Belegungshöhe eine Unrundheit von weniger als 2 dB. Als

charakteristisches Beispiel zeigt Bild 3 das bei 618 MHz gemessene Diagramm der Antenne nach Bild 2. Der etwas unregelmäßige Verlauf ist eine Folge des Einflusses der im Strahlungsfeld hochgeführten Kabel sowie der Leiter und der Befestigungsteile.

In den Vertikaldiagrammen ist die Hauptkeule um so schmäler, je größer die Zahl der Vierergruppen und je höher die Frequenz ist. Infolge der geringen Höhe der einzelnen Drehkreuz-Vierergruppen können praktisch beliebige den Erfordernissen der Versorgung entsprechende Auffüllungen der Nullstellen realisiert werden.

eine mittlere Nullstellauffüllung aus Bild 5 zu ersehen, während Bild 6 den Gewinn in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt. Die Werte gelten für den Eingang der Antenne an den beiden Verteilern; die Verluste in den Kabeln und Leitungen sowie die Gewinnverminderung infolge der Nullstellauffüllung sind hier also bereits berücksichtigt. Für Frequenzen unter 700 MHz ist der Gewinn praktisch gleich dem der idealen Antenne aus Rundstrahlern. Bei den höchsten Frequenzen verringert sich der Gewinn jedoch etwas, weil der Abstand der Dipole bei zunehmender Frequenz relativ größer wird.

Aktive Tiefpässe mit dem Zweifach-Filterverstärker TCA 250

Obwohl in letzter Zeit zahlreiche Veröffentlichungen über aktive Filter erschienen sind, erfordert die praktische Anwendung solcher Filter doch stets umfangreiches Studium des Schrifttums und zeitraubende Rechenarbeit. Oft ist auch das Ergebnis der Rechenarbeit für die Praxis unzureichend, wenn man „krumme“, das heißt nicht in den Normreihen enthaltene Werte für die Kondensatoren und Widerstände errechnet. Auf die Normreihen wird daher in den folgenden Berechnungen Rücksicht genommen. Aus der Menge möglicher aktiver Tiefpaßschaltungen [1 ... 4] wird wegen ihrer Vorteile die Schaltung mit Mehrfach-Gegenkopplung, das sogenannte Rauch-Filter [1, 4], gewählt. Es benötigt nur wenige passive Bauelemente, ist schwingssicher und lässt sich durch Variation eines Widerstandes in gewissen Grenzen einfach abgleichen. Als Verstärker dient die speziell für diesen Zweck von Intermetal entwickelte integrierte Schaltung TCA 250, ein Zweifachverstärker hoher Verstärkung.

Neben der Schaltung muss vor Beginn einer Filterberechnung die Frequenzcharakteristik festgelegt werden. Nach [1] hat man die Wahl zwischen Bessel-, Butterworth- und Tschebyscheff-Charakteristik. Hier soll ein Frequenzgang gewählt werden, der sich besonders zur Umwandlung von Rechteckspannungen, wie sie in elektronischen Orgeln von den Frequenzteilern (zum Beispiel SAJ 110 von Intermetal) abgegeben werden, in sinusförmige Spannungsverläufe eignet. Dazu ist ein Tiefpaß mit möglichst steilem Verstärkungsabfall oberhalb der Grenzfrequenz f_0 erforderlich, um alle Oberwellen des Eingangssignals ausreichend unterdrücken und damit den Klierrfaktor des Ausgangssignals möglichst klein halten zu können. Die steilsten Flanken weisen Tschebyscheff-Charakteristiken auf, wobei man jedoch mit wachsender Steilheit im Sperrbereich eine zunehmende Weißigkeit im Durchlaßbereich in Kauf nehmen muss. Da das Ohr aber Lautstärkeänderungen um 3 dB kaum wahrnimmt, sollen die Filter eine Tschebyscheff-Charakteristik mit $\pm 1,5$ dB Weißigkeit im Durchlaßbereich erhalten (Bild 1).

1. Daten des TCA 250

Das aktive Element in den im folgenden beschriebenen Filterschaltungen ist der Zweifach-Filterverstärker TCA 250 (im Dual-in-line-Gehäuse mit 14 Anschlüssen). Er benötigt entweder eine symmetrische Versorgungsspannung von ± 9 V oder eine unsymmetrische von 18 V. Ein Schwingen des gegengekoppelten Verstärkers

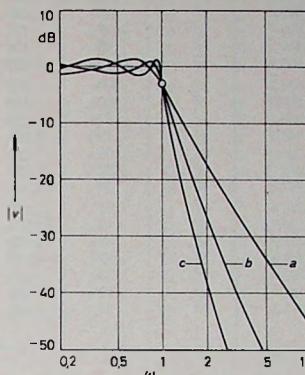


Bild 1. Tschebyscheff-Charakteristiken zweiter (a), dritter (b) und vierter Ordnung (c) mit $\pm 1,5$ dB Weißigkeit im Durchlaßbereich

Tab. I. Technische Daten des Zweifach-Filterverstärkers TCA 250

Grenzwerte	
Versorgungsspannung	$U_{14} = U_7 = \pm 9$ V
Gleichakt-Eingangsspannung	$U_E = U_7 \dots U_{14}$
Differenz-Eingangsspannung	$U_D = \pm 5$ V
Ausgangsstrom	$I_A = 10$ mA
	$-I_A = 10$ mA
Umgebungstemperaturbereich	$T_U = 0 \dots +60$ °C
Kennwerte (bei $U_{14} = -U_7 = 9$ V, $f = 1$ kHz, $T_U = 25$ °C)	
Leerlauf-Kleinsignal-Spannungsverstärkung	$V_v = 82$ (72 ... 90) dB
obere Grenzfrequenz der Spannungsverstärkung	$f_{3dB} > 100$ kHz
Eingangs widerstand	$r_e = 50$ kOhm
Ausgangs widerstand	$r_o = 200$ Ohm
Arbeitsbereich der Ausgangsspannung bei $R_L = 1$ kOhm	$U_{out} = \pm 5,5 (\pm 4,5)$ V
Stromaufnahme ohne Aussteuerung	$I_{14} = 5$ mA

wird durch die Eingangsfrequenzgangkompensation (22 Ohm, 47 nF) und die Ausgangsfrequenzgangkompensation (10 pF) verhindert. Die technischen Daten der TCA 250 sind in Tab. I zusammengestellt.

2. Tiefpaß zweiter Ordnung

Das Filter nach Bild 2 hat die komplexe Verstärkung

$$\frac{u_2}{u_1} = v = \frac{-1}{1 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2} \quad (1)$$

mit der normierten komplexen Frequenz

$$p = \sigma + j\omega = \sigma + j\frac{\omega}{\omega_0} = \sigma + j\frac{f}{f_0} \quad (2)$$

und den Koeffizienten des Nennerpolynoms

$$a_1 = \omega_0 \cdot C_1 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2), \quad (3)$$

$$a_2 = \omega_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2. \quad (4)$$

Die Koeffizienten a_1 und a_2 sind positive reelle Zahlen. Sie können Koeffizienten von Bessel-, Butterworth- oder Tschebyscheff-Polynomen zweiter Ordnung sein. Ihre Größe legt die konjugiert komplexen Polstellen in der linken Hälfte der p -Ebene und somit den Filtertyp fest.

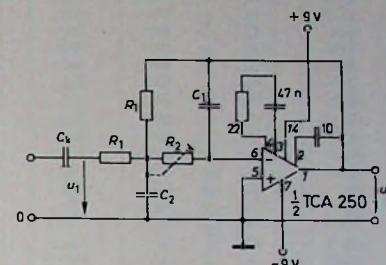


Bild 2. Abgleichbarer Rauch-Tiefpaß zweiter Ordnung mit symmetrischer Spannungsversorgung

Sie sind in [1] für verschiedene Typen (Bessel-, Butterworth-, Tschebyscheff-Filter) tabelliert. Für einen Tschebyscheff-Tiefpaß zweiter Ordnung mit $\pm 1,5$ dB Weißigkeit muss

$$a_1 = 0,987 \text{ und } a_2 = 1,663 \quad (5)$$

sein.

$$a_1 = 0,987 \text{ und } a_2 = 1,663 \quad (5)$$

Im Schrifttum werden zur Vereinfachung der Rechnung stets alle Widerstände einander gleichgesetzt und vorgegeben. Da aber Kondensatoren preisgünstig nur in der grob gestuften Normreihe E6 erhältlich sind, ist es für die Praxis sinnvoller, die Kapazitätswerte vorzugeben und die Widerstände zu errechnen. Dazu setzt man zweckmäßigerweise die Abkürzungen

$$x_1 = \omega_0 \cdot C_1 \cdot R_1 \quad (6)$$

und

$$x_2 = \omega_0 \cdot C_2 \cdot R_2 \quad (7)$$

in die Gleichungen (3) und (4) ein und löst sie nach x_1 auf. Damit erhält man

$$x_1 = \frac{a_1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8 \cdot a_2 \cdot C_1}{a_1^2 \cdot C_2}} \right), \quad (8)$$

$$x_2 = \frac{a_2}{x_1}. \quad (9)$$

Mit den Zahlenwerten aus Gl. (5) für a_1 und a_2 ergibt sich aus Gl. (8), dass $C_2/C_1 \geq 13,7$ sein muss, damit x_1 reell bleibt. Wählt man $C_2/C_1 = 15$ und in Gl. (8) das negative Vorzeichen der Wurzel, so werden R_1 und R_2 annähernd gleich.

Tab. II. Dimensionierung des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 2 mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen im Bereich 16...250 Hz

f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2 kOhm
16,35	C ₂	510	430
18,35	D ₂	470	390
20,6	E ₂	390	360
21,83	F ₂	390	330
24,5	G ₂	330	300
27,5	A ₂	300	270
30,87	H ₂	270	240
32,7	C ₁	240	240
36,7	D ₁	220	200
41,2	E ₁	200	180
43,65	F ₁	200	160
49	G ₁	160	160
55	A ₁	150	130
61,74	H ₁	130	120
65,41	C	130	110
73,42	D	110	100
82,41	E	100	91
87,21	F	100	82
98	G	82	75
110	A	75	68
123,47	H	68	62
130,81	c	62	56
146,84	d	56	51
164,8	e	51	43
174,8	f	47	43
196	g	43	36
220	a	36	33
246,9	h	33	30

Die Widerstände sollten den Wert 500 kOhm nicht überschreiten, um die Filtercharakteristik nicht durch den Eingangstrom der TCA 250 zu verfälschen. Tab. II und Tab. III geben auf diese Weise gewonnene Dimensionierungen des Rauch-Filters zweiter Ordnung mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen im Hörbereich wieder. In gleicher Weise lassen sich auch tiefere Grenzfrequenzen und höhere bis etwa 100 kHz erreichen.

Im Bereich 16...250 Hz (Tab. II) ist $C_1 = 6,8 \text{ nF}$ und $C_2 = 100 \text{ nF}$ gewählt. Damit erhält man für R_1 und R_2 (in kOhm) die Gleichungen

$$R_1 = \frac{1000}{f_o} \cdot 7,381,$$

$$R_2 = \frac{1000}{f_o} \cdot 8,466.$$

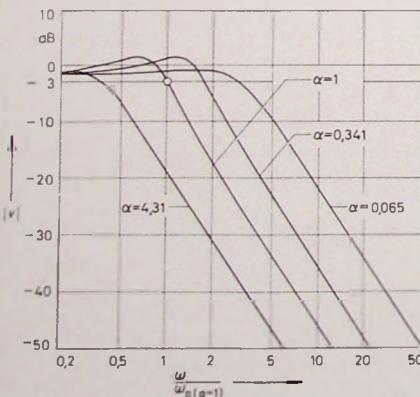


Bild 3: Frequenzcharakteristik des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 2 bei Variation des Widerstandes R_2 um den Faktor α

Tab. III. Dimensionierung des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 2 mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen im Bereich 250...17 000 Hz

f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2 kOhm	f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2 kOhm
261,6	c ¹	200	200	2093	c ³	27	24
293,7	d ¹	180	180	2349,3	d ⁴	24	22
329,6	e ¹	160	150	2637	e ⁴	20	20
349,2	f ¹	150	150	2793,8	f ⁴	20	18
392	g ¹	150	120	3126	g ⁴	18	16
440	a ¹	120	120	3520	a ⁴	15	15
493,9	h ¹	110	100	3951,1	h ⁴	13	13
523,2	c ²	100	100	4186	c ⁵	13	12
587,3	d ²	100	82	4698,7	d ⁵	11	11
659,3	e ²	82	75	5274,1	e ⁵	10	10
698,5	f ²	75	75	5587,7	f ⁵	10	9,1
784	g ²	68	68	6272	g ⁵	8,2	8,2
880	a ²	62	56	7040	a ⁶	7,5	7,5
987,8	h ²	56	51	7902,1	h ⁵	6,8	6,2
1046,5	c ³	51	47	8372	c ⁶	6,2	6,2
1174,7	d ³	47	43	9392	d ⁶	5,6	5,6
1318,5	e ³	39	39	10548	e ⁶	5,1	4,7
1396,9	f ³	39	36	11175	f ⁶	4,7	4,7
1568	g ³	33	33	12544	g ⁶	4,3	3,9
1760	a ³	30	30	14080	a ⁶	3,9	3,6
1975,5	h ³	27	27	15804	h ⁶	3,3	3,3
				16744	c ⁷	3,3	3,0

Im Bereich 250...17 000 Hz (Tab. III) ergibt sich mit $C_1 = 1 \text{ nF}$ und $C_2 = 15 \text{ nF}$ für R_1 und R_2 (in kOhm)

$$R_1 = \frac{1000}{f_o} \cdot 55,04,$$

$$R_2 = \frac{1000}{f_o} \cdot 51,02.$$

Für Orgelanwendungen (nichttabgängliche Sinusfilter) dürfen die Bauelementetoleranzen $\pm 5\%$ betragen, wenn man einen Sicherheitsabstand für die Grenzfrequenz f_o wählt, indem man entweder f_o um einen Halbtonschritt oberhalb des höchsten zu übertragenden Tons f_{max} festlegt oder R_2 um 20 % kleiner wählt, als für f_{max} errechnet wurde ($\alpha = 0,8$).

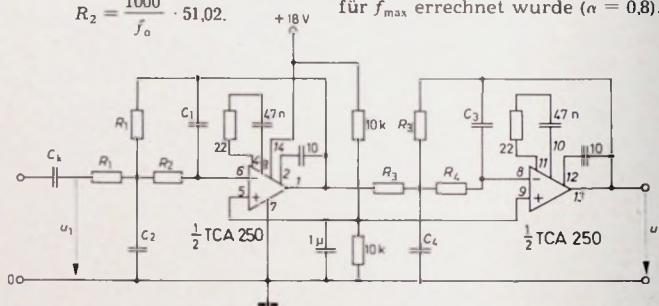


Bild 4: Rauch-Tiefpass vierten Ordnung mit unsymmetrischer Spannungsversorgung

Die berechneten Widerstandswerte sind der Normreihe E 24 angehähert.

Das Rauch-Filter nach Bild 2 läßt sich durch Variation von R_2 abstimmen. Verändert man den aus Gl. (6)...Gl. (9) ermittelten Widerstandswert R_2 um einen Faktor α , so ändert sich die Grenzfrequenz um einen Faktor β nach der durch Messungen ermittelten Beziehung

$$\beta \approx \alpha^{-0,275} \quad (10)$$

Bild 3 zeigt, wie sich dabei die Filtercharakteristik ändert. Gl. (10) gilt im Bereich $\alpha = 0,5 \dots 2$. In diesem Bereich leidet auch die Filtercharakteristik nicht merklich unter dem geänderten Widerstandsverhältnis.

Die Kurve für $\alpha = 1$ im Bild 3 wurde mit den Werten aus Tab. II und Tab. III gemessen. Die Verstärkung fällt innerhalb der Oktave $1 \leq \frac{\omega}{\omega_0(\alpha=1)} \leq 2$

um 14,5 dB ab und nähert sich erst bei höheren Werten der Asymptote -12 dB/Oktave, die für Filter zweiter Ordnung kennzeichnend ist.

3. Tiefpass dritter Ordnung

Schaltet man vor das Rauch-Filter nach Bild 3 einen RC-Tiefpass, so erhält man ein Filter dritter Ordnung. Dieses ist jedoch nicht ohne Einfügungsdämpfung realisierbar, läßt sich nicht gut abgleichen und erfordert sehr eng tolerierte Kondensatoren und Widerstände. Aus diesen Gründen soll der Rauch-Tiefpass dritter Ordnung hier außer Betracht bleiben.

4. Tiefpass vierten Ordnung

Schaltet man nach Bild 4 zwei Tiefpässe zweiter Ordnung in Reihe (hier ist auch dargestellt, wie die TCA 250 aus einer unsymmetrischen Versorgungsspannung gespeist werden kann), so multiplizieren sich die Verstärkungen beider Stufen. Man erhält einen Tiefpass mit vier Polstellen und dem Frequenzgang

$$v = \frac{1}{(1 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2) \cdot (1 + b_1 \cdot p + b_2 \cdot p^2)} \quad (11)$$

Tab. IV. Dimensionierung des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 4 mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen im Bereich 16...250 Hz

f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2, R_3 kOhm	R_4 kOhm
16,35	C ₂	330	330	240
18,35	D ₂	300	270	220
20,6	E ₂	270	240	200
21,83	F ₂	270	220	180
24,5	G ₂	240	200	160
27,5	A ₂	200	180	150
30,87	H ₂	180	160	130
32,7	C ₁	180	150	120
36,7	D ₁	150	130	110
41,2	E ₁	130	120	100
43,65	F ₁	130	110	91
49	G ₁	110	100	82
55	A ₁	100	91	75
61,74	H ₁	91	82	62
65,41	C	82	75	62
73,42	D	75	68	56
82,41	E	68	62	47
87,31	F	62	56	47
98	G	56	51	39
110	A	51	43	39
123,47	H	47	39	33
130,81	c	43	36	30
146,84	d	39	33	27
164,8	e	33	30	24
174,6	f	33	27	22
196	g	27	27	20
220	a	24	22	20
246,9	h	22	20	16

Nach den Kirchhoff'schen Gesetzen findet man für die Koeffizienten in Gl. (11)

$$a_1 = \omega_0 \cdot C_1 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2), \quad (12)$$

$$a_2 = \omega_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2, \quad (13)$$

$$b_1 = \omega_0 \cdot C_3 \cdot (R_3 + 2 \cdot R_4), \quad (14)$$

$$b_2 = \omega_0^2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot R_3 \cdot R_4. \quad (15)$$

Auch dieses Filter sei nach Tschebyscheff mit ± 1.5 dB Welligkeit dimensioniert. In [1] findet man für die Koeffizienten von Gl. (11)

$$\begin{aligned} a_1 &= 2,140, \quad a_2 = 5,323, \\ b_1 &= 0,192, \quad b_2 = 1,154. \end{aligned} \quad (16)$$

Die Gleichungen (12) ... (15) enthalten acht Unbekannte. Gibt man die vier Kapazitätswerte vor und setzte man außerdem $R_2 = R_4$ (um das Filter mit einem Doppelpotentiometer abstimmen zu können), so wäre das Gleichungssystem überbestimmt. Um eine Näherungslosung zu finden, setzt man zunächst alle Widerstände gleich und ermittelt aus den Gleichungen (12) bis (16) die Kapazitätswerte für eine bestimmte Grenzfrequenz und einen bestimmten Widerstandswert. Anschließend nähert man die Kapazitätswerte durch Normwerte an und errechnet damit (ähnlich wie bei der Berechnung des Filters zweiter Ordnung) zunächst die Widerstandswerte R_2 und R_4 . Da diese Widerstände in der Schaltung gleich sein sollen, bestimmt man den arithmetischen Mittelwert

$$R_{24} = \frac{R_2 + R_4}{2}$$

und berechnet mit R_{24} die noch fehlenden Werte für R_1 und R_3 .

Die Ergebnisse einer solchen Rechnung sind in Tab. IV und Tab. V zusammenge stellt. Hierbei ist für den Bereich 16...250 Hz (Tab. IV) $C_1 = 22$ nF, $C_2 = 220$ nF, $C_3 = 2,2$ nF und $C_4 = 680$ nF gewählt, und damit ergibt sich für die Widerstände (in kOhm)

Tab. V. Dimensionierung des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 4 mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen im Bereich 250...17 000 Hz

f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2, R_4 kOhm	R_3 kOhm	f_o Hz	Ton	R_1 kOhm	R_2, R_4 kOhm	R_3 kOhm
261,6	c ¹	220	180	150	2093	c ⁴	27	22	20
293,7	d ¹	180	180	130	2349,3	d ⁴	24	20	18
329,6	e ¹	160	160	120	2637	e ⁴	22	18	16
349,2	f ¹	160	150	110	2793,8	f ⁴	20	16	15
392	g ¹	150	120	100	3126	g ⁴	18	15	13
440	a ¹	120	120	91	3520	a ⁴	15	15	11
493,9	h ¹	110	100	82	3951,1	h ⁴	15	12	10
523,2	c ²	100	100	75	4186	c ⁵	13	12	9,1
587,3	d ²	91	82	68	4698,7	d ⁵	12	11	8,2
659,3	e ²	82	75	62	5274,1	e ⁵	10	10	7,5
698,5	f ²	82	68	62	5587,7	f ⁵	10	9,1	6,8
784	g ²	68	62	51	6272	g ⁵	9,1	7,5	6,2
880	a ²	62	56	47	7040	a ⁵	8,2	6,8	5,6
987,8	h ²	56	51	39	7902,1	h ⁵	6,8	6,8	4,7
1046,5	c ³	51	47	39	8372	c ⁶	6,8	5,6	4,7
1174,7	d ³	47	43	33	9392	d ⁶	5,6	5,6	4,3
1318,5	e ³	43	36	30	10548	e ⁶	5,1	4,7	3,9
1396,9	f ³	39	36	27	11175	f ⁶	4,7	4,7	3,6
1568	g ³	36	30	27	12544	g ⁶	4,3	3,9	3,3
1760	a ³	30	30	22	14080	a ⁶	3,9	3,6	2,7
1975,5	h ³	27	27	20	15804	h ⁶	3,6	3,0	2,7
					16744	c ⁷	3,3	3,0	2,4

Bild 5. Frequenzcharakteristik des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 4 bei Variation der Widerstände R_2 und R_4 um den Faktor α

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1000}{f_o} \cdot 5,601, \\ R_2 = R_4 &= \frac{1000}{f_o} \cdot 4,94, \\ R_3 &= \frac{1000}{f_o} \cdot 4,01. \end{aligned}$$

Im Bereich 250...17 000 Hz (Tab. V) erhält man mit $C_1 = 22$ nF, $C_2 = 22$ nF, $C_3 = 220$ pF und $C_4 = 68$ nF für die Widerstände (in kOhm)

$$R_1 = \frac{1000}{f_o} \cdot 56,$$

$$R_2 = R_4 = \frac{1000}{f_o} \cdot 49,4,$$

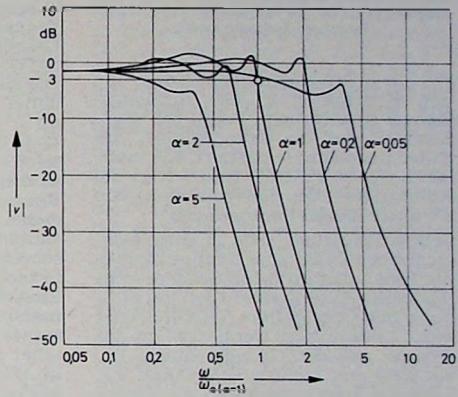
$$R_3 = \frac{1000}{f_o} \cdot 40,1.$$

Die Widerstandswerte sind hier ebenfalls der Normreihe E 24 angenähert. Bild 5 zeigt die normierte Frequenzcharakteristik für verschiedene Werte von α . Für $\alpha = 1$ fällt die Verstärkung in der Oktave 1 $\equiv \frac{\omega}{\omega_{o(\alpha=1)}}$ $\equiv 2$ um

etwa 38 dB ab. Eine Änderung der beiden Widerstände R_2 und R_4 ($R_2 = R_4$) um den Faktor α bewirkt eine Verschiebung der Grenzfrequenz f_o um den Faktor β nach der durch Messungen ermittelten Beziehung

$$\beta \approx \frac{1}{\sqrt{\alpha}}.$$

Die Widerstandswerte R_2 und R_4 sollten um weniger als 10 % voneinander abweichen. Eine Abstimmung



des Filters ist im Bereich $\alpha = 0.2 \dots 2$ möglich. Die Kurvenschar im Bild 5 zeigt die Änderungen der Frequenzcharakteristik in Abhängigkeit von α . Bei diesem Filter dürfen die Bauelemente $\pm 5\%$ Toleranz haben, wenn man einen Sicherheitsabstand für die Grenzfrequenz von einem Halbtonschritt vorgibt.

5. Sinusbildung in elektronischen Orgeln

Zur Tonsynthese in elektronischen Orgeln benötigt man sinusförmige Signalspannungen. Dazu werden aus den von den Frequenzteilen gelieferten Rechtecksignalen die Grundwellen ausgesiebt und die Oberwellen unterdrückt. Geradzahlige Harmonischen sind in symmetrischen Rechteckspannungen nicht vorhanden. Bei Verwendung eines Tieppasses zur Sinusbildung wird der Klirrfaktor eines Tons im wesentlichen durch den Anteil der dritten Harmonischen bestimmt, da alle höheren Harmonischen erheblich stärker unterdrückt werden. Es genügt also, zur Bestimmung des Klirrfaktors nur k_3 zu betrachten.

Im Spektrum der symmetrischen Rechteckspannung ist die Amplitude der dritten Harmonischen um 12 dB kleiner als die der Grundwelle f_1 . Diese 12 dB müssen zum Dämpfungsmaß a^* des Filters bei der Frequenz

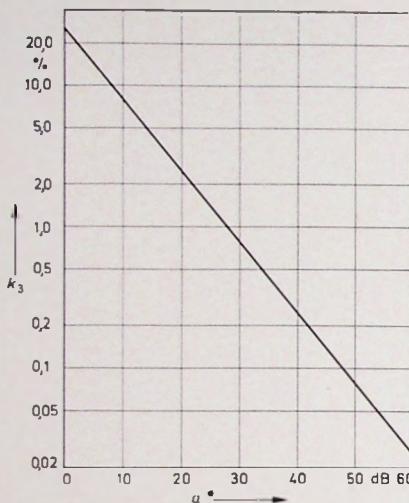


Bild 6. Klierfaktor k_3 als Funktion des Dämpfungsmäßes a^* eines Tiefpasses bei rechteckförmigem Eingangssignal

$f^* = 3 \cdot f_1$ hinzugezählt werden, um den Klierfaktor k_3 des Ausgangssignals zu ermitteln. Dabei sei angenommen, daß die Grundwelle f_1 , das Filter ungedämpft passiert, das heißt, daß $a(f_1) = 0$ dB ist. Bild 6 zeigt die Abhängigkeit des Klierfaktors k_3 von a^* unter diesen Bedingungen.

Jedem Sinusfilter wird in einer elektronischen Orgel eine Gruppe mehrerer Töne zugeführt, zum Beispiel sechs (Halboktafilter), zehn (bei Verwendung des Orgelgitters TBA 470) oder zwölf (Oktavfilter). Der tiefste Ton der Gruppe mit der Grundfrequenz f_{\min} hat stets den größten Klierfaktor k_3 . Liegt aus Toleranzgründen die Grenzfrequenz f_0 um einen Halbtonterschritt über der höchsten Grundfrequenz f_{\max} der Gruppe, so muß zur Ermittlung des Klierfaktors k_3 das Dämpfungsmäß a^* bei folgenden Frequenzen f^* aus der Frequenzcharakteristik abgelesen werden:

$$\text{Halboktafilter: } f_6^* \approx 2 \cdot f_0$$

$$\text{Zehnergruppenfilter: } f_{10}^* \approx 1,59 \cdot f_0$$

$$\text{Oktavfilter: } f_{12}^* \approx 1,41 \cdot f_0$$

Für die beschriebenen Tschebyscheff-Tiefpässe zweiter und vierter Ordnung (vergleichsweise auch für ein Filter dritter Ordnung) mit $\pm 1,5$ dB Welligkeit liest man unter der Annahme $a(f_{\min}) = 0$ dB aus den Bildern 1 und 6 die in Tab. VI zusammengestellten Klierfaktoren k_3 für den tiefsten Ton f_{\min} der jeweiligen Gruppe ab.

Der Eingangswiderstand der Filter wird durch die gewählten Widerstandswerte R_1 bestimmt. Es ist

Tab. VI. Klierfaktoren k_3 für den tiefsten Ton f_{\min} einer Ton-Gruppe

	Tschebyscheff-Tiefpaß		
	2. Ordnung k_3	3. Ordnung k_3	4. Ordnung k_3
Halboktafilter	3,5 %	1,1 %	0,27 %
Zehnergruppenfilter	6 %	2,7 %	0,85 %
Oktavfilter	8 %	4 %	1,7 %

darauf zu achten, daß der in Reihe mit C_k liegende Widerstand R_1 aus der Summe von eingelötetem Widerstand und Ausgangswiderstand der Signalquelle gebildet wird.

Der Ausgangswiderstand Z_{out} der Tiefpässe ist wegen der starken Gegenkopplung stets sehr klein. Er beträgt nach [5] für den invertierenden Verstärker mit der Schleifenverstärkung v_o näherungsweise

$$Z_{\text{out}} \approx r_a \cdot \frac{1 + |v_o|}{V_u}$$

$$\approx 200 \cdot \frac{1 + 1}{10000} = 40 \text{ mOhm.}$$

Schriftum

- [1] Schenk, Ch., u. Tietze, U.: Aktive Filter. Elektronik Bd. 19 (1970) Nr. 10. S. 329 bis 334, u. Nr. 11, S. 379-382
- [2] Spulenlose Filter. Sonderheft Entwicklungsberichte der Siemens AG Bd. 31, Sept. 1966
- [3] Sabbadini, G. F., u. Riva, G. M.: RC active filters using IC operational amplifiers. Microelectronics July 1968, S. 24-31
- [4] Foster, E. J.: Active low-pass filter design. IEEE Trans. Audio Bd. 13 (1965) Nr. 5, S. 104-111
- [5] RCA linear integrated circuit fundamentals. Druckschrift der RCA
- [6] Marganit, A.: Analyse von aktiven Filterschaltungen mit Operationsverstärkern. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 25 (1971) Nr. 2, S. 29-32

Halbleiter

Mikrowellen-Halbleiterbauelemente

Drei neue Mikrowellen-Halbleiterbauelemente entwickelte AEG-Telefunken mit Unterstützung durch die Gesellschaft für Weltraumforschung (GfW) in ihren Heilbronner Labors. Die wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten für diese Bauelemente sind unter anderem Richtfunkanlagen, 12-GHz-Fernsehempfänger, Fernsehtelefon, Phased Array-Anlagen (elektronisch steuerbare Antennen) sowie Boden-, Luft-, Wasser- und Verkehrsradar. Die Mikrowellentechnik auf Halbleiterbasis bis 20 GHz ist bereits so weit entwickelt, daß sich schon heute in zunehmendem Maße ein praktischer Einsatz abzeichnet. Die im folgenden beschriebenen Mikrowellenbauelemente können als Oszillatoren, Mischer und Vervielfacher Anwendung in Weltraumprojekten, zum Beispiel in Fernsehverteilssatelliten, finden.

Gunnelemente

Bei den Gunnelementen wird die in Galliumarsenid bei hohen elektrischen Feldstärken auftretende negative differentielle Elektronenbeweglichkeit ausgenutzt. Zum Erzeugen von Mikrowellenenergie eignen sich die Gunnelemente CGY 11 bis CGY 14 von AEG-Telefunken. Diese Bauelemente haben eine Oszillatortfrequenz von 8,2 bis 12,4 GHz (X-Band) beziehungsweise 12,4 ... 18 GHz (Ku-Band), eine Ausgangsleistung von 50 mW und einen Wirkungsgrad von 3 % im Dauerstrichbetrieb. Auf Laborebene wurden kürzlich Ausgangsleistungen bis zu 400 mW im Ku-Band und ein Wirkungsgrad von 4,5 % in CW-Betrieb erreicht.

X-Band-Schottky-Dioden

Schottky-Dioden mit ihrem planaren Metall-Halbleiter-Sperrkontakt stellen eine moderne rauscharme Version der Spitzkontakte diode dar. Für das Hochfrequenzverhalten dieser Dioden ist es entscheidend, daß ihre Funktion allein auf der Bewegung der Majoritätsladungsträger beruht und damit die bei PN-Dioden auftretenden Speichereffekte durch injizierte Minoritätsladungsträger entfallen. Zur Zeit stellen Detektor- und Mischerschaltungen die wichtigsten Anwendungsbereiche dar.

Für Empfangszwecke sind die Schottky-Dioden BAW 69 (für Mikrostrip-Schaltungen) und BAW 70 (für Koax- und Hohlleiterschaltungen) als Mischer oder Detektor geeignet. Die Dioden haben eine typische Grenzfrequenz von 150 GHz und im X-Band Mischverluste von 5 dB; die Rauschzahl ist etwa 7 dB.

MOS-Varaktoren

MOS-Varaktoren sind spannungsabhängige Kapazitäten, deren Kapazität sich mittels Feldeffekts durch Änderung der Raumladung im Halbleiter variiert. Diese nichtlineare Kapazitätscharakteristik kann für parametrische Verstärkung, Frequenzvervielfachung und Phasenschiebung ausgenutzt werden. Einen höheren Wirkungsgrad und geringeres Rauschen bei kleinen Eingangsleistungen (200 bis 500 mW) als die herkömmlichen Varaktordioden hat der von AEG-Telefunken entwickelte MOS-Varaktor S 136 D. Dieses Bauelement hat eine typische Gütfrequenz von 80 GHz und in einer Verdreifacherschaltung von 2,5 auf 7,5 GHz einen Wirkungsgrad von 40 %. An Labormustern wurden Grenzfrequenzen von 160 GHz erreicht. Diese Muster arbeiten in Verdreifacherschaltungen von 4 auf 12 GHz mit einem Wirkungsgrad von 35 %. Durch Antiserialschaltung von zwei MOS-Varaktoren (beziehungsweise integriert auf einem Chip als Doppelvaraktor) ergibt sich eine symmetrische C-U-Kennlinie, die bei Vervielfachung nur die ungeradzahligen Harmonischen bevorzugt. Bei einer Verdreifachung (von 1 auf 3 GHz) mit einem Doppelvaraktor ohne Idlerkreis erhält man einen Wirkungsgrad von 60 %.

Doppler-Radar-HF-Modul

Mit dem Gunnelement CGY 11 als Sender und Lokaloszillator und der Schottky-Diode BAW 70 als Mischbauelement wurde von AEG-Telefunken ein X-Band Doppler-Radarmodul entwickelt, das eine Ausgangsleistung von 20 mW (höhere Leistungen sind möglich) und eine typische Empfängsempfindlichkeit von -50 dBm hat. Dieses Modul ist für Raumüberwachungszwecke geeignet. Die Schaltung wurde in Hohlleitertechnik realisiert.

Uhrenradio „pro RC 11 electronic H“

1. Allgemeines

Das neue Uhrenradio „pro RC 11 electronic H“ von Saba (Bild 1) weist eine Reihe von Neuheiten auf. Es hat sieben Stationstasten, vier für die UKW-Diodenabstimmung und drei für den mit Kapazitätsdioden abgestimmten MW-Bereich. Die Wieder-



Bild 1. Uhrenradio „pro RC 11 electronic H“ von Saba

einschaltung des Lautsprechers mit dem Weckvorgang erfolgt automatisch, so daß auch dann mit Lautsprecher geweckt wird, wenn dieser vorher durch Anschluß eines Kopfhörers an die Schaltbuchse abgeschaltet wurde. Durch den Fortfall der Anschlußbuchsen für Außenantennen war es möglich, ein formschönes Gerät zu entwickeln, das ohne weiteres mitten im Raum aufgestellt werden kann. Da keine Außenantennen angeschlossen werden können, enthält das Gerät für UKW eine Netzantenne und für den MW-Bereich die übliche Ferritantenne. Hervorzuheben sind

noch die relativ große Ausgangsleistung von 2 W und die Drucktastensteuerung aller Betriebsarten.

Neben der UKW- und MW-Abstimmung mit Stationstasten werden auch die automatische UKW-Scharfabstimmung, Wecken mit Summer, Wecken mit Radio sowie Radio über Drucktasten betätigt. Ferner ist die Einschlafautomatik kontinuierlich bis zu 60 min einstellbar, und über Schieberegler können Lautstärke und Klang verändert werden. Das Gerät hat 6/9 Kreise und ist mit 12 Transistoren, 15 Dioden und Gleichrichtern sowie zwei IS bestückt. Die 24-Stunden-Digitaluhr ist dezent beleuchtet, und jeder der Stationstasten ist eine in Frequenzen geeichte Skala zugeordnet.

Durch die Klangabstrahlung nach hinten und schräg nach oben war es möglich, trotz der kleinen Gehäuseabmessungen (25,5 cm × 14 cm × 18 cm) einen verhältnismäßig großen Lautsprecher mit den Abmessungen 13 cm × 8 cm einzusetzen.

Die Tastenbedienung und die Anordnung der Tasten auf einem vorspringenden Pult geben dem Gerät einen hohen Gebrauchswert. Man kann es leicht mit einer Hand bedienen und die Tasten drücken, ohne daß es wegrustzt, und durch die geschickte Aufteilung der Tasten ist auch Blindbedienung oder Bedienung im Liegen möglich.

Von Vorteil ist die Automatik, über die der Lautsprecher während des Weckvorganges eingeschaltet wird. Wenn man also bei Kopfhörerempfang vor dem Einschlafen vergißt, den Kopfhörerstecker aus der Schalt-

buchse zu ziehen, ist das Wecken nicht in Frage gestellt.

2. Schaltung des UKW-Empfangsteils

Bild 2 zeigt die Schaltung des UKW-Empfangsteils sowie des „Preomat“ mit den sieben Stationstasten S1 bis S7. Hiervon sind S1 ... S3 für Mittelwellenempfang und die Tasten S4 bis S7 für UKW-Empfang ausgelegt. Da der Anschluß für eine Außenantenne entfällt, ist eine Netztantenne eingebaut, die bei UKW-Empfang an den 60-Ohm-Eingang angeschlossen wird. Der Eingangskreis L1, L2 ist breitbandig und auf die Mitte des UKW-Empfangsbereichs abgestimmt. Auf den HF-Eingangstransistor T1 folgt der Transistor T2, der als selbstschwingende Mischstufe ausgelegt ist. Der Zwischenkreis mit L3 und C2 und der Oszillatorkreis L5, C3 werden mit den Kapazitätsdioden D1 beziehungsweise D2 abgestimmt. Für beide Dioden wird der Typ BB 103 (blau) verwendet.

Die Diodenabstimmspannung wird dem Gerät nach Drücken einer der Tasten S4 ... S7 zugeführt. Jeder dieser Tasten ist ein Potentiometer von 100 kOhm zugeordnet, womit Spannungen zwischen 4,5 und 20 V eingestellt werden können. Für die automatische UKW-Scharfabstimmung ist die Kapazitätsdiode D3 (BB 103 grün) eingesetzt, der die Steuerspannung vom ZF-Verstärker zugeführt wird. Der Fang- und Haltebereich der Abstimmautomatik ist über den gesamten Empfangsbereich von 88 bis 104 MHz ausreichend konstant. Die FM-ZF von 10,7 MHz wird über das kapazitiv gekoppelte Band-

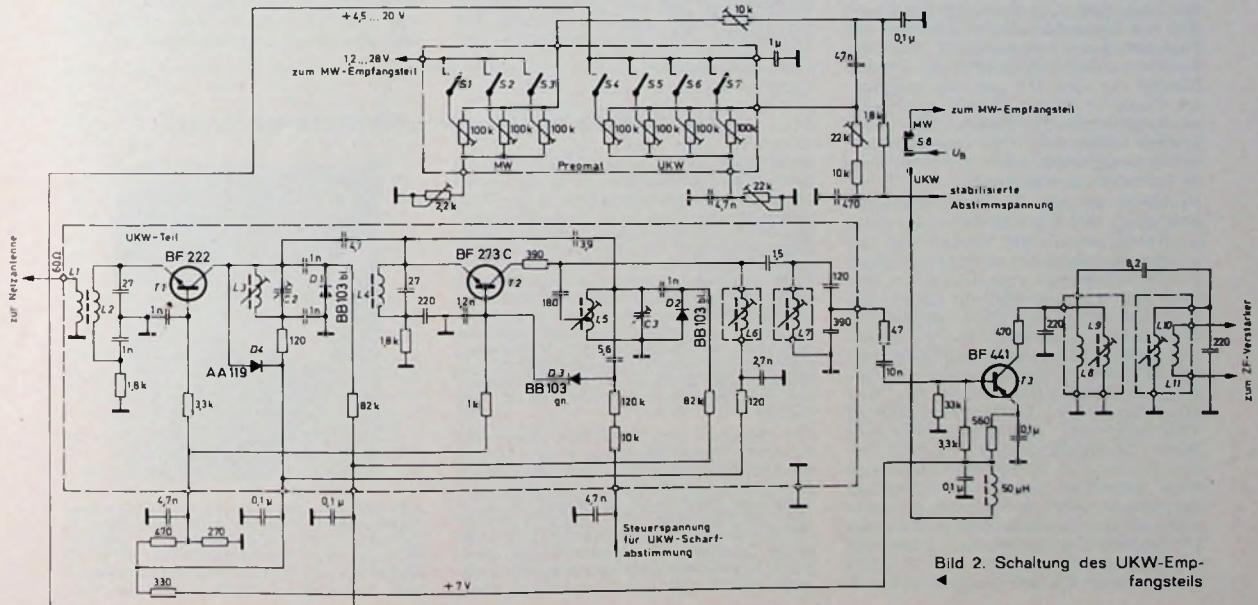


Bild 2. Schaltung des UKW-Empfangsteils

filter L_6 , L_7 der Basis des Transistors T_3 zugeführt, verstärkt und über das Bandfilter L_9 , L_{10} einer integrierten Schaltung zugeführt, die zur Verstärkung der AM- und FM-ZF dient.

3. Schaltung des MW-Empfangsteils

Der Mittelwellen-Empfangsteil des Gerätes (Bild 3) hat zwei Schwingkreise, und zwar den Vorkreis L_{12} , C_4 , der über die Ankoppelspule L_{13}

D_4 hat etwa den gleichen Kapazitätswert wie die Diode bei dieser Empfangsfrequenz, so daß die Oszillatorenspannung an der Diode halb so groß ist wie die des Oszillatorkreises. So wird eine unerwünschte Oberwellenbildung vermieden.

Die Höhe der Schwingspannung des Oszillators kann mit dem Basis-Spannungsteilerwiderstand R_1 eingestellt werden. Die individuelle Einstellung der Schwingspannung des Oszil-

AM-Signale und ausgezeichnete Begrenzung der FM-Signale.

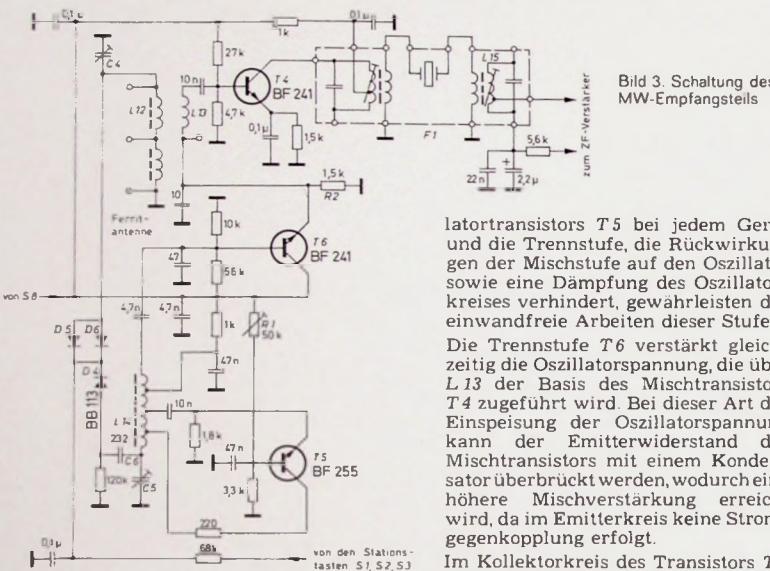
4. Demodulation, NF-Verstärker und Spannungsstabilisierung

Die Schaltungen für die Demodulation der AM-ZF und der FM-ZF sind konventionell. Bedingt durch die breitbandige Verstärkung in der integrierten Schaltung entsteht bei AM-Betrieb neben dem demodulierten NF-Signal ein breites Rauschspektrum. Für die Unterdrückung dieses Rauschens ist ein aktiver Tiefpaß mit einem Transistor eingesetzt. Die Grenzfrequenz liegt zwischen 2,5 und 3 kHz, und die Absenkung ist 12dB je Oktave. Der aktive Tiefpaß ist zwischen den AM-Demodulator und den Lautstärkeregler des NF-Verstärkers geschaltet, der eine Vorstufe, eine Treiberstufe und die Gegenaktendstufe mit 2 W Ausgangsleistung enthält.

Die Stabilisierung der Betriebsspannung für die Transistoren erfolgt mit einer Z-Diode und einem Transistor. Höhere Forderungen werden an die Stabilität der Abstimmspannung gestellt, da eine Nachstimmautomatik im MW-Bereich bei erträglichen Aufwand nicht möglich ist. Zur Stabilisierung der Abstimmspannung ist daher die integrierte Schaltung TAA 550 eingesetzt. Beim Ausschalten des Gerätes wird nur die Betriebsspannung für die Transistoren, nicht aber die Abstimmspannung abgeschaltet. Dadurch wird beim Einschalten des Gerätes ein Durchlaufen der Stationen vermieden, da die Abstimmspannung einige Zeit benötigt, um ihren Sollwert zu erreichen.

5. Weckvorgang

Das Wecken erfolgt nach Wahl mit Summerton oder Rundfunk. Die Lautstärke beim Wecken mit Summerton ist nicht regelbar. Der Summerton ist ein stark oberwellenhaltiger 100-Hz-Ton, der mit dem Netzteil erzeugt wird. Die 24-Stunden-Digitaluhr ist eine Synchronuhr, die unmittelbar an das 220-V-Netz angeschlossen ist.



mit der Basis des Mischtransistors T_4 verbunden ist, und den Oszillatorkreis L_{14} , C_5 . Für die Abstimmung des MW-Bereichs wird die Dreifach-Kapazitätsdiode BB 113 (D_4 , D_5 und D_6) verwendet. Zur Abstimmung ist eine Spannung notwendig, die zwischen 12 und 28 V einstellbar ist. Mit diesem Spannungsbereich ändert sich die Kapazität von etwa 230 bis 10 pF. Mit der Kapazitätsdiode D_4 wird der Oszillatorkreis abgestimmt. Für die Vorkreisabstimmung sind die beiden Dioden D_5 und D_6 parallel geschaltet. Dadurch dürfen Schalt- und Aufbaukapazitäten im Bereich des Vorkreises höher sein, und eine Abstimmung des gesamten Frequenzbereichs ist trotzdem gewährleistet.

Probleme können bei der Diodenabstimmung des Oszillatorkreises dann auftreten, wenn die Amplitude der an der Kapazitätsdiode auftretenden HF-Schwingung zu groß wird. In diesem Fall können, bedingt durch die Nichtlinearität der Diodenkurven, Oberwellen auftreten, die zu unerwünschtem Kurzwellenempfang führen können. Es besteht auch die Gefahr, daß Eigenresonanzen der Ankoppelspule L_{13} des Mischtransistors innerhalb des Kurzwellenbereiches liegen. Dadurch wird die Gefahr unerwünschten Kurzwellenempfangs noch verstärkt. Bei 515 kHz beträgt der Spitzenwert der Oszillatorenspannung an der Kapazitätsdiode D_4 etwa 1 V und die Spitzenspannung am Oszillatorkreis etwa 2 V. Der Serienkondensator C_6 zur Kapazitätsdiode

latortransistors T_5 bei jedem Gerät und die Trennstufe, die Rückwirkungen der Mischstufe auf den Oszillator sowie eine Dämpfung des Oszillatorkreises verhindert, gewährleisten das einwandfreie Arbeiten dieser Stufe.

Die Trennstufe T_6 verstärkt gleichzeitig die Oszillatorenspannung, die über L_{13} der Basis des Mischtransistors T_4 zugeführt wird. Bei dieser Art der Einspeisung der Oszillatorenspannung kann der Emitterwiderstand des Mischtransistors mit einem Kondensator überbrückt werden, wodurch eine höhere Mischverstärkung erreicht wird, da im Emitterkreis keine Stromgegenkopplung erfolgt.

Im Kollektorkreis des Transistors T_4 liegt das dreikreisige Keramikfilter F_1 , das auf 460 kHz abgestimmt ist und eine 9-kHz-Trennschärfe von etwa 35 dB sowie eine Bandbreite von etwa 4 kHz hat. Die unerwünschten Nebenresonanzstellen des Keramikschwingers sind ausreichend stark unterdrückt. Die Ausgangsspannung L_{15} des AM-ZF-Filters ist an die integrierte Schaltung TAA 920 angeschlossen, in der die AM- und FM-ZF um etwa 20 dB verstärkt werden. Sie ermöglicht eine gute Regelung der

Taschenempfänger „olympia-partner“

Mini-Format und Mini-Preis sind neben der Leistung die Voraussetzungen für den Markt-Erfolg eines Taschenempfängers. In den Olympia-Farben Rot, Blau, Grün, Gelb und Anthrazit brachte Telefunken jetzt einen originellen Kleinstempfänger mit dem Namen „olympia-partner“ heraus. Er ist nicht nur bequem in einer Jackentasche unterzubringen (Abmessungen 50 mm × 130 mm × 29 mm, Gewicht mit Batterien 180 g), sondern auch für ein „Taschengeld“ zu haben. Für einen (gebundenen) Preis von 29 DM bietet er Mittelwellenempfang und eine NF-Ausgangsleistung von 200 mW. Das Gerät ist mit sieben Transistoren und einer Diode bestückt und hat fünf Kreise.

Der besondere Gag dieses Mini-Radios liegt in seinem Design. Blickfang ist das Emblem der Olympiaspirale, die in eine metallfarbene Platte auf der Vorderseite des Gerätes eingeschlossen ist. Dahinter ist der 4,5-cm-Lautsprecher untergebracht. Der „olympia-partner“ läßt sich wie ein Mikrofon bequem und sicher in der Brusttasche einer Jacke tragen, wobei durch eine besondere Konstruktion dafür gesorgt wurde, daß der Lautsprecher immer



außerhalb der Tasche bleibt. Zur Abstimmung beziehungsweise Lautstärkeregulation dient an der linken und rechten Seite je ein griffiges Rädchen. Die Betriebsanleitung ist in 13 Sprachen verfaßt und enthält auf der letzten Seite die Schaltung des Gerätes.

Elektronische Regler und ihre Anwendungen

1. Allgemeines

Elektronische Regler haben die Aufgabe, elektrisch darstellbare Größen zu messen und mittels geeigneter Stellglieder die gemessenen Werte auf einen vorgegebenen Sollwert zu regeln. Dieser Ablauf geschieht selbsttätig und geht in einem geschlossenen Regelkreis vor sich (Bild 1). Eine Regelfunktion kann nur nach dem Messen ausgelöst werden und umfaßt

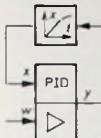


Bild 1. Regelstrecke und Regler im geschlossenen Regelkreis; x Meßgröße oder Regelgröße, w Führungsgröße oder Sollwert, y Stellgröße

das Vergleichen und Stellen und ein neues Messen. Es wird somit nur die Größe ausgeregelt, die der Regler mißt. Über ein Thermoelement am Meßort wird zum Beispiel eine einzuhaltende Temperatur gemessen. Weicht diese infolge einer Störung vom Sollwert ab (Vergleichen), so liegt eine Regelabweichung vor. Das Signal dieser Abweichung veranlaßt den Regler, über eine elektronische Schaltungseinrichtung eine Stellgröße an ein Stellglied zu bringen (Stellen), um die Abweichung rückgängig zu machen. Die in einem Regelkreis erreichbare Verstärkung bestimmt die Regelgenauigkeit. Verstärkung und Genauigkeit sind wiederum vom Zeitverhalten des Reglers und der Regelstrecke abhängig. Das gewünschte Zeitverhalten wird durch einstellbare Rückführungen hergestellt.

Reglersysteme werden entsprechend den zu betätigenden Stellgliedern festgelegt. So werden – je nach gestellten Anforderungen – Regler mit oder ohne Meßwerk, Zweipunkt-, Dreipunkt-, kontinuierliche Regler, Zeitplanregler und Regler mit oder ohne Rückführungen angewandt. Zur Befehlsweitergabe dienen Relais, Schaltkontakte, Magnettventile, Stelltransformatoren, Leistungsverstärker usw., die zum Teil in die Regler eingebaut sein können. Zur Warnung und Überwachung der Stellgliederfunktionen können interne oder externe Signalschaltungen angeschlossen sein.

Jeglich Anwendungsfällen werden elektronische Regler und Regelsysteme in Meßsystemen, Steueranlagen, in einen Schaltschrank, eine Meßwarte oder direkt in die zu überwachenden Anlagenteile einbezogen. Regelgeräte werden als gedruckte Schaltungen, als Bausteine, Kartenausführungen für Geräteeinschübe, als Kompaktregler für Fronttafel einbau oder als tragbare Tischgeräte angeboten.

Elektronische Regler haben neben den Meß- und Steuersystemen in der gesamten Verfahrenstechnik große Bedeutung gewonnen. Sie dienen nicht nur der Rationalisierung eines Ab-

laufes, sondern sie tragen wesentlich zur Vermeidung von Betriebsstörungen und der Verbesserung von Produkten bei. Im folgenden werden die gebräuchlichsten Reglersysteme und ihre Anwendung behandelt, wobei selbstverständlich nur eine Auswahl getroffen werden konnte. Im übrigen sei auf das entsprechende Schrifttum verwiesen [1 ... 6].

2. Meßwerkregler

Bei den Meßwerkreglern wird die am Eingang anliegende Meßgröße x – dies kann eine Spannung, ein Strom oder eine Widerstandsänderung sein – auf einer Skala angezeigt (Bild 2). Die Meß- oder Regelgröße x ist an die Meßwerkspule 2 angeschlossen. Der Energieverlust dieser Eingangsgröße durch die Instrumentenspule kann durch vorge-

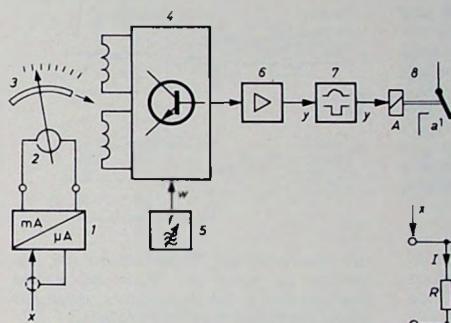


Bild 2. Prinzip eines Meßwerkreglers mit induktivem Grenzwert (Sollwert-) Abgriff; x Regelgröße, w Führunggröße, y Stellgröße, 1 Meßumformer, 2 Drehspulinstrument, 3 Metallfahne, 4 Oszillator, 5 Sollwertgeber (veränderbare Frequenz), 6 Verstärker, 7 Schalter (Trigger), 8 Stellglied (Relais)

schaltete, dem Meßwerk und der Meßgröße angepaßte Meßverstärker und/oder Meßumformer 1 ausgeglichen werden. Die im Inneren des Reglers in Form eines Weges oder Abstandes vorliegende Regelabweichung zur Sollwerteinstellung wird in den meisten Fällen durch einen induktiven oder kapazitiven Abgriff in ein elektrisches Signal umgewandelt. Am Meßwerkzeiger kann zum Beispiel eine Metallfahne 3 angebracht sein, die entsprechend der Meßgröße (und der Sollwertvorgabe) in die Spule eines Oszillators 4 eintaucht. Die dadurch verursachte Induktivitätsänderung der Spule verändert die Frequenz des Oszillators. Durch Über- oder Unterschreiten des Sollbereiches wird somit eine Spannungsänderung am Oszillatorkreislauf hervorgerufen. Dieses Signal wird verstärkt (6) und über einen elektronischen Schalter 7 (Trigger, Schaltverstärker) als normiertes Signal L oder O an das zu betätigende Stellglied 8 gebracht.

Oft ist in 5 eine Sollwertskala getrennt von der Meßgrößen Skala vorhanden, auf der mittels Einstellmarken der Sollbereich eingestellt und abgelesen werden kann. Istwert, Sollwert und Regelabweichung sind somit in übersichtlicher Weise erkennbar. Einstellbare Grenzwertmarken mit be-

stimmten Toleranzen des Sollbereichs können bei Regelabweichungen Alarm signalisieren.

3. Elektronische Regler

Elektronische Regler unterscheiden sich nur insofern von den Meßwerkreglern, daß bei ihnen das Meßsignal x mit einem elektrischen Sollwert verglichen wird und ein Meßwerkssystem nicht vorhanden ist. Der Sollwert wird aus einer veränderbaren Spannungsquelle oder einem Widerstandswert – beide mit sehr hoher Genauigkeit und Güte – gebildet. Diese Referenzgröße und die Regelgröße bilden in einer Vergleichsstufe die Regelabweichung, die verstärkt und über eine elektronische Schaltstufe als statisches Betriebssignal einem Stellglied (Relais) zugeführt wird.

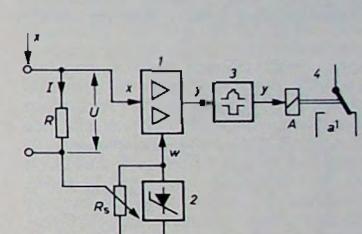


Bild 3. Schaltungsprinzip eines elektronischen Reglers; 1 Oszillatoren, 2 Sollwertgeber, 3 Schmitt-Trigger, 4 Schalter (Relais A)

Bild 3 veranschaulicht die Wirkungsweise eines elektronischen Reglers ohne Meßwerk. Die Meßgröße x fließt als Strom I durch den Widerstand R , der so ausgelegt ist, daß bei dem Endwert des eingeeichten Strombereiches ein bestimmter Spannungsabfall U auftritt. Diese Eingangsspannung wird mit der am Sollwertpotentiometer R_s eingestellten Spannung (Sollwert w) verglichen. Die Differenz der beiden Spannungen steuert über den Schmitt-Trigger 3 dann das Relais A. Für die Vergleicherschaltung kann auch ein Differenzverstärker eingesetzt werden. Hierbei wird an den einen Eingang der Soll- oder Grenzwert und an den zweiten Eingang die Meßgröße gelegt.

Elektronische Regler enthalten also keine mechanischen Teile, abgesehen vom elektromechanischen Relais als Stellglied (oft werden Reed-Relais mit trockenen oder feuchten Kontakten eingesetzt, so daß mechanisch be-

anspruchte Bauteile – bis auf den Kontakt – fortfallen). Bei stetigen elektronischen Reglern ist kein Relais eingebaut, da hier die Stellglieder durch einen Strom oder eine Spannung angesteuert werden. Der Eingangswiderstand der Regler ohne Meßwerk ist oft sehr groß, so daß kleine nicht belastbare Signale, wie sie zum Beispiel Thermoelemente abgeben, verlustfrei gemessen werden können. Der deshalb nicht erforderliche Meßumformer und Leitungsabgleich vereinfachen die Installation und sind kostensparend.

3.1. Zeitverhalten von Regler und Regelstrecke

Wie eingangs erwähnt, ist die Genauigkeit einer Regelung vom Zeitverhalten des Reglers zum Zeitverhalten der Regelstrecke abhängig. Es ist also ein Abgleich für eine schnelle und genaue Regelung und Auslösung der Stellglieder erforderlich. Stimmt das Zeitverhalten des Reglers nicht mit dem der Regelstrecke überein – und umgekehrt –, wird die Regelung ungenau, langsam, oder der Regelkreis pendelt um den Sollwert. Das Stellglied kommt also nicht zur Ruhe, und der Regelkreis schwingt.

Das Zeitverhalten einer Regelstrecke läßt sich durch den zeitlichen Verlauf der Meß- oder Regelgröße x am Eingang des Reglers bei einer schnellen Änderung der Stellgröße y am Ausgang bei geöffnetem Regelkreis gut darstellen. Die meisten technischen Regelstrecken haben das im Bild 4

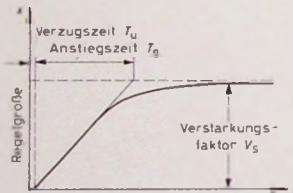


Bild 4. Definition der Regelstreckenparameter T_u , T_g und V_s (nach DIN 19 226)

dargestellte Zeitverhalten. Diese Verzögerung kann annähernd durch die drei Regelstreckenparameter – Verzugszeit T_u , Anstiegszeit T_g und Verstärkungsfaktor V_s – beschrieben werden. Danach läßt sich eine Regelstrecke um so schwerer regeln, je größer das Zeitverhältnis T_u/T_g ist. Regelstrecken mit einem Verhältnis von $T_u/T_g \leq 5$ sind somit leicht, solche mit einem Verhältnis von etwa 7 schwieriger und solche mit einem Verhältnis von etwa 10 sehr schwer zu regeln. Durch entsprechende Maßnahmen lassen sich diese Werte beeinflussen; bei Temperaturregelungen kann man zum Beispiel den Wärmewiderstand zwischen Heizung und Meßfühler verkleinern und somit die Verzugs- und Anstiegszeit verringern.

Das Zeitverhalten des Reglers kann durch den zeitlichen Verlauf der Stellgröße y bei geöffnetem Regelkreis und sprunghafter Änderung der

Meß- oder Regelgröße x dargestellt werden. Durch die Reglerparameter Proportionalbereich X_p , Nachstellzeit T_n und Vorhaltzeit T_v läßt sich die Regereinstellung bei bestimmten Störverhalten optimieren. Sind die Reglerstreckenparameter bekannt, so lassen sich die benötigten Reglerparameter ungefähr berechnen. Anhaltswerte für das Anpassen von Reglern an Regelstrecken können aus Tab. I entnommen werden. Bei einem PD-Regler ist das Einhalten der Vorhaltzeit T_v nicht unbedingt notwendig; bei einem PID-Regler können jedoch bei Nichteinhaltung der Vorhaltzeit Regelschwingungen auftreten, wenn

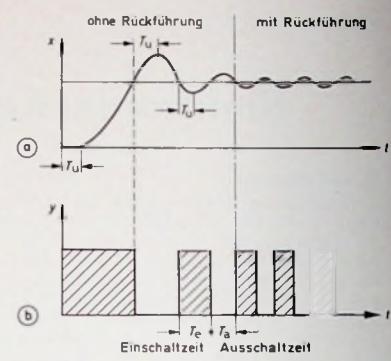
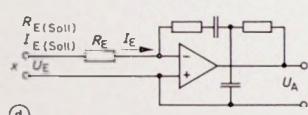
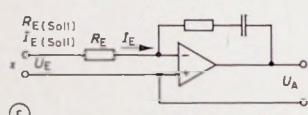
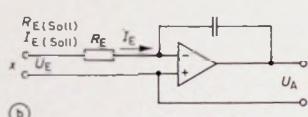
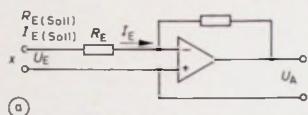


Bild 5. Regelgröße x (a) und Stellgröße y (b) einer Zweipunktregelung ohne und mit Rückführung

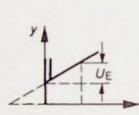
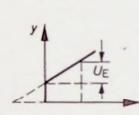
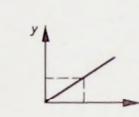


Bild 6. Übersicht der gebräuchlichsten Regler und ihre Stellgliedfunktion, a) P-Regler, b) I-Regler, c) PI-Regler, d) PID-Regler

die Nachstellzeit T_n um mehr als die Hälfte zu klein ist. Eine zu große Nachstellzeit verlangsamt dagegen das Ausregeln von Störgrößen.

3.2. Einfluß der Rückführung auf das Zeitverhalten

Mit unstetigen Reglern (zum Beispiel Zweipunkt-, Dreipunktregler) ohne Rückführungen lassen sich nur einfache, verzögertesarme Regelstrecken regeln. Mit einer an das Zeitverhalten der Regelstrecke und des Reglers angepaßten Rückführung, die die Schalthäufigkeit der Stellgröße beeinflußt, kann dieser Nachteil praktisch beseitigt werden. Der Regler erhält somit ein quasistatisches Verhalten (Bild 5). Das Schaltzeitverhältnis, das aus der Einschaltzeit und der Summe von Ein- und Ausschaltzeit gebildet wird, ist hierbei im eingeschwungenen Zustand jeweils für einen bestimmten Sollwert gleich. Wenn die Stellgröße dem Stellglied angepaßt

ist, so liegt das Schaltzeitverhältnis zwischen 0,1 und 0,8. So muß zum Beispiel die Heizleistung einer Temperaturregelstrecke bei einem Schaltzeitverhältnis von etwa 0,8 vergrößert, bei einem Schaltzeitverhältnis von etwa 0,1 dagegen verkleinert werden.

3.3. Begriffe der Regelungstechnik

Eine Regelstrecke kann integral, proportional oder differential beeinflußt werden. Man spricht hierbei von proportional wirkenden Reglern (P-Regler) oder von integral wirkenden Reglern (I-Regler). Bei P-Reglern ist im Ruhezustand jedem Regelgrößenwert ein bestimmter Stellgrößenwert zugeordnet. Nach Tab. I ist der Proportionalbereich X_p der Bereich, um den sich die Regelgröße x ändern muß, um die Stellgröße y über den Stellbereich Y_h zu ändern. X_p ist somit die Verstärkung des Reglers. Bei I-Reglern ist im Ruhezustand jedem Wert der Regelgröße eine bestimmte

Tab. I. Ungefähr Einstellung der Reglerparameter bei Optimierung nach Störverhalten

Reglerkennlinie	Proportionalbereich X_p	Reglerparameter Nachstellzeit T_n	Vorhaltzeit T_v
proportional mit Vorhalt (PD)	$98 \cdot \frac{T_u}{T_E} V_s$		$0,3 \cdot T_u$
proportionalintegral (PI)	$1,2 \cdot \frac{T_u}{T_E} V_s$	$3,2 \cdot T_u$	
proportionalintegral mit Vorhalt (PID)	$0,8 \cdot \frac{T_u}{T_E} V_s$	$2 \cdot T_u$	$0,4 \cdot T_u$

Änderungsgeschwindigkeit der Stellgröße zugeordnet. Dem Wert der Stellgröße entspricht das Zeitintervall der Regelabweichung. Die Nachstellzeit T_n ist hierbei die Zeit, in der die Stellgröße y den Stellbereich Y_h bei schnellster Stellgeschwindigkeit durchläuft.

Eine Vereinigung beider Reglersysteme stellt der PI-Regler dar. Der proportional-integral wirkende Regler stellt den Wert der Stellgröße proportional der Regelabweichung ein und fügt den Wert der zeitintegrierten Regelabweichung hinzu. Die Nachstellzeit ist hierbei die Zeit, die das Stellglied vom Beginn der plötzlichen Regelabweichung an benötigt, um denjenigen Wert, den es infolge des proportionalen Anteils sofort eingestellt hatte, zusätzlich nachzustellen. Durch die Geschwindigkeit der Regelgrößenänderung wird die Stellgröße mit beeinflußt. Ein noch besseres Regelergebnis erhält man mit Reglern, die einen D-Anteil (differential) haben (eine D-Regelung allein reicht aber nicht aus, um die Regelgröße an die Führungsgröße anzulegen). PD-, ID- und PID-Regler beeinflussen zusätzlich die Stellgröße, und zwar im Verhältnis der Änderungsgeschwindigkeit der Regelabweichung. Die Vorhaltzeit T_v ist dann die Zeit, die das Stellglied vom Beginn einer mit konstanter Geschwindigkeit verlaufenden Regelabweichungsänderung an benötigt, um auf Grund der Proportionalwirkung den Wert einzustellen, den es infolge der Vorhaltzeit sofort eingestellt hatte [7].

Im Bild 6 sind die gebräuchlichsten Reglerschaltungen mit ihren Stellgliedern dargestellt. Sie bestehen aus Operationsverstärkern mit entsprechenden Eingangs- und Rückführungsnetzwerken. Der Eingangswiderstand $R_E(Soll)$ muß dabei so gewählt werden, daß der Eingangsstrom $I_E(Soll) + I_E = 0$ ist, wenn der Istwert den Wert des Sollwertes angenommen hat (Stromvergleich). Die Ausgangsgröße U_A , die die Stellgröße am Reglerausgang darstellt, wird entsprechend der Soll-Istwert-Differenz am Eingang ausgesteuert [8].

3.4. Stetige Regler

Stetige Regler wirken kontinuierlich oder stetig auf Stellglieder. Die Stellgliedgröße wirkt bei diesen Reglern auf proportionale Stellglieder wie Halbleiter oder elektro-pneumatische Ventile. Die Stellgröße ist somit ein in der Amplitude stetig veränderbarer Wert, so daß Stellzeiten bei 0...100 % Stellgrad nur wenige Sekunden dauern. Das Ausgangssignal ist zumeist ein Gleichstrom von 0 bis 100 mA oder das eingeprägte Einheitsstromsignal von 4 bis 20 mA mit hochgelegtem Nullpunkt (live zero). Der Regler-Nullpunkt wird hochgelegt, dabei pneumatischen Regelungen die Regelspanne 0,2...1 atü beträgt und somit der Nullpunkt nicht bei einem Druck von 0 atü, sondern bei 0,2 atü liegt. Das Einheitsstromsignal ist leicht eigensicher zu halten, da der Höchstwert des Stromes (20 mA) verhältnismäßig weit vom Kurzschlußstrom (100 mA) entfernt ist [9].

3.5. Zweipunktregler ohne Rückführung

Zweipunktregler werden hauptsächlich für Regelaufgaben eingesetzt, bei denen an die Regelgenauigkeit und das Regelverhalten keine großen Anforderungen gestellt werden. Der Zweipunktregler eignet sich sehr gut für Regelstrecken mit vernachlässigbaren Verzugszeiten wie Temperaturregelungen, bei denen der Meßfühler in unmittelbarer Nähe einer Heizung angeordnet ist. Die Zweipunktregelung bietet insbesondere bei Meßwerkreglern den Vorteil der Istwertanzeige und die Möglichkeit zusätzlicher Grenzwertsignalgabe.

Zweipunktregler wirken auf Stellglieder mit zwei Schaltzuständen. Ein oder Aus. Überschreitet die Regelgröße den Sollwert, schaltet der Regler das Stellglied aus, eine Sollwertunterschreitung schaltet das Stellglied ein. Das Ausgangssignal ist in beiden Fällen binär (L oder O). Der Schaltausgang ermöglicht die Verwendung von Relais oder Schaltschaltern als Stellglieder, die gegenüber Verstärkern oder Stelltransformatoren bei stetigen Reglern wesentliche Kostensparnis bringen.

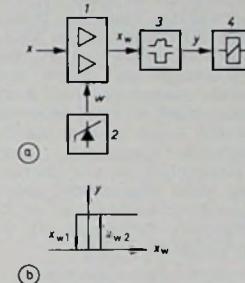


Bild 7 a) Blockschaltbild des Zweipunktreglers ohne Rückführung (1 Vergleicherstufe, 2 Sollwertgeber, 3 Schalter, 4 Stellglied), b) Arbeitsweise des Schalters 3

In der Vergleicherstufe 1 (Bild 7a) wird die Regelgröße oder das Eingangssignal mit dem Sollwert oder der Führungsgröße verglichen und die Regelabweichung $x_w = x - w$ gebildet. Das entstandene Signal wird über einen elektronischen Schalter dem Stellglied zugeführt. Die Schaltstufe 3 wird nur angesteuert, wenn die Regelabweichung den Wert $x_w 2$ über- oder den Wert $x_w 1$ unterschreitet (Bild 7b). Die dabei entstehende Regelgenauigkeit (Zeitverzögerung durch die Zweipunktpendelung) bei einer zu vernachlässigenden Verzugszeit T_v beträgt etwa $\pm 0,25\%$ der Regelgröße x . Bei Regelstrecken mit einem Verzugszeit-Anstiegsverhältnis von 0,05 entsteht bereits eine Meßgenauigkeit von etwa 1,5 %. Bei Zweipunktreglern nimmt also die Schwankungsbreite (doppelte Amplitude der Zweipunktpendelung um den Sollwert) und damit die Regelgenauigkeit mit größer werdendem Verzugszeit-Anstiegsvorhältnis und Verstärkungsfaktor zu.

3.6. Zweipunktregler mit Rückführung

Die Regelgenauigkeit der Zweipunktregler ohne Rückführung läßt sich ver-

bessern, wenn ein Teil x_{a1} der Stellgröße auf den Reglereingang zurückgeführt wird (Bild 8). Dies ist bei vielen Reglern ohne eingebaute Rückführung durch Zweigruppenschaltung oder eine Bypass-Anordnung möglich. Zweipunktregler mit Rückführung eignen sich sehr gut für Regelstrecken mit nicht vernachlässigbarer Verzugszeit. Dies ist zum Beispiel bei Raumtemperaturregelungen, bei denen der Heizer und Meßfühler weit auseinander liegen, der Fall.

Vergrößert man nun den Proportionalbereich X_p , so läßt sich die Pen-

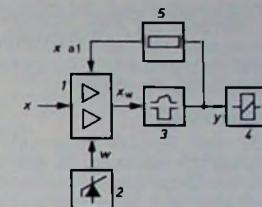


Bild 8. Blockschaltbild des Zweipunktreglers mit Rückführung: 1 Vergleicherstufe, 2 Schalter, 3 Stellglied, 4 Sollwertgeber, 5 Rückführung

delung der Regelgröße um den Sollwert beliebig klein machen. Die Schalthäufigkeit erhöht sich, und die Schwankungsbreite wird im gleichen Maßstab verringert. Da die Schalthäufigkeit im Vergleich zur Eigenfrequenz der Regelstrecke größer ist, werden die einzelnen Impulse nicht mehr aufgelöst. Das Verhalten dieser Regelung kommt somit dem einer stetigen gleich. Der Unterschied zum stetigen Regler besteht darin, daß der jeweils benötigte Stellgrad nicht durch Verändern der Amplitude, sondern durch Verändern der Impulsbreite erreicht wird [10]. Durch die Rückführung eines Teils der Stellgröße über ein einstellbares RC-Netzwerk oder eine elektronische Schaltungsanordnung auf den Eingang entsteht eine Addition des Signals x_{a1} zur Regelgröße x und somit ein früheres Erreichen des Sollwertes w .

3.7. Dreipunktregler

Dreipunktregler (auch Dreipunktschrittreger genannt) wirken auf Stellglieder wie Stellmotoren, Motorventile oder Stelltransformatoren im allgemeinen mit drei Informationen ein, wie beispielsweise Rechtslauf, Halt, Linkslauf. Liegt nun der Istwert zwischen den beiden Schaltpunkten, so ist das Stellglied in Ruhestellung. Aus Gründen der Schaltstabilität haben diese Regler im allgemeinen eine Rückführung. Zusammen mit dem Stellglied ergibt sich somit ein PI-Verhalten. Das Integral-Verhalten des Stellgliedes (bei einem Stellmotor), also die Abhängigkeit des Stellschrittes von der Regelabweichung, unterdrückt hierbei die Differential-eigenschaften der Rückführung. Bei elektrischen Stellantrieben müssen die üblichen Stellzeiten von etwa 1 min für 0...100 % Stellgrad für die geforderte Regelaufgabe berücksichtigt werden. Dies ist bei vielen Temperaturregelungen oder

Durchflußregelungen ohne weiteres zu verwirklichen.

3.8. Zeitplanregler

Bei einer Zeitplanregelung soll der Wert der Regelgröße nicht konstant gehalten werden, sondern sich nach einem vorgegebenen Zeitplan automatisch ändern. Die hierzu benötigten Regler tasten einen mit der Zeit veränderlichen Sollwert ab, oder sie führen einen Vergleich des Istwertes mit dem zeitabhängigen Sollwert durch. Die Sollwerteinstellung der für Zeitplanregelungen benötigten Regler steht dabei auf Null oder ist überhaupt nicht vorhanden. Zeitplanregelungen werden im allgemeinen bei Glühprozessen, bei denen bestimmte Temperaturprogramme durchlaufen werden müssen, eingesetzt.

4. Gerätetechnik

In Meß- und Schaltwarten verfahrenstechnischer Anlagen ist oft eine Vielzahl von Regelkreisen vorhanden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit, vereinfachter Bedienung und Wartung werden im allgemeinen normierte Regelgeräte eingesetzt. Diese als Kompaktregler bezeichneten Geräte haben meistens gleiche Abmessungen. Sie sind sogenannte Universalsregler, so daß verschiedene Regelungen nach Austausch bestimmter Bauteile oder -gruppen mit einem Gerät möglich sind. Die mit Halbleitern bestückten Geräte bilden mit der Anzeigeeinheit, den Meßumformern, dem Vergleicher, dem Regelteil und der Betriebsspannungseinheit ein von vorn zu bedienendes komplettes System. Eine schnelle Umrüstung und vereinfachte Wartung wird durch steckbare Baugruppenanordnungen gewährleistet. Das Ein- und Ausgangssignal für alle Verknüpfungen ist normiert und durch einpolige Verbindungen zu den Meßwertgebern und Stellgliedern geschaltet. Die Schaltungen sind zumeist eigensicher, wodurch eine Vereinfachung der Wartung in explosionsgefährdeten Bereichen möglich wird. Einheitliche Anschlußtechniken und Klemmenbelegungen ermöglichen den Austausch von Einschüben. Da nur wenige Regelvorgänge mit dem gleichen Reglertyp wirtschaftlich gelöst werden können, bieten die Herstellerfirmen Geräte und Gerätegruppen für systembedingte Erweiterungen und Änderungen an. So werden für die Projektierung einer Regleranlage Geräte

und vereinheitlicht; Montage und Installation sind am Aufstellungsort in kurzer Zeit durchführbar, da die Einheiten anschlußfertig sind. Die Ausfallzeiten bei Störungen sind klein, weil der einheitliche Aufbau der Gerätekombinationen und die Verdrahtung nach Standardschaltplänen die Fehlersuche erleichtern.

5. Beispiele von Regelungen

Um einen kleinen Einblick in die Anwendungen von Reglern zu ermöglichen, werden im folgenden den von einer Vielzahl der Anwendungsmöglichkeiten zwei Beispiele gegeben.

5.1. Temperaturregelstrecke

Da bei Temperaturabweichungen immer eine Minderung der Qualität oder Verluste in der Herstellung auftreten können, ist es unbedingt erforderlich, Temperaturen auf ihrem vorgegebenen Sollwert zu halten. Temperaturregler sollen bei Gefahr, das heißt bei zu hoher oder zu niedriger Temperatur, eingreifen. Sie sollen einen bestimmten Punkt der Heizung oder Kühlung überwachen. Hierfür eignen sich Zweipunktregler, deren Istwertgeber an einer für die Regelung gewählten Meßstelle installiert ist. Der Wahl des richtigen Meßortes kommt große Bedeutung zu, da die Temperaturregelung durch falsche Meßortwahl ungenau und langsam wird. Der Meßort muß eine Stelle sein, an der keine andere als die zu überwachende Temperatur auftritt; er muß beispielsweise vor Sonneneinstrahlung und Raumluft geschützt sein, oder diese zusätzlich auftretenden Störgrößen müssen in die Regelung einbezogen werden.

Um Temperaturen zu messen, nutzt man vorwiegend zwei physikalische Erscheinungen bei Temperaturänderungen aus, die Widerstandsänderung eines Metalls oder Halbleiters und die Änderung einer thermoelektrischen Spannung. Auf dieser Basis arbeitende Meßfühler sind in der Praxis die Widerstandsthermometer und die Thermoelemente. Um über die Temperatur eine Aussage zu machen, muß der vom Meßfühler abgegebene Wert mit einer Bezugsgroße verglichen werden. Das geschieht mit einer Widerstandsmeßbrücke, in die der Meßfühler geschaltet ist. In der nach dem Wheatstone-Prinzip aufgebauten Meßbrücke sind im abgeglichenen Zustand die Widerstände R_1 und R_2 gleich; der Fühlerwiderstand R_M entspricht dem Sollwertwiderstand R_s (Bild 9).

und Brückeneingang sowie Reglereingang durch sogenannte Ausgleichsleitungen. Je geringer das Signal der Regelabweichung am Brückenausgang je Grad Temperaturdifferenz ist, desto größer muß die nachfolgende Verstärkung sein. Bei den Widerstandsthermometern ergibt sich die Größe der Spannungsänderung je Grad aus dem durch den Fühler fließenden Strom. Je größer der Strom ist, desto größer wird die Spannungsänderung, und um so mehr wird die dadurch hervorgerufene Eigenerwärmung des Meßfühlers zu Fehlereinflüssen führen. Das ist ein Grund dafür, daß sich in der Praxis das Thermoelement für Temperaturnmessungen durchgesetzt hat. Hierbei entfällt ein Leitungsabgleich, da die Eingänge der elektronischen Regler im allgemeinen sehr hochohmig sind.

Wird am Sollwertregler R_s ein bestimmter Temperaturwert eingestellt, so gibt die Richtung der abgegebenen Spannung an, ob der gemessene Wert größer oder kleiner ist als der eingestellte. Die Regelabweichung wird verstärkt und dem Stellglied zugeführt. Das bewirkt über ein Schaltschütz oder ein Magnetventil das Ein- oder Ausschalten der Heizung oder Lüftung oder das Öffnen oder Schließen eines Ventils. Nach einiger Zeit wird sich die Temperatur am Meßort ändern. Diese Änderung wird vom Meßfühler erfaßt, bei Über- oder Unterschreitung des Sollbereichs an den Regler geleitet und eine erneute Stellgliedfunktion ausgelöst.

5.2. Füllstandsregelung

Füllstandsregelungen können nach verschiedenen Meßprinzipien durchgeführt werden. Bei der Verwendung zweier Ultraschallsensoren wird die Schrankenanordnung durch die zu erfassende Füllmenge (fest oder flüssig) unterbrochen. Die zwischen den Sensoren schwingende Luftsäule wird hierbei gedämpft und die Schwingfrequenz eines Oszillators geändert. Eine dadurch hervorgerufene Spannungsänderung am Oszillatorausgang wird verstärkt und einer Schaltstufe zugeführt. Das am Ausgang angelockste Stellglied bewirkt eine Änderung der Füllgutzufuhr.

Ein anderes Prinzip ist die kapazitive Füllhöhenbestimmung. Infolge der Füllhöhenänderung zwischen einer Elektrode und dem Füllgut beziehungsweise einer Behälterwand entsteht ein Kondensator, dessen Kapazität vom Aufbau und der mechanischen Beschaffenheit der Elektrode und des Behälters sowie der Füllguteigenschaft und dem Abstand zwischen Elektrode und Behälterwand abhängt. Die Auswertung der Kapazitätsänderung kann entweder eine kontinuierliche Ausgangsfunktion oder aber eine sprunghafte Zustandsänderung eines Stellgliedes (Bild 10) bewirken. Das Stellglied (Relais A) ist über T_2 eingeschaltet. Sobald das Füllgut eine Kapazitätsänderung herbeiführt, wird T_2 durch T_1 gesperrt, und das Relais fällt ab. Der Relaiskontakt verbindet jetzt die Stromzuführung zum externen Stellglied S, das einen Schieber oder ein Ventil betätigt, um die Füllmengenzufuhr zu verändern.

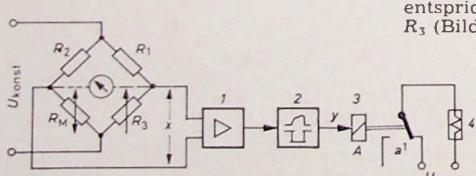


Bild 9. Brückenschaltung für Temperaturmessungen: 1 Verstärker, 2 Schalter, 3 Stellglied, 4 Heizer

entsprechend ihrer Funktion in Gruppen unterteilt und später in Kästen, Schränke oder Pulte, die diesen Gruppen zugeordnet sind, eingebaut. Diese Aufteilung besteht zum Beispiel aus einer Leistungs-, Regler-, Melde- und Befehlsgruppe. Die Projektierung wird dadurch vereinfacht

Die Skala des Bezugswiderstandes R_s kann in Ohm oder besser in °C geeicht sein, da bekannt ist, um welchen Betrag der Widerstand des Meßfühlers sich je Grad Temperaturdifferenz ändert. Wichtig für das Funktionsieren dieser Meßschaltung ist ein Leitungsabgleich zwischen Meßfühler

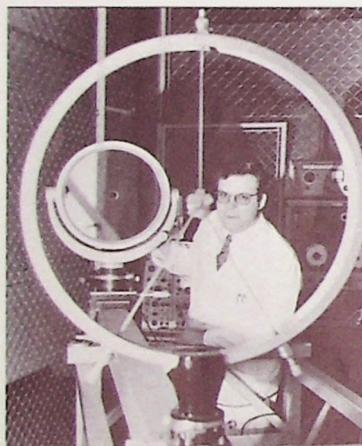
Laser-Nachrichtenübertragung durch die Atmosphäre

Obwohl es den Nachrichtentechnikern schon gelungen ist, mehrere 10 000 Ferngespräche über ein Koaxialkabel zu führen, geht angesichts des exponentiell anwachsenden Informationsflusses die Suche nach neuen, noch leistungsfähigeren Übertragungsmedien weiter. Zum Beispiel versucht man, die freie Atmosphäre als optischen Nachrichtenkanal für Laserstrahlen zu verwenden. Die starke Bündelbarkeit, die gute Abhörsicherheit und die große mögliche Übertragungsbandbreite des Laserstrahls

sen wesentlich weniger anfällig ist als der sichtbare Helium-Neon-Strahl. Dieser positive Effekt kommt zu stande, weil die Wellenlänge des verwendeten Kohlendioxid-Lasers in einen Spektralbereich fällt, in dem die Atmosphäre ein sogenanntes optisches Fenster aufweist.

Trotzdem sind für den CO₂-Laserstrahl noch einige Störinflüsse zu beobachten. Die Absorption von Wasserdampf und Kohlendioxid in der Luft, die Lichtstreuung an kleinsten Wasser- und Staubteilchen sowie die durch Seitenwind und Sonneneinstrahlung bedingten Luftturbulenzen dämpfen den Laserstrahl, weiten ihn auf, verschieben ihn und lassen seine Intensität schwanken. Immerhin ist bei starkem Dunst, mäßigem Regen, Nebel und Schnee mit dem Strahl des Kohlendioxid-Lasers noch eine Übertragung möglich. Beim augenblicklichen Stand der Entwicklung arbeitet die Anlage erst dann nicht mehr, wenn die atmosphärische Dämpfung des Laserlichts im Mittel 8 dB/km übersteigt.

Der Einsatz des Lasers in der Nachrichtentechnik ist deshalb so aussichtsreich, weil er wegen seiner sehr hohen Frequenz – 28,3 THz beim Kohlendioxid-Laser – die Möglichkeit hoher Kanalkapazitäten für Ferngespräche sowie Rundfunk- und Fernsehsendungen bietet. Bei der Laser-Nachrichtenübertragung durch die Atmosphäre denkt man an Erde-Satelliten-Verbindungen und an Kurzstrecken-Richtsysteme zwischen hohen Gebäuden in Großstädten, mit denen eine wesentliche Entlastung und Kapazitätsausweitung des innerstädtischen Kabelfnetzes erreichbar wären. Die optische Nachrichtenübertragung dürfte auch für die Einführung des Bild-Fernsprechens interessant sein, das mit einem Bandbreitenbedarf von 1 MHz außerordentlich umfangreiche Übertragungsaufgaben stellt. Schließlich zeichnet sich auch für die schnelle Datenübertragung



Empfangseinrichtung der 5,4 km langen Versuchsstrecke für die Nachrichtenübertragung mit Laserstrahlen. Die Kopfstationen bestehen aus Cassegrain-Teleskopen mit einem konvexen Okularspiegel (im Vordergrund) und einem konkaven Objektivspiegel, hinter dem ein Lasersender beziehungsweise ein Detektor zur Auswertung des ankommenden Laserlichts angeordnet ist

machen ihn für die Nachrichtenübertragung interessant. Auf einer 5,4 km langen Versuchsstrecke zwischen den Münchner Stadtteilen Obersendling und Giesing untersuchen Wissenschaftler aus den Forschungslaboren von Siemens die Möglichkeiten eines solchen Systems. Die vom Bundeswissenschaftsministerium über die Gesellschaft für Weltraumforschung geförderten Arbeiten sollen vor allem Ergebnisse über die Auswirkungen atmosphärischer Einflüsse liefern, nachdem die Nachrichtenübertragung mit Laserstrahlen bereits technisch realisiert werden kann.

Der bei den Versuchen eingesetzte CO₂-Laser sendet bei einer Ausgangsleistung von 5 W eine Infrarotstrahlung mit 10,6 μm Wellenlänge aus. Ursprünglich stand die Verwendung eines Helium-Neon-Lasers zur Diskussion. Die bisherigen Messungen in München haben jedoch ergeben, daß der unsichtbare Infrarot-Strahl gegenüber atmosphärischen Einflüs-

sen eine Anwendung ab. Die Daten können bei „geschlossenem“ atmosphärischem Kanal gespeichert und bei „offenem“ atmosphärischem Kanal mit hoher Übertragungsrate weitergegeben werden. Die Wissenschaftler prognostizieren die Einführung optischer Übertragungssysteme auf Laserbasis zur Bewältigung des für die achttiger Jahre erwarteten Informationsflusses.

Die Kopfstationen der 5,4 km langen Teststrecke zwischen den Siemens-Standorten Hofmannstraße und St.-Martin-Straße enthalten in ihrem optischen Teil sogenannte Cassegrain-Teleskope, die aus je einem konkavem Objektivspiegel von 35 cm Durchmesser und einem konvexen Okularspiegel von 3,2 cm Durchmesser in 180 cm Abstand bestehen. Der modulierte Laserstrahl tritt zunächst durch eine zentrische Öffnung im Objektivspiegel, trifft auf den Okularspiegel, wird von diesem reflektiert, aufgefächert und nach einer Reflexion am Objektivspiegel vom Teleskop abgestrahlt. Das ankommende Laserlicht wird auf dem umgekehrten Weg empfangen. Innerhalb des Strahlenganges ist hinter dem Objektivspiegel das eigentliche Lasergerät mit der Modulationseinrichtung beziehungsweise ein Detektor zur Auswertung der ankommenden Strahlung je nach Aufbau der Einrichtung als Sender oder Empfänger angeordnet. Die Teststrecke arbeitet noch mit einseitiger Übertragung. Die Möglichkeit der gleichzeitigen Nachrichtenübermittlung in beiden Richtungen ist aber gegeben.

Die zu übermittelnde Nachricht wird der CO₂-Laserstrahlung mit einem Gallium-Arsenid-Modulationskristall aufgeprägt, der für Laserstrahlen durchlässig ist und elektrische Signale in intensitätsmodulierte Laserwellen umsetzt. Auf der Empfangsseite fokussiert eine Linse die aus dem Empfangsteleskop austretende Laserstrahlung auf den Detektor. Der mit flüssigem Stickstoff gekühlte und mit Gold-Atomen dotierte Germanium-Halbleiterdetektor wandelt unter Ausnutzung eines inneren Photoleitungseffektes die empfangenen Lasersignale wieder in elektrische Signale zurück.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCAU

brachte im Februarheft 1972 unter anderem folgende Beiträge:

Neue Wege der Anzeigetechnik

Schieberegister mit wählbarer Schiebeweite

Beliebig störungsfeste Datenübertragung unter extremen Störverhältnissen

Vielfachzugriff zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex

Zur Kettenschaltung nichtentkoppelter RC-Glieder

LOCOS – eine neue Technologie für integrierte Schaltungen

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

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

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

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

Wobbelsender „369“ mit Eichmarkengeber

Technische Daten

Wobbeloszillator:	
2 ... 7,5 MHz:	0,3 V ± 0,5 dB
6 ... 16 MHz:	0,3 V ± 0,5 dB
16 ... 42 MHz:	0,3 V ± 0,5 dB
36 ... 95 MHz:	0,2 V ± 0,5 dB
75 ... 225 MHz:	0,1 V ± 1 dB
durchstimmbarer Eichmarkengeber:	
Bereich A:	2 ... 6 MHz
Bereich B:	6 ... 20 MHz
Bereich C:	20 ... 75 MHz
Bereich D:	60 ... 225 MHz (dritte Oberwelle des Bereichs C)
Wobbelhub:	je nach Bereich 0 ... 20 MHz
Ausgangsimpedanz des Wobblers:	50 Ohm
Stromversorgung:	220 V~, 50 W
Abmessungen:	32,0 cm × 22,0 cm × 17,5 cm
Gewicht:	7 kg

1. Allgemeines

Wobbelsender werden im allgemeinen zum Abgleich von Fernseh- und FM-Rundfunkempfängern eingesetzt. Die Anwendungsgebiete sind jedoch wesentlich vielseitiger. So lassen sich mit diesen Geräten beispielsweise auch die Resonanzfrequenzen von einzelnen Kreisen und Bandfiltern sowie die Durchlaßbereiche von Bandpassen, Konvertern, HF-Hoch- und -Tiefpassen ermitteln und dann entsprechend trimmen oder auch Funk-sprechgeräte abgleichen. Der im folgenden beschriebene Wobbler ist nicht nur für die Radioreparaturwerkstatt, sondern auch zur Durchführung des Service an Funkanlagen geeignet. Er bietet dem Radio- und Funkamateure eine wertvolle Hilfe bei der Ausübung seines Hobbys.

Zu einem sehr günstigen Preis wird der EICO-Wobbelsender mit Eichmarkengeber (Bild 1) entweder als funktionsfähiges Gerät oder als Bau-satz mit ausführlich gehaltener Anleitung angeboten. Wobbler und Eichmarkengeber bestreichen durchgehend den Frequenzbereich von 2 bis 225 MHz, so daß neben Fernseh- und Rundfunkgeräten auch Kurzwellenempfänger, Funksprechgeräte für das

4- und 2-m-Band sowie Flugfunkempfänger abgeglichen werden können. Die beiden Kreisskalen für Wobbler und Markengeber mit einer sich über 350° erstreckenden Frequenzzeichnung haben einen Durchmesser von 106 mm, was einer Skalenlänge von etwa 23 cm entspricht. Die Untersetzung von 6:1 erleichtert die Feinabstimmung. Ein besonderes Merkmal des Wobblers ist, daß die Durchlaßkurve des zu untersuchenden Objekts nicht von den Eichmarken verformt wird, weil man das Ausgangssignal vom Prüfling in den Wobbler führt und dann dort erst die Marken zusmischt.

Im Zubehör enthalten sind: ein 5,5-MHz-Quarz sowie drei Anschlußkabel für die Zuführung der HF-Spannung zum Meßobjekt, der Demodulatorspannung vom Meßobjekt zum Wobbler und des Prüfsignals (Demodulatorspannung und Eichmarken) vom Wobbler zum Oszilloskop. Die Be-schaltung dieser Kabel ist aus Bild 2 zu ersehen.

2. Oszillatorschaltung

Der Wobbeloszillator Rö 2b mit vier umschaltbaren Bereichen arbeitet in frequenzstabilierter Colpittschaltung (Bild 2). Die Spulen der einzelnen Bereiche sind hintereinandergeschaltet und werden jeweils kurzgeschlossen. Die Frequenzwobbelung erfolgt elektronisch mit einem Induktor L5, dessen Ferritspulenkerne zwischen den laminierten Polen des Induktorkernes liegen. Von dem durch die Steuerwicklung fließenden Wechselstrom wird die Magnetfeldstärke im Induktorspalt, in dem die Ferritkerne der Oszillatorenspulen sitzen, verändert, was eine Wobbelung der eingestellten Oszillatorenfrequenz bewirkt. Damit bei fehlender Wobbelung (zugedrehter Hubregler) sich die Mittenfrequenz einstellt, durchfließt die Induktorkwicklung ein Gleichstrom, der der 110-V-Wicklung vom Netztransformator entnommen und mit der Gleichrichterdiode D1 in Verbindung mit dem Ladekondensator C27 gewonnen und dessen Größe von den Widerständen R39, R40 bestimmt wird.

Die Induktorkreissteuerspannung (Wobbelspannung) entnimmt man ebenfalls dieser 110-V-Wicklung und die Horizontalablenkspannung für den Oszilloskop der Anoden Spannungs-entwicklung des Netztransformators. Beide Spannungen mit 50 Hz Netzfrequenz sind sinusförmig und bewirken daher auch eine lineare Wobbelung der Frequenz des Oszillators sowie eine lineare Horizontalablenkung des Oszilloskopstrahls. Die Größe des Wobbelhubes von 0 bis maximal 20 MHz läßt sich mit dem Potentiometer R41 einstellen; dabei verhindert der Widerstand R37 eine Überlastung des Induktors. Die Steuerwicklung ist durch den ihr parallel liegenden Kondensator C25 auf 50 Hz

abgestimmt und erweitert den verfügbaren Steuerstrombereich.

Die Phasenlage der dem Oszilloskop zugeführten 50-Hz-Ablenkspannung wird mit dem Trimmwiderstand R22 eingestellt, und das Netzwerk PC2 beseitigt die vom Netztransformator bewirkten Verzerrungen. Das gewobbelte Signal gelangt vom Oszillatorkreis auf das Gitter der in Anodenbasis schaltung betriebenen Röhre Rö 2a, die Rückwirkungen vom Wobblerausgang (Bu 4) auf die Oszillatorenfre- quenz verhindert. Die an der Kathode entnommene Wobblerausgangsspannung läßt sich über einen vierstufigen Spannungssteiler ($\times 1$, $\times 10$, $\times 100$, $\times 1000$) mit S2 in 20-dB-Schritten und mit dem Potentiometer R27 fein einstellen. Die Ausgangsimpedanz ist 50 Ohm.

3. Rücklaufaustastung

Damit der Rücklauf, also die spiegelbildliche Darstellung der Durchlaßkurve nicht sichtbar wird, sperrt man für diese Zeitdauer den Oszillatorkreis. Die dafür verwendete Schaltung dient außer zur Austastung auch zur automatischen Konstanthaltung der Wobblerausgangsspannung (AVC). Über den Trennwiderstand R12 ist das Gitter der Oszillatoren Röhre Rö 2b mit Gitter und Anode der Röhre Rö 3a verbunden, die als Diode geschaltet ist. Ihre Kathode liegt über R18 an der Anodenspannungswicklung des Netztransformators Tr1. Während der positiven Halbwelle der an der Kathode liegenden Wechselspannung ist die Röhre Rö 3a gesperrt, so daß in diesem Moment kein Strom fließen kann. Der Oszillatorkreis arbeitet daher auf den eigenen Gitterwiderstand R11 und schwingt – die Durchlaßkurve (der Vorlauf) ist sichtbar.

Während der negativen Halbwelle der Wechselspannung an der Kathode wird die Röhre (Diode) Rö 3a leitend. Es liegt daher eine hohe negative Spannung sowohl an der Anode als auch am Gitter der Oszillatoren Röhre, die dadurch gesperrt ist. Gleichzeitig gelangt aber der negative Spannungs-impuls auch zum Gitter der Röhre Rö 3b, die als erste AVC-Verstärker-Röhre arbeitet, und bewirkt an der Anode einen positiven Impuls. Dieser wird dem Gitter der zweiten AVC-Verstärker-Röhre Rö 4a zugeführt, an deren Anode der Impuls dann wieder negativ erscheint. Die Röhre Rö 4b arbeitet als gitterspannungsgesteuerter Spannungsregler für die Anodenspannung der Oszillatoren Röhre. Der negative Spannungsimpuls wird galvanisch an das Gitter der Röhre Rö 4b gekoppelt und sperrt dieses Röhrensystem, so daß der Oszillatorkreis keine Anodenspannung mehr erhält. Der Rücklauf wird also durch eine Gittersperrspannung und Abschaltung der Anodenspannung bei der Oszillatoren Röhre ausgetastet.



Bild 1. Wobbelsender „369“ mit eingebautem Eichmarkengeber

4. AVC-Regelung

Die Tatsache, daß mit steigender oder fallender HF-Amplitude sich auch die an R 11 bildende Gitterspannung der Oszillatroröhre ändert, wird zur Steuerung des AVC-Verstärkers ausgenützt. Der negative Spannungsimpuls gelangt vom Oszillatorgitter über R 12 zum Gitter der ersten AVC-Röhre Rö 3b und bewirkt an der Anode einen positiven Impuls, der zum Gitter der zweiten AVC-Röhre Rö 4a kommt und an deren Anode wiederum als negativer Impuls erscheint.

Je nach Größe dieser Impulsspannung wird die Regelröhre R 4b mehr oder weniger zugesteuert, was eine Änderung der Anoden Spannung der Oszillografenröhre im Rhythmus der HF-Amplitudenspannungen bewirkt. Demzufolge stellt sich die Wobblerausgangsspannung selbst bei einem Hub von 20 MHz auf einen konstanten Wert ein. Mit dem Regler R 17 wird die AVC-Regelung so justiert, daß sich auf allen Frequenzbereichen eine maximale Ausgangsspannung bei kleinsten Amplitudenschwankungen ergibt.

5. Eichmarkengeber-Oszillatoren

Der durchstimmbare Eichmarkengeber hat drei umschaltbare Grundbereiche von 2 bis 75 MHz; für den Frequenzbereich von 75 bis 225 MHz wird die dritte Oberwelle des Bereichs 20 ... 75 MHz verwendet. Dieser Oszillator mit der Röhre Rö 5b arbeitet ebenfalls in Colpittschaltung. Der Festmarkengeber mit der Röhre Rö 5c ist eine Pierce-Oszillatorschaltung, die durch Einstecken des Quarzes in die dafür vorhandene Fassung Bu 3 funktionsfähig wird. Die Signale beider Oszillatoren gelangen zur Kathode der Mischröhre Rö 1b und werden dort mit dem am Gitter eingespeisten Wobblersignal gemischt. Eine nachfolgende Stufe mit Rö 1a verstärkt das Signal. Am Ausgang der Röhre wird das an der Buchse Bu 2 eingespeiste demodulierte Signal vom Prüfobjekt zugemischt und somit die Eichmarken eingeblendet. Die Markengröße lässt sich mit dem Potentiometer R 4 und der Pegel des demoduierten Signals mit R 1 einstellen. Über ein zweiastriges Kabel gelangt das zu untersuchende Signal mit der Ablenkspannung von der Buchse Bu 1 zum Oszilloskop. Im Eingang des mit Rö 6 konventionell aufgebauten Stromversorgungssteils liegen LC-Siebglieder, um die HF der Oszillatoren vom Netzteil fernzuhalten.

6. Erfahrungsbericht

Bei der Beurteilung des Wobbelns-
ders muß man berücksichtigen, daß
dieses preisgünstige Gerät nicht mit
den Leistungen beziehungsweise der
Ausführung von Wobbelnsndern ver-
gleichen werden kann, die einige
tausend Mark kosten. Es ist ein Wob-
bler für den Gebrauch in den Service-
werkstatt, der auch noch für den Ra-
diobastler und Amateur erschwing-
lich ist. Man sollte daher im Zeitalter
des Transistors in Kauf nehmen, daß

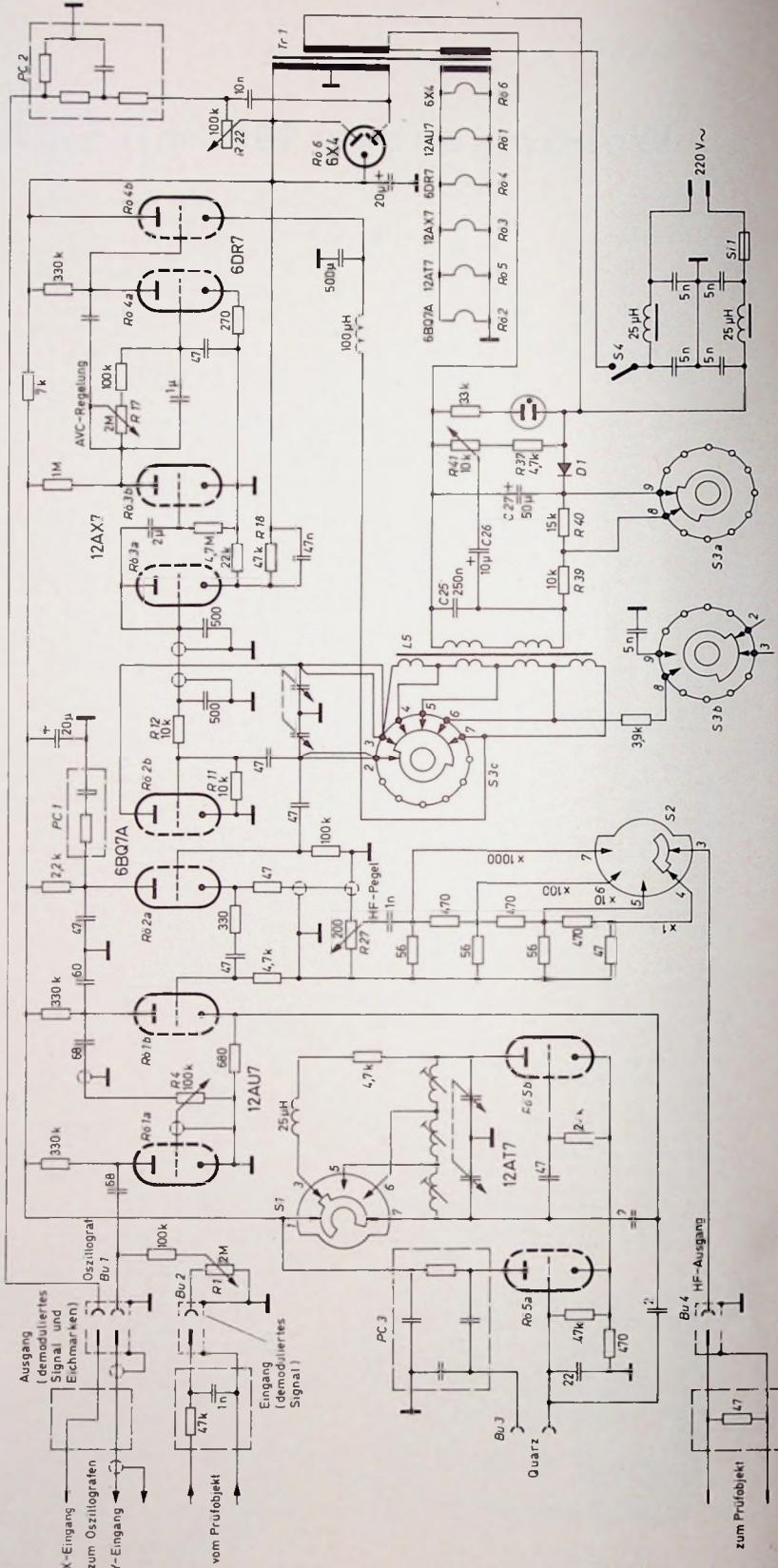


Bild 3: Schaltung des Wechselspannungs-

als aktive Bauelemente Röhren eingesetzt werden. Die Verwendung der Colpittschaltung bei den Oszillatoren sowie hochwertiger Luftdrehkondensatoren für die Abstimmung gewährleisten eine beachtlich hohe Frequenzstabilität.

Für den Anschluß der HF- und Demodulatorkabel werden hier die in Deutschland kaum noch verwendeten MK-Steckverbindungen benutzt. Hier sollten die heute bei HF-Meßgeräten üblichen BNC-Buchsen verwendet werden. Es ist aber kein Problem, die Steckverbindung auszuwechseln, da zur Montage beider Buchsenausführungen dieselbe Lochdurchmesser benötigt wird. An der Frontseite sitzt vertieft die Quarzfassung Bu 3 für Quarze amerikanischer Herkunft mit 2,4-mm-Stift-Durchmesser für Halter „FT 253“. Die in Deutschland gebräuchlichen Quarze für Miniaturhalter „H-208“ haben den gleichen Stiftabstand, aber einen Stiftdurchmesser von nur 1,27 mm. Zur Anpassung wurden daher über die Stifte des mitgelieferten 5,5-MHz-Quarzes dünne Hülsen geschoben. Es ist vorteilhaft, gleich eine Quarzfassung für den Halter „H-208“ einzubauen und den Haltwinkel so abzändern, daß der Quarz mit den kleineren Abmessungen weiter vorn sitzt und daher leicht in die Fassung eingesetzt und entfernt werden kann. Der deutsche Importeur dieser Geräte erwägt, die Steckverbindungen und die Quarzfassung in Zukunft selbst abzändern.

Der Wobbler hat kein Einstellpotentiometer für die Größe der Horizontalablenkspannung. Wenn der verwendete Oszilloskop für die externe Horizontalablenkspannung keinen Regler besitzt und die vom Wobbler gelieferte Ablenkspannung zu hoch ist, empfiehlt es sich, ein Trimpotentiometer von 1 MΩ in den Wobbler nachträglich einzubauen. Die Ablenkspannung wird so eingestellt, daß der Horizontalstrahl gerade die Schirmbreite ausschreibt.

Das mit dem Wobbler gelieferte sogenannte Demodulatorkabel enthält keine HF-Gleichrichterdiode, da es nur zur Entnahme der bereits vom Prüfobjekt gleichgerichteten Wobbelspannung vorgesehen ist. In sehr vielen Fällen, wie beispielsweise bei Filter- und Spulenuntersuchungen, ist aber ein Demodulator notwendig. Für diesen Zweck haben sich die Anschlußkabel mit Demodulator-Tastkopf „DK 1“ und „HK 2“ von Grundig bewährt.

Mit dem Wobbler wurden unter anderem Bandfilter, Bandpässe, Konverter, Sprechfunkgeräte, FM-Rundfunk- und Fernsehempfänger abgeglichen. Es hat sich dabei gezeigt, daß das Gerät den Ansprüchen des Werkstattbetriebs gerecht wird.

7. Praktische Hinweise

Der Schluß des Beitrags soll keine Gebrauchsleitung für den Umgang mit Wobbern sein oder gar den Abgleich von Fernsehgeräten schildern, den man sowieso nach den Serviceanleitungen des Herstellers vornehmen muß. Es soll vielmehr auf einige prakti-

tische Erfahrungen und spezielle Anwendungsfälle des Wobblers eingegangen werden, die auch für den Radiobastler und Funkamateur von Interesse sind.

7.1. Einsatz des Festmarkengebers

Den Festmarkengeber wendet man an, wenn auf der Durchlaßkurve eine Eichmarke, ein sogenannter Pip, mit sehr hoher Frequenzgenauigkeit gesetzt werden soll, wie zum Beispiel beim Abgleich von ZF-Verstärkern mit 5,5, 9,0, 10,7 oder 11 MHz Zwischenfrequenz. In diesem Fall muß ein Quarz mit der entsprechenden Frequenz eingesteckt werden. Die Frequenz des Festmarkengebers addiert und subtrahiert sich mit der Frequenz des durchstimmmbaren Markengebers. Wird beispielsweise ein 5,5-MHz-Quarz verwendet und der Markengeber auf 30 MHz eingestellt, so bekommt man Marken bei 35,5 und 24,5 MHz. Etwas kleiner sind dann

diesem Prinzip kann auch die Eichgenauigkeit der Skalenscheibe des abstimmbaren Markengebers bei Verwendung entsprechender Quarzfrequenzen überprüft werden.

Das Verfahren, der Marke des abstimmbaren Markengebers eine weitere Marke vom Festmarkengeber in Addition oder Subtraktion von dessen eingestellter Frequenz hinzuzufügen, wendet man an, wenn der vorgeschriebene Durchlaßbereich eines abzugleichenden Bandpasses, Konverters, Fernseh-ZF-Verstärkers (5,5 MHz) markiert werden und dann der Abgleich vorgenommen werden soll.

7.2. Abgleich von ZF-Verstärkern mit Quarzfilter oder mechanischen Filtern

In ZF-Verstärkern von hochwertigen Kurzwellenempfängern und Sprechfunkgeräten sind meist Quarzfilter

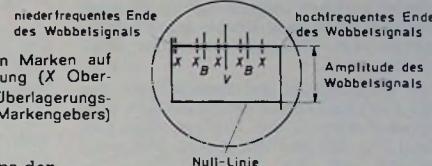


Bild 3. Darstellung der verschiedenen Marken auf der gleichgerichteten Ausgangsspannung (X Oberwelle des Quarz-Festmarkengebers, B Überlagerungsmaße, V Marke des abstimmbaren Markengebers)

die Marken beziehungsweise Pips der Oberwellen bei 41, 46,5, 19 MHz usw. (Bild 3).

Daneben erscheinen aber auch Marken der direkten Oberwellen des Quarzes (ohne Addition und Subtraktion mit der Frequenz des durchstimmmbaren Markengebers) bei 22, 27,5, 33, 38,5 und 44 MHz usw. Das muß bei der Deutung der Quarzeichmarken beachtet werden, damit keine Fehlschlüsse bei der Beurteilung der Durchlaßkurve gezogen werden. Die dem abstimmbaren Markengeber addierten und subtrahierten Quarzeichmarken wandern gleichmäßig bei Verstimmung derselben mit, während die direkten Oberwellen vom 5,5-MHz-Quarz-Markengeber stehenbleiben. Eine weitere Möglichkeit zur Klärung der Entstehung der verschiedenen Marken bietet sich, wenn der Quarz aus der Fassung gezogen wird; dann bleibt nur der Pip vom durchstimmmbaren Markengeber auf dem Schirm sichtbar. Es können aber auch Oszillatoren im Prüfobjekt Marken verursachen, die aber verschwinden, wenn man das zu prüfende Gerät versuchsweise abschaltet.

Im allgemeinen sind Pips vom Festmarkengeber noch bis zur zehnten Oberwelle sichtbar. Das hängt aber von der Schwingfreudigkeit des benutzten Quarzes und dessen Frequenz ab. Ist die Oberwelle zur direkten Sichtbarmachung als Pip zu schwach, dann kann man diese durch Überlagerung mit der Frequenz vom abstimmbaren Markengeber als Schwebung innerhalb dessen Pip erkennen. Auf diese Weise ließ sich mit 8-MHz-Quarzen noch die 18. Oberwelle (144 MHz) anzeigen. Man hat dann zwar keinen ständig sichtbaren Festmarkenpip, aber eine quarzgenaue Einstellung des durchstimmmbaren Markengebers auf die gewünschte Frequenz. Nach

oder mechanische Filter eingesetzt, die sich mit dem hier beschriebenen Gerät nicht wobbeln lassen. Sie würden eine fehlerhafte Darstellung der Durchlaßkurve ergeben, weil die Wobbelfrequenz, die in diesem Fall zwischen 1 Hz und 10 Hz liegen müßte, mit 50 Hz zu schnell ist. Für diesen Zweck gibt es Spezialwobbler, die aber im Preis so hoch liegen, daß sie für Radiowerkstätten und für Amateure kaum in Frage kommen. Es bleibt hier nichts anderes übrig, als diese schmalbandigen ZF-Verstärker in konventioneller Weise unter Verwendung eines Meßsenders nach maximalem Output abzulegen.

7.3. Ermittlung der Resonanzfrequenz von Kreisen und Bandpässen

Im allgemeinen ermittelt man die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen mit einem Griddipper. Bei niederohmigen Kreisen, wie zum Beispiel dem Eingangskreis eines Konverters mit bipolarem Vorstufentransistor, kann kaum eine Anzeige mit einem Griddipper erfolgen. Hier eignet sich aber der Wobbler vorzüglich (Bild 4). Er liefert eine so hohe Ausgangsspannung, daß einzelne Kreise und passive Bandpässe untersucht werden können. Um vor allem bei höheren Frequenzen eine Kreisverstimmung zu vermeiden, kopelt man die HF-Spannung über einen Kondensator mit möglichst kleiner Kapazität ein und wiederum über eine möglichst kleine Kapazität zum HF-Tastkopf aus. Bei einem Kreis mit unabgeschirmten Luftspulen kann man neben der losen kapazitiven Ankopplung die Signale auch an einer Windung möglichst nahe dem kalten

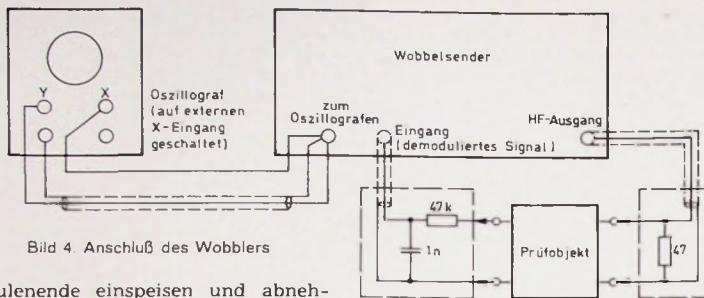


Bild 4. Anschluß des Wobblers

Spulenende einspeisen und abnehmen und vermeidet auf diese Weise Kreisverstimmungen. Eine Verstimmung des zu untersuchenden Kreises tritt jedoch nicht ein, wenn sich dieser zwischen zwei Röhren beziehungsweise Transistoren befindet. Das Wobblesignal wird in diesem Fall an der Basis beziehungsweise am Gitter der ersten Stufe eingespeist und am Kollektor beziehungsweise an der Anode der nächsten Stufe wieder abgenommen und zum Wobbler zurückgeführt. Allerdings muß man die dort liegenden Kreise ausschalten, damit das Meßergebnis nicht verfälscht wird.

Der Wobbler ist durchzustimmen bis die Durchlaßkurve erscheint. Die Resonanzfrequenz des Kreises wird mit dem Pip des abstimmbaren Markengebers auf der Durchlaßkurve in Übereinstimmung gebracht und kann dann auf der Eichmarkenskala abgelesen werden. Bei sehr breiten Kreisen, Bandfiltern und Bandpassen kann auch die Durchlaßbreite gemessen werden. Man läßt durch Verstimmen des Markengebers den Pip von der einen zur anderen Seite der Flanke (jeweils 30% vom Resonanzpunkt) wandern. Die Differenz der auf der Eichmarkenskala angezeigten beiden Frequenzwerte ist die Durchlaßbreite des Prüflings.

7.4. Abgleich von Konvertern und von Eingangskreisen bei Funksprechgeräten

Die Eingangskreise bis zur Mischstufe bei UKW-Sprechfunkgeräten und von 2-m-Amateurkonvertern müssen einen bestimmten Durchlaßbereich haben. Beim Amateurfunk sind es 2 MHz (144...146 MHz), bei kommerziellen Sprechfunkgeräten 0,5 bis 1 MHz. Für diesen Zweck empfiehlt es sich, zur exakten Auffindung des Bandanfangs einen entsprechenden Quarz zu benutzen, beispielsweise für das 2-m-Amateurband einen 48-MHz-Quarz (dritte Oberwelle 144 MHz). Zunächst stellt man mit der Wobblerabstimmung die Durchlaßkurve ein und stimmt den Markengeber langsam durch. Bei der Frequenz 144 MHz ist auf dem Oszillografenschirm die vom Quarzmarkengeber erzeugte Schwebung im Pip sichtbar. Nun muß noch das Bandende, in diesem Fall 146 MHz, gefunden werden. Es wird jetzt ein 2-MHz-Quarz in die Fassung gesteckt. Da sich zu der 144-MHz-Marke die 2-MHz-Frequenz vom Quarz addiert, findet man auf dem Schirm rechts im Abstand von 2 MHz einen weiteren Pip, der die Frequenz 146 MHz

markiert. Innerhalb dieser beiden Pips sind die Kreise des Konverters auf eine ebene Durchlaßkurve mit möglichst steil abfallenden Flanken abzugleichen.

Das Eingangssignal vom Wobbler kommt an den Antenneneingang des

Konverters beziehungsweise des Sprechfunkgeräts; das Prüfsignal wird am Kollektor beziehungsweise an der Anode der ersten Mischstufe abgenommen. Der Oszillator der ersten Mischstufe ist bei diesem Abgleichvorgang auszuschalten. Man muß beim Wobbler eine möglichst geringe Ausgangsspannung einstellen, um eine Übersteuerung einzelner Stufen im abzugleichenden Gerät zu vermeiden. Es könnte sonst die Durchlaßkurve verfälscht dargestellt werden.

Nach dem Wobbelverfahren bereitet es keine Schwierigkeiten, das Empfangsteil von ausgemusterten Taxifunkgeräten auf das 2-m-Amateurband hinzutrimmen. Die Geräte müssen dann noch mit den entsprechenden Quarzen bestückt werden. Sofern im ZF-Teil keine offensichtlichen Fehler vorliegen, erübrigt sich meist ein Nachgleich.

Dezentrales Labor-Stromversorgungssystem

Installation hoher Leistungen bestehen.

Mechanische Ausführung

Die mechanische Ausführung des „Lavor“-Systems ist robust und zweckentsprechend. Die Bausteine sind vollständig aus einem Kunststoff auf „Hostalit“-Basis hergestellt, der gegen die meisten chemischen Substanzen beständig ist. Es wurde ein Rastermaß mit 200 mm Grundseite gewählt, wodurch sich handliche Bausteine mit Breiten von 200 mm und 400 mm ergeben. Höhe und Tiefe sind bei allen Bausteinen einheitlich, und zwar beträgt die Höhe 550 mm und die Tiefe 200 mm. Sämtliche Bausteine sind an der Rückseite offen; auf Wunsch können sie jedoch mit einer Kunststoffplatte abgedeckt werden. Im oberen hinteren Teil jeder Abnahmetafel sind bei einer Breite von 200 mm ein Doppelschlitzblock und bei der doppelten Breite zwei Doppelschlitzblöcke eingebaut, die zum Einhängen und Fixieren der Abnahmetafel dienen. Der elektrische Anschluß jeder Tafel erfolgt über einen sechs-poligen Stecker am unteren Teil der Rückseite.

Elektrischer Aufbau

Die Bausteine unterscheiden sich durch Spannung, Leistung und Frequenz. Alle elektrischen Bedienelemente und Anzeigegeräte sind auf der Frontseite angebracht. Jede Raumgruppe wird über eine zentrale Einspeisetafel durch eine Ringleitung mit Drehstrom 380/220 V, 50 Hz, versorgt. An diese angeschlossen sind Einspeisetafeln für die Versorgungsschienen der einzelnen Meßplätze. Die aus Stahlblech gefertigten Versorgungsschienen haben im Abstand von jeweils 200 mm eine sechspolige Steckdose mit SL-Kontakten; alle Steckdosen sind in der Reihenfolge R, S, T, MP und SL angeschlossen. Mit dem Einführen der Stecker in die Steckdose der Versorgungsschiene sind die Abnahmetafeln betriebsbereit. Gute Übersichtlichkeit für den Anwender wurde durch die äußere Farbgestaltung erreicht, die einen Hinweis auf die Verwendung gibt.

Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 27 (1972) Nr. 4, S. 138

3.4. Einstellen des 4,43-MHz-Oszillators

Nach dem Einstellen der Synchron-demodulatoren ist stets der 4,43-MHz-Oszillator mit dem Trimmer F auf ge-naue Frequenz- und Phasenlage ein-zustellen. Manchmal ist dieser Trimmer jedoch nicht vorhanden. Der Emp-fänger enthält dann einen Einsteller, der vielfach mit „4,43 MHz“ bezeich-net ist. Dieser Einsteller beeinflusst den Arbeitspunkt der Nachstimmstufe T 9 und damit indirekt die Frequenz des 4,43-MHz-Oszillators.

Zum Einstellen der genauen Oszilla-torfrequenz kann man den Farbab-schalter überbrücken, damit der Farb-kanal voll geöffnet bleibt. Nimmt man nun den Burst vor der Burstaufstau-stufe T 8 fort, indem man die Basis von T 8 über einen Kondensator gro-ßer Kapazität an Masse legt, so fällt die Synchronisation des 4,43-MHz-Oszillators aus. Man kann nun den Frequenzeinsteller (F oder „4,43 MHz“) so einstellen, daß größtmögliche Farb-flächen erscheinen, die möglichst ste-henbleiben. Dabei kommt es nicht auf die Reihenfolge der Farbbalken an. Man gleicht also nur auf weitge-hend stehende Farbbalken ab.

Schon bei geringfügigen Abweichun-gen der Oszillatorkreis sind die Dächer der an den Bildröhrenelektronen für Rot und Blau stehenden Oszillogramme unscharf. Man kann sich daher Manipulationen im Farbkanal ersparen, wobei weder der Farbab-schalter zu überbrücken noch der Burst wegzunehmen ist. Es genügt dann nämlich, den 4,43-MHz-Oszillator mit dem Einsteller F auf beste Rot- und Blau-Signalform mit maximalen Amplituden und scharfen Dächern abzulegen. Gemessen wird also stets an den Steuerelektroden für Rot und Blau der Farbdröhre. An-schließend ist der Abgleich der beiden Synchrondemodulatoren und des 4,43-MHz-Oszillators mehrmals zu wiederholen, um absolut genaue Fre-quenz- und Phasenlage zu erhalten.

3.5. Einstellen der Treiberstufen

Auch die beiden Treiberstufen T 3 und T 4 hinter der PAL-Laufzeitlei-tung sind genau abzulegen. Dazu gleicht man den Kreis O für (B - Y) und den Kreis P für (R - Y) auf größte Signalamplitude und genaue Symme-trie sowie saubere Signalform ab. Der Oszillograf bleibt auch hier wieder an den beiden Bildröhrensystemen für Blau und Rot angeschlossen.

3.6. Einstellen des Farbsignalverstärkers

Transistorbestückte Farbsignalverstärker arbeiten weitgehend so stabil, daß sie wegen der Niederohmigkeit und der relativ breiten Durchlaßkurve im allgemeinen ohne Nachgleich aus-kommen. Das gilt auch für den Ersatz

eines Transistors (T 1 oder T 2). Sollten die Eingangskreise L und M in be-sonderen Fällen nachzugeleichen sein, so kann dies den Herstellerangaben entsprechen mit dem Wobbelsender erfolgen.

Die Bandfiltercharakteristik des Ein-gangskreises ist dem Verlauf der Bild-ZF-Kurve im Bereich des Farbträgers entgegengesetzt. Im gesamten Ver-stärkungsweg läßt sich somit eine gleichmäßige Durchlaßcharakteristik für das Farbsignal erreichen. Die Ser-vice-Anleitungen schreiben vielfach den Abgleich mit dem Wobbelsender vor, jedoch hat die Praxis gezeigt, daß sich der Farbsignalverstärker in die dynamische Abgleichsmethode mit ein-beziehen läßt.

Die Kreise L und M werden daher ebenfalls wechselweise auf maximale Signalamplitude für Rot und Blau (an der Bildröhre gemessen) eingestellt. Die Signale dürfen dabei keine Über-schwinger aufweisen und sollen sehr gute Rechteckform zeigen; verschlif-fene Kanten führen zu Unschärfe in den Übergängen der einzelnen Farb-balken. Selbstverständlich ist in allen Fällen auch auf gute Symmetrie der Signale zu achten. Gegebenenfalls sind weitere Kreise des Farbsignalverstärkers nach den gleichen Richtlinien einzustellen.

Bei allen Abgleicharbeiten ist immer auch auf richtige und einwandfreie Einstellung der Tuner-Feinabstim-mung zu achten. Das läßt sich leicht am Videosignal feststellen, denn dies-ses soll möglichst rechteckige Sprung-kanten ohne Überschwinger oder Ver-schleifungen aufweisen. Schließlich soll die Farbtreppe hierbei maximale Farbträgerschwingungen enthalten, wobei Gelb nicht über den Weißgrund und Blau nicht über die Schwarz-schulter hinausragen soll.

3.7. Einstellen der PAL-Laufzeitleitung

Ein Fehlabgleich der PAL-Laufzeitlei-tung äußert sich durch mehr oder weniger starken Palosie-Effekt. Die Laufzeitleitung läßt sich im einfachsten Falle unter Betrachtung des Bild-schirms auf Verschwinden des Palosie-Effekts abgleichen. Dies ist möglich,

wenn man den Einsteller R und die Spule Q (R für Amplitude und Q für Phase) wechselweise so nachstimmt, bis die Palosie-Effekte verschwinden. Der genaue Abgleich erfolgt jedoch mit dem Oszillographen. Stellt man beispielsweise die Oszillogramme (B - Y) und (R - Y) (bei RGB-Geräten na-türlich B und R, denn es wird stets an der Bildröhre gemessen) für zwei Zeilen dar, so läßt sich ein Fehlabgleich der Laufzeitleitung daran er-kennen, daß die Oszillogramme zweier aufeinanderfolgender Zeilen unter-schiedliche Signalformen aufweisen (Bild 14). Alle Oszillogramme sind,

wie bereits gesagt, an der Farbdröhre aufzunehmen. Das gilt auch für RGB-Empfänger, wobei lediglich die unterschiedlichen Signalform, die Bild 11 zeigt, zu beachten ist. Die Laufzeitleitung läßt sich mit R und Q genau abgleichen, wenn man den Synchronisationsregler des Oszillographen ge-ringfügig verstellt, so daß zwei aufein-anderfolgende Zeilen – wie im Bild 14c dargestellt – übereinanderge-schrieben werden; dann erkennt man nämlich deutlich die Doppelkonturen. Man kann nun nach dem (B - Y)- oder dem (R - Y)-Signal abgleichen, wobei vorzugsweise das (R - Y)-Signal zu verwenden ist. Abgeglichen wird so, daß die Doppelkonturen des Oszillo-gramms völlig verschwinden, die bei-den aufeinanderfolgenden Zeilen so-mit gleich sind und sich vollständig decken.

Für den Abgleich kann man auch die PAL-Taste des Farbsignalgenerators drücken, so daß dann ein NTSC-Signal geschrieben wird, bei dem keine Umschaltung des geträgerten Farbsignals erfolgt. Enthält der Emp-fänger keinen zweiten Burstdiskrimi-nator für den Farbab-schalter, so zeigt er dann nur noch ein Schwarz-Weiß-Bild, weil jetzt die Steuerspannung des Farbab-schalters fehlt, die aus der nun nicht vorhandenen Halbzeilensinusspannung gewonnen wird. Da nur noch eine Burstrichtung vorhan-den ist – der Burst wird ja nicht mehr geschaltet –, ist der PAL-Kennim-puls unterdrückt.

In diesem Fall ist der Farbab-schalter zu überbrücken, damit der Farbkanal öffnet. Nun wird der Oszillograf an den Meßpunkt 3 des (R - Y)-Treibers T 4 (Bild 13) gelegt und die Laufzeitleitung mit R und Q auf Minimum der 4,43-MHz-Schwingungen abgeglichen (Bild 14d). Dieses Oszillogramm ent-steht, wenn man außerdem die Rot-Taste des Farbsignalgenerators drückt, so daß während der gesamten Zeilendauer eine gleichmäßige Infor-mation vorhanden ist. Unbedingt nöt-ig ist dies jedoch nicht, weil man näm-lich auch auf das Minimum der dort stehenden Farbbalken abgleichen kann, wenn der Signalgenerator keine Rot-Taste hat.

Weist der Signalgenerator auch keine PAL-Taste auf, so läßt sich als wei-tere Abgleichmethode der Ausgang der Verzögerungsleitung mit einem Drahtstück kurzschließen, wobei man auch hier den Farbab-schalter nicht zu überbrücken braucht, da bei normalem Farbempfang abgeglichen wird. Der Abgleich erfolgt auf Minimum der Signale am Meßpunkt 3.

Sollte trotz einwandfreien Abgleichs am Meßpunkt 3 dennoch eine Zeilen-paarigkeit auf dem Empfängerbild-schirm zu sehen sein, so kann das durch eine Unsymmetrie der beiden PAL-Schaltdioden D 1 und D 2 her-

vorgerufen werden, die dann zu ersetzen sind.

Da hier verschiedene Möglichkeiten für den Abgleich der PAL-Verzögerungsleitung beschrieben wurden, kann man sich eine zusagende aussuchen, wobei auch die Möglichkeiten des Farbservicegenerators zu beachten sind. Schließlich vermittelten diese Ausführungen auch eine größere Übersicht über die Arbeitsweise des Farbkanals und die möglichen Fehleroszillogramme.

3.8. Korrektur der Phasenlage

Nach dem Abgleich der Laufzeitleitung prüft man die richtige Allgemeinphase, indem man den Burstkreis *E* geringfügig verstimmt. Dabei müssen die Signale für Rot und Blau gleichzeitig ihr Maximum erreichen. Andernfalls besteht keine Übereinstimmung der Phasenlage beider Signale. Schließlich ist auch auf richtige Abstimmung des Kreises *S* des 4,43-MHz-Oszillators zu achten, falls ein derartiger Schwingkreis vorhanden ist. Er wird ebenfalls auf maximale Amplitude für Rot und Blau eingestellt,

wobei man wieder an den Steuerelektroden der Farbbildröhre mißt. In allen Fällen ist jedoch nicht nur auf die Maximalamplitude, sondern gleichzeitig auch auf saubere Impulsdächer zu achten. Auf saubere Impulsdächer läßt sich recht einfach abgleichen, denn schon geringe Verstimmungen der Synchrondemodulatoren und des 4,43-MHz-Trägers führen zu breiten unsauberen Dächern.

Erreichen die Blau- und Rot-Signale beim Nachgleich des Kreises *E* nicht gleichzeitig ihr Maximum, so wird der Kreis *E* auf einen Mittelwert für beide Signale eingestellt. Anschließend sind beide Synchrondemodulatoren und der 4,43-MHz-Träger auf maximale Amplituden beider Signale – gemessen an der Bildröhre – abzulegen. Zuletzt sollte man auch die beiden Kreise *O* und *P* der Treiberstufen nachziehen.

3.9. Einstellen des Halbzeilensinuskreises

Es wurde bereits erläutert, wie man den Halbzeilensinuskreis richtig einstellen kann. Man kann aber auch noch eine andere Methode wählen, indem man das HF-Ausgangssignal

des Farbsignalgenerators zunächst so weit reduziert, bis ein stark verrausches Farbbild auf dem Empfängerbildschirm zu sehen ist. In vielen Fällen läßt sich daran anschließend der Kreis *H* so verstimmen, bis der rote Farbbalken grün und der grüne Balken rot wird. Anschließend ist der Kreis *H* in entgegengesetzter Richtung so weit zu verstellen, daß die richtige Farbbalkenfolge erscheint, der Multivibrator also richtig schaltet. Den Kern der Spule *H* dreht man nun noch eine Viertelumdrehung in gleicher Richtung weiter.

Man kann zwar auch am Halbzeilensinuskreis *H* direkt messen, wobei auf maximale Sinusschwingung mit richtiger Lage der Kennkerbe abgeglichen wird. In der Praxis zeigte sich jedoch, daß sich der Kreis *H* auch nach dem Rot-Signal – an der Bildröhre gemessen – abgleichen läßt, indem man auf ein einwandfreies und ruhig stehendes Rot-Signal abgleicht.

Zuletzt ist die gesamte Abgleichreihe nochmals zu wiederholen. Dabei ist der Abgleich schneller durchgeführt, als er hier beschrieben werden kann.

(Fortsetzung folgt)

Für Werkstatt und Labor

Bunsenbrenner „Alcair-Torch“

Beim „Alcair-Torch“ von *E. Spirig* handelt es sich um einen elektrisch betriebenen Bunsenbrenner, der das benötigte Brenngas aus Methanol selbst aufbereitet. Einfacher Netzan schluß genügt, um das Gerät einsatzbereit zu machen. Die Flammenlänge ist stufenlos von 2 cm bis zu etwa 20 cm verstellbar. Das Gas-Luft-Verhältnis wird vom Gerät geregelt. Die Flammentemperatur ist etwa 1030 °C, und die Flamme liefert bei voller Leistung etwa 1,1 kcal/s. Das für Hartlötungen benötigte Flußmittel kann in der Flamme mitgeliefert werden. Dazu wird das Flußmittel in das Gerät eingefüllt.

Oszillografen-Eichgerät „192“

Auch beim Service und der Reparatur von Oszillografen ist eine Vereinfachung des Abgleichs, der Eichung und der Endprüfung bei gleichzeitiger Erhöhung der Genauigkeit möglich. Das Oszillografen-Eichgerät „192“ von *Bradley electronics* (deutsche Vertretung: *Scientific Electro Systems GmbH*, Wiesbaden) enthält alle notwendigen Einrichtungen zum Abgleich von Amplitude, Zeitbasis und Anstiegszeit sowie zur Überprüfung der Triggerung. Die moderne Drucktastenschaltung für die Funktions- und Bereichseinstellung vereinfacht und erleichtert die Bedienung wesentlich. Zur Überprüfung des Frequenzgangs des Y-Verstärkers liefert das Gerät Impulse mit einer Anstiegszeit von 1 ns. Die Impulsfolgefrequenz kann stufenweise im Bereich von 1 MHz bis 1 Hz variiert werden. Für die Eichung der Verstärkung des Y-Verstärkers stehen im Bereich von 30 µV bis 200 V Gleichspannungen mit einer Genauigkeit

von ± 0,25% und eine quartzgesteuerte 1-kHz-Rechteckspannung zur Verfügung. Die Rechteckspannung ist so ausgelegt, daß mit ihrer Hilfe der Frequenzgang sowohl von Eingangsspannungsteilern als auch von Tastköpfen abgeglichen werden kann. Ein Zeitmarkengenerator liefert Impulse im weiten Bereich von 1 Impuls/5 s bis 1 Impuls/10 ns zur Kalibrierung der Zeitbasis. Die Genauigkeit der Zeitmarken liegt bei ± 0,01%. Der Eichspannungs- und der Zeitmarkengenerator bieten die Möglichkeit der direkten prozentualen Messung des Fehlers des zu überprüfenden Oszillografen.

Wärmeleitpaste „Z“

Die Wärmeleitpaste „Z“ der *Th. Goldschmidt AG*, Essen, zeichnet sich durch hohe Wärmeleitfähigkeit und sehr gutes dielektrisches Verhalten aus. Sie dient beim Einbau von Dioden, Transistoren und Thyristoren als Kontaktspalte, um die größtmögliche Wärmeübertragung vom Halbleiterbauelement auf die Kühlfläche zu gewährleisten. Die Wärmeleitpaste wird in 10-g-Tuben, aber auch in größeren Einheiten geliefert.

Kontakt-Spray „tesanol“

Das Kontakt-Spray-Programm „tesanol“ von *Induchem* besteht aus sechs Dosen; jede Dose hat eine andere Doppel- oder Mehrfachfunktion. Zum Beispiel eignet sich „t-2 Anvisat“ für Tonkopf- (und Platten-) Reinigung mit Antistatik-Effekt. Es reinigt nicht nur intensiv, sondern präpariert Kunststoffe antistatisch, also staubabweisend, und hinterläßt keine Spuren.

„t-5 Losol“ löst verharzte Öle und Fette ohne Rückstand. Es ist zugleich ein sehr gutes Lösemittel wegen seiner Kriechwirkung und ein Fein-

schmiernittel für Lager, Wellen, Gewinde und feinmechanische Antriebs elemente. Es ist in allen technischen Bereichen gut verwendbar, zum Beispiel in der Automechanik, in der Bürotechnik, in der Medizin- und Röntgentechnik usw. Als Nebeneffekt verhindert es Materialverschleiß, reinigt und konserviert Kontakte, Fahrschalter sowie Schaltschütze und imprägniert Grobrelais.

„t-6 Oszillin“ hilft gegen eine Unzahl von elektronischen Fehlern und unangenehmen Begleiterscheinungen wie das Aussetzen von Schalterkontakten und Steckverbindungen im Telefonwesen, bei Radio-, Tonband- und Fernsehgeräten und dadurch verursachte Tonschnarren, Senderausfall und Bildstörungen.

„t-7 Uniplast“ dichtet und versiegelt Unterwassergeräte, Armaturen, Autozündverteiler, elektrische und Antennenverteilerdosen und andere. Es ist ein schnell härtender, haftender Transparent-Plastik-Spray für Isolierung und Feuchteschutz, gleichzeitig Lötłack und wegen seiner Wärme stabilität geeignet zur Plastifizierung von Automotoren. Selbst empfindlichste Plastik werden von dem Spray nicht angegriffen. Es schützt alle elektrischen und elektronischen Bauelemente, Verteilderosen und Verbindungen vor Feuchtigkeit und verhindert Neubildung von Schleichen und Kurzschlüssen. Der Sprühnebel widersteht Säuren und Chemikaldünnen, und der aufgespritzte Schicht können hohe Spannungen wegen des sehr hohen Eigenwiderstandes nichts anhaben.

Das Kühl-Spray „t-7 Polarin“ enthält einen Inhibitor, der Feuchte assimiliert und mit dem Lösungsmittel verdampfen läßt. Es unterkühlt besprührte Stellen punktförmig und schlagartig auf -47 ... -62 °C mit ge dehntem Langzeiteffekt, so daß Fehler in Ruhe geortet werden können.

Elektronischer Abblendschalter

Technische Daten

Betriebsspannung:	6 ... 12 V
Stromaufnahme	20 mA
(bei 12 V):	(Relais abgefallen), 35 mA (Relais angezogen)
Abmessungen:	90 mm × 30 mm × 50 mm

Heute noch wird im Kraftfahrzeug das Fernlicht mit dem Fuß oder der Hand geschaltet. Es bietet aber große Vorteile, einen elektronischen Fernlichtschalter zu verwenden, der bei Gegenverkehr beziehungsweise bei ausreichendem Umweltbeleuchtung (Straßenbeleuchtung) automatisch auf Abblendlicht umschaltet und bei Dunkelheit wieder aufblendet. Dabei wird der Helligkeitswert mit einem Photowiderstand gemessen.

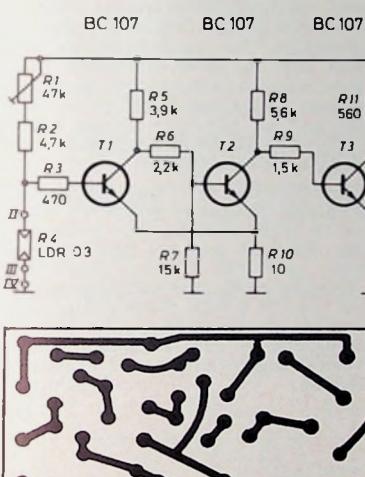


Bild 1. Schaltung des elektronischen Abblendschalters

Parklichtschalter verwendet werden. Er schaltet dann bei ungenügender Beleuchtung das Parklicht ein. Steigt der Helligkeitswert wieder, so wird das Parklicht automatisch ausgeschaltet.

Schaltung

Der elektronische Abblendschalter besteht aus einem Schmitt-Trigger mit den Transistoren T1 und T2 und einem nachgeschalteten zweistufigen Gleichstromverstärker mit den Transistoren T3 und T4 (Bild 1). Wesentliches Merkmal des Schmitt-Triggers ist der gemeinsame Emitterwiderstand R10. Der Photowiderstand R4 ist ein Teilwiderstand des Basisspannungsteilers von T1. Die Empfindlich-

Schaltbild nicht dargestellte Relais des Wagens zu steuern, denn der Kontaktzweig von A ist nicht für den hohen Strom des Fern- oder Abblendlichtes dimensioniert.

Aufbau

Die Schaltung wurde auf einer Printplatte (Epoxidharz) aufgebaut. Bild 2 zeigt die Leiterbahnsseite der Printplatte im Maßstab 1:1. Die Anordnung der Bauelemente geht aus Bild 3 hervor. Der Photowiderstand R4 ist an die Lötstellen II und III anzuschließen. Die Lötstellen für den Relaiskontakt sind mit V und VI bezeichnet. Masse liegt an Lötstelle IV und die Betriebsspannung an Lötstelle I. Es emp-

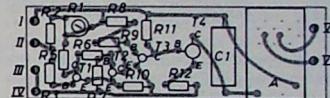


Bild 2. Leiterplatte für den elektronischen Abblendschalter im Maßstab 1:1

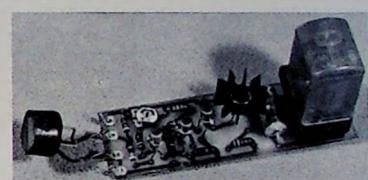


Bild 3. Bestückungsplan (Leiterplatte von der Bestückungsseite gesehen)

Bild 4. Bestückte Platine mit Photowiderstand

Bild 2. Leiterplatte für den elektronischen Abblendschalter im Maßstab 1:1

Einzelteilliste

Widerstände, 0,3 W	(Dralowid)
Einstellregler „52 WTD“, 0,5 W	(Dralowid)
Elektrolytkondensator, 16 V	(Wima)
Relais „DO 715-B 110“	
mit Fassung	(Siemens)
Photowiderstand LDR 03	(Valvo)
Transistoren 3 × BC 107,	
1 × BC 142	(SGS)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

fiehlt sich, zur Kühlung von T4 einen Kühlstern zu verwenden. Bild 4 zeigt die bestückte Platine.

Nach dem Justieren der Schaltung mit R1 kann die Platine an beliebiger Stelle im Wagen montiert werden. Die Verdrahtung des Relaiskontaktees hängt vom Fahrzeugtyp ab.

Die günstigste Position des externen Photowiderstandes R4 muß man durch Versuche ermitteln. Dabei ist darauf zu achten, daß kein Licht der eigenen Scheinwerfer auf die lichtempfindliche Fläche des Photowiderstandes fällt. Gegen seitlichen Lichteinfall kann der Widerstand mit Klebeband oder einem Röhrchen abgeschirmt werden. Der elektronische Fernlichtschalter eignet sich für Autos mit 12- und 6-V-Batterien. Es ändert sich dann lediglich der Eichpunkt der Schaltung.

W. W. Diefenbach

chender Umweltbeleuchtung (Straßenbeleuchtung) automatisch auf Abblendlicht umschaltet und bei Dunkelheit wieder aufblendet. Dabei wird der Helligkeitswert mit einem Photowiderstand gemessen.

Der im folgenden beschriebene Baustein kann auch als automatischer

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK
Vertriebsabteilung

Ausbildung

Der Weg zur Fachhochschule

Die Fachoberschulen wollen begabten und vorwärtsstrebenden jungen Menschen mit Mittlerer Reife die Kenntnisse und Einsichten vermitteln, die für den Besuch einer Fachhochschule vorausgesetzt werden müssen. Die Fachhochschulen, die unter anderem aus den Ingenieurschulen und Höheren Wirtschaftsfachschulen beziehungsweise -akademien hervorgegangen sind, haben als eigenständige Bildungseinrichtungen im Hochschulbereich die Aufgabe, Bildung zu vermitteln, die zu selbständiger Tätigkeit im Beruf befähigt.

Die berufsbildenden Schulen haben zweifellos mit der Errichtung von Fachoberschulen eine ihrer großen pädagogischen Bedeutung entsprechende, neue wichtige Aufgabe erhalten. Die Fachoberschule umfaßt die Klassen 11 und 12. Es kann auch eine Klasse 10 eingerichtet werden (Vorklasse).

Die Fachoberschule gliedert sich unter anderem in die Fachbereiche Technik, Hauswirtschaft, Wirtschaft, Gestaltung und Sozialpädagogik.

Aufnahmebedingungen, Dauer des Studiums

Für die Aufnahme in die Fachoberschule (Klassen 11 und 12) wird das Abschlußzeugnis der Realschule oder ein als gleichwertig anerkannten Zeugnis vorausgesetzt. Die Voraussetzungen für den Eintritt in eine Fachoberschule sind aber auch erfüllt, wenn eine 2jährige kaufmännische, gewerbliche, sozialpflegerische oder hauswirtschaftliche (Klasse A) Berufsfachschule mit Erfolg besucht wurde. Das gleiche gilt auch für diejenigen, die erfolgreich am Unterricht der Klasse 10 einer Hauptschule (Tagesform) oder der Klasse 10 an einer Berufsschule (Tages- oder Abendform) teilgenommen haben.

Das Studium an einer Fachoberschule erstreckt sich über 2 Jahre (4 Semester). In das letzte Jahr (Klasse 12) einer Fachoberschule können aufgenommen werden:

- Bewerber mit dem Abschlußzeugnis der Realschule oder einem als gleichwertig anerkannten Zeugnis, die eine einschlägige Berufslehrre abgeschlossen haben oder hinreichende einschlägige Berufserfahrung nachweisen.
- Bewerber mit dem Abschlußzeugnis der Hauptschule, einer abgeschlossenen Lehre und dem Abschlußzeugnis der Berufsaufbau schule.

Unterrichtsfächer, Fachpraktikum

Die Ausbildung in den Klassen 11 und 12 ist in den allgemeinen Unterricht, den fachbezogenen Unterricht und in die fachpraktische Ausbildung (Fachpraktikum) unterteilt.

Der allgemeine Unterricht umfaßt die Pflichtfächer Deutsch, Geschichte/Politik, Religionslehre, Mathematik, Naturwissenschaften, eine Fremdsprache und Leibeserziehung.

Zu den Wahlfächern gehören technische und wirtschaftskundliche Spezialgebiete, Musik, eine zweite Fremdsprache und Arbeitsgemeinschaften. Die Pflichtfächer des fachbezogenen Unterrichts werden durch den Fachbereich bestimmt, und der Unterrichtsstoff wird nach fachspezifischen Gesichtspunkten ausgewählt. Pflichtfächer im Fachbereich Technik sind Technologie, Technisches Zeichnen sowie Wirtschafts- und Betriebslehre.

Die fachpraktische Ausbildung erfolgt ein Jahr lang in der Klasse 11 neben dem Unterricht an wenigstens vier Tagen in der Woche. Sie soll in Betrieben als Praktikantenausbildung durchgeführt werden.

Lehrer

Den Unterricht an Fachoberschulen erteilen im allgemeinen Lehrer, die die Prüfungen für das Lehramt an berufsbildenden Schulen oder für das Lehramt an Gymnasien oder Realschulen abgelegt haben. Auch Diplomingenieure, Diplomvolkswirte, Diplomkaufleute usw. mit mehrjähriger einschlägiger Berufserfahrung können ein Lehramt an Fachoberschulen bekleiden. In der Klasse 10 der Fachoberschule kann in seinem wissenschaftlichen Wahlfach auch unterrichten, wer die Fähigung für das Lehramt an der Grund- und Hauptschule besitzt.

Abschlußprüfung

Als Abschluß der Klasse 12 der Fachoberschule findet eine schriftliche und mündliche Abschlußprüfung

statt. Wer sie besteht, erhält das Zeugnis der Fachhochschulreife, das zum Studium an Fachhochschulen berechtigt.

Die schriftliche Prüfung erfolgt in den Fächern Deutsch, Mathematik, Pflichtfremdsprache und in einem weiteren, den jeweiligen Fachbereich kennzeichnenden Pflichtfach. Die mündliche Prüfung erstreckt sich auf die Fächer der schriftlichen Prüfung und die Fächer des fachbezogenen Pflichtunterrichtes.

Auch daraus wird deutlich, daß man den berufsbezogenen Unterrichtsbereichen eine große Bedeutung beimäßt. Die Dynamik in Wirtschaft und Technik hat erhebliche Veränderungen der beruflichen Leistungen und Tätigkeiten ausgelöst. Besonders auffallend ist eine wachsende Theoretisierung der Berufsanforderungen. Darauf muß sich das berufliche Schulwesen einstellen. Die Fachoberschule hat also jetzt mit ihrer dreifachen Aufgabe, nämlich fachpraktisch zu unterweisen, fachwissenschaftlich zu lehren und die Allgemeinbildung zu festigen, eine Lücke im beruflichen Bildungswesen geschlossen.

Fachoberschülern kann unter bestimmten Voraussetzungen ab Klasse 11 eine Beihilfe von monatlich 160...380 DM gewährt werden, und zwar nach den Bestimmungen des Berufsausbildungsförderungsgesetzes vom 26.8.1971. Nähere Auskunft erteilen die Ämter für Ausbildungsförderung bei den Kreis- und Stadtverwaltungen (Kreise und kreisfreie Städte).

R. Schütter

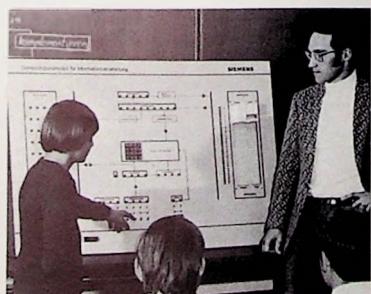
Demonstrationsmodell für den Informatik-Unterricht

Für den Unterricht in Informatik hat die Siemens AG ein neues Vorführ- und Übungsgerät entwickelt, mit dem die Grundbegriffe und Prinzipien der automatischen Verarbeitung von Informationen anschaulich vermittelt und schrittweise erarbeitet werden können.

Die Grundeinheit des Gerätes entspricht einem programmgesteuerten Digitalrechner mit Parallelverarbeitung nach dem Vorbild mittlerer und größerer Datenverarbeitungsanlagen. Hier kann jedoch in die wesentlichen Bausteine eines Computers, die auf einer Frontplatte in Blockstruktur übersichtlich dargestellt sind, jederzeit Einstellung genommen werden. Die Informationen innerhalb der Blöcke (Speicher- und Registerinhalte) werden durch farbige Lämpchen gekennzeichnet. Leuchtpfeile signalisieren den Funktions- und Programmablauf, der in sechs verschiedenen Betriebsarten beobachtet werden kann.

Der Demonstrationsrechner ist durch Stecken von beschrifteten Codierbausteinen auf der Frontplatte frei programmierbar. Die Speicherkapazität

umfaßt 32 Befehlsworte. Die Befehlliste enthält arithmetische und logische Befehle, Transfer- und Verschiebebefehle sowie bedingte und unbedingte Sprungbefehle. Die insgesamt 15 Befehle sind zum Teil substituierbar, um



eine Adreßrechnung zu ermöglichen. Über ein eigenes Ein-/Ausgabewerk können sowohl periphere Geräte (Eingabetastatur und Ziffernanzeige) als auch beliebige Prozesse (zum Beispiel Relaissteuerungen) angeschlossen werden.

Der Multivibrator in Theorie und Praxis

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 27 (1972) Nr. 4, S. 142

2.2.10. Photoelektronische Stückzählleinrichtung

Die im Bild 30 dargestellte Stückzählleinrichtung arbeitet nach einem ähnlichen Prinzip wie der im vorigen Abschnitt beschriebene Lichtblitzähler. Während jedoch bei dem Lichtblitzähler im Ruhezustand der Phototransistor gesperrt ist, ist er bei der hier beschriebenen Stückzählleinrich-

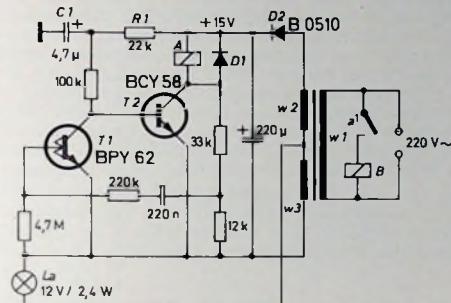


Bild 30. Schaltung einer photoelektronischen Stückzählleinrichtung (Relais: Siemens-Kammrelais „V 23 154 0721-F 101“; Daten des Netztransformatoren: Kern EI 48, wechselseitig geschichtet; w1: 3400 Wdg. 0,1 mm CuL; w2: 160 Wdg. 0,25 CuL; w3: 15 Wdg. 0,6 mm CuL; Siemens)

des metastabilen Zustandes des Monovibrators ab und liegt zwischen 0,4 und 1,8 s. Die Dauer des metastabilen Zustandes ist abhängig von der Helligkeit der Lampe La. Im Interesse einer langen Lebensdauer der Lampe sollte diese mit Unterspannung betrieben werden. Bei der Erprobung arbeitete die Schaltung noch einwandfrei bei einer Lampenspannung von nur 5 V (normale Lampenspannung: 12 V). Dabei betrug die Abfallzeit des Relais 1,8 s.

Der Widerstand R1 und der Kondensator C1 bilden ein Integrierglied, das verhindert, daß der Einschaltstromstoß sowie das Aufleuchten der Lampe bereits zu einem Ansprechen des Relais A und damit zu einem falschen Zählresultat führen.

2.2.11. Geschwindigkeitskontrollgerät

Bild 31 zeigt eine weitere photoelektronische Schaltung mit monostabilen Multivibratoren. Die Schaltung ist zwar schon etwas älter, da es sich aber um eine sehr interessante Schaltung handelt, soll sie hier besprochen werden. Die Schaltung eignet sich zur Kontrolle der Geschwindigkeit von Fahrzeugen, Förderbändern und dergleichen.

Die beiden Photodioden D1 und D2 sind Bestandteil von zwei Lichtschranken, die in bestimmtem Abstand voneinander angeordnet werden. Durchläuft ein Gegenstand diese beiden Lichtschranken, so ist der zeitliche Abstand der dabei erzeugten elektrischen Impulse umgekehrt proportional der Geschwindigkeit des Gegenstandes, das heißt, bei großer Geschwindigkeit treten die Impulse kurz hin-

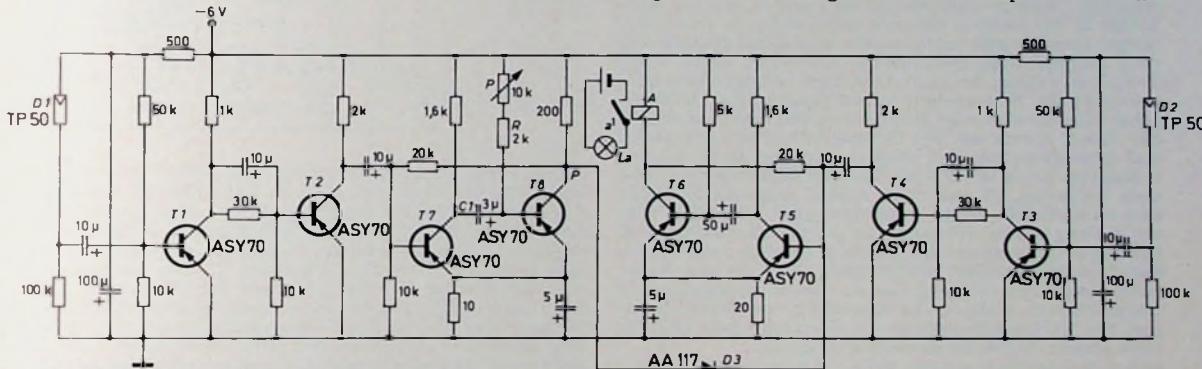


Bild 31. Schaltung des Geschwindigkeitskontrollgeräts (Siemens); Relais „Tris 154c“ nach „TBv 65 417/930“

richtung im Ruhezustand geöffnet, weil er von der Lampe La angestrahlt wird. Die Lampe La und der Phototransistor T1 bilden eine Lichtschranke. T1 bildet außerdem zusammen mit T2 einen monostabilen Multivibrator. Wird nun der Lichtstrahl der Lichtschranke durch einen vor dem Phototransistor vorbeibewegten Gegenstand unterbrochen, so daß für einen kurzen Moment kein Licht auf den Phototransistor fällt, so sperrt dieser T2 dagegen öffnet, womit der metastabile Zustand des Monovibrators eingeleitet wird. Der Kollektorstrom von T2 läßt das Relais A anziehen, das mit seinem Kontakt a' das im Netzstromkreis liegende Zählwerk B steuert. Nach Ablauf des metastabilen Zustandes ist T1 wieder geöffnet und T2 wieder gesperrt. Wenn ein weiterer Gegenstand die Lichtschranke durchbricht, wiederholt sich der Vorgang.

Die Ansprechzeit der Schaltung, also die Zeit vom Durchbrechen der Lichtschranke bis zum Anziehen des Relais, ist < 50 ms. Die Abfallzeit des Relais, also die Zeit, die vergeht, bis das Relais wieder abfällt, hängt von der Dauer

tereinander auf, bei geringer Geschwindigkeit dagegen ist die Zeitspanne zwischen den beiden Impulsen groß.

Durchbricht der Gegenstand die Lichtschranke mit der Photodiode D1, so wird diese hochohmig. Der dabei entstehende Spannungsimpuls wird von dem Verstärker T1, T2 verstärkt und bringt den monostabilen Multivibrator T7, T8 in die metastabile Lage. Der Punkt P im Bild 31 nimmt dabei ein negatives Potential von fast -6 V gegenüber Masse an. Erreicht der Gegenstand die zweite Lichtschranke mit der Photodiode D2, so entsteht auch dabei ein Spannungsimpuls, den der Verstärker T3, T4 verstärkt. Dieser Verstärker ist genauso aufgebaut wie der Verstärker T1, T2.

Der vom Verstärker T3, T4 gelieferte Impuls gelangt an den Eingang des monostabilen Multivibrators T5, T6. Dieser monostabile Multivibrator kann aber nur dann in den metastabilen Zustand gesteuert werden, wenn das Potential am Punkt P noch negativ ist, das heißt, wenn der monostabile Multivibrator T7, T8 noch nicht in die Ruhestellung zurückgekippt ist. Hat also der Gegenstand die beiden Lichtschranken in einer Zeit durchlaufen, die kürzer ist als die Dauer des metastabilen Zustandes des Monovibrators

T7, T8, so kippt auch der Monovibrator T5, T6 in die metastabile Lage. Dadurch fällt das Relais A ab und legt über den Ruhekontakt a¹ (im Bild 31 bei angezogenem Relais A, also im Ruhezustand des Monovibrators T5, T6 dargestellt) die Lampe La an Spannung. Ein Aufleuchten der Lampe zeigt an, daß die Geschwindigkeit des Gegenstandes zu groß war.

Durchbricht der Gegenstand die zweite Lichtschranke jedoch erst, wenn der monostabile Multivibrator T 7, T 8 bereits wieder in seine Ausgangslage zurückgekippt ist, so hat der Punkt P ein geringeres negatives Potential als der Eingang des Monovibrators T 5, T 6. Dadurch wird die Diode D 3 leitend und schließt den Eingang des Monovibrators T 5, T 6 kurz, der dadurch nicht in die metastabile Lage kippen kann. Die Lampe La leuchtet nicht auf und zeigt damit an, daß der Gegenstand die vorgegebene Geschwindigkeit nicht überschritten hat. Das Geschwindigkeitskontrollgerät liefert also eine Ja-Nein-Aussage. Leuchtet die Lampe La, so ist die vorgegebene Geschwindigkeit überschritten worden, bleibt die Lampe dunkel, dann ist die vorgegebene Geschwindigkeit nicht überschritten worden. Mit dem Potentiometer P kann man die Geschwindigkeit bestimmen, bei der die Lampe aufleuchten soll. Sind die beiden Lichtschranken 20 cm weit voneinander angeordnet, so läßt sich die Grenzgeschwindigkeit zwischen 8 und 50 cm/s einstellen. Ändert man die Werte des Potentiometers P, des Widerstandes R und des Kondensators C, so lassen sich dadurch selbstverständlich auch andere Grenzgeschwindigkeiten bestimmen.

2.2.12. Monostabiler Multivibrator als Zeitgeber

Zeitgeber sind Geräte, die durch ein Eingangssignal dazu veranlaßt werden, während oder nach einer bestimmten Zeit, nachdem sie das Eingangssignal erhalten haben, ein Ausgangssignal abzugeben. Sie sind dadurch in der Lage, den Beginn und das Ende eines bestimmten Zeintervalls anzugeben, das im voraus festgelegt werden kann.

Zeitgeber lassen sich für unzählige Steuerungsaufgaben einsetzen. Als ganz alltägliches Beispiel sei hier die automatische Treppenhausbeleuchtung genannt, wie sie heutzutage in den meisten Häusern anzutreffen ist. Durch Betätigen eines Druckknopfschalters wird dabei die Beleuchtung eingeschaltet. Gleichzeitig setzt man damit einen Zeitgeber in Gang, der nach Ablauf des vorgegebenen Zeitintervalls die Beleuchtung wieder ausschaltet. Der Zeitgeber wird hierbei also durch einen von außen kommenden Befehl (Druck auf den Druckschalter) in Gang gesetzt und gibt daraufhin den Beginn und das Ende des gewünschten Zeitintervalls an. Darüber hinaus gibt es aber auch Zeitgeber, die sich nach Ablauf eines Zeitintervalls und nach Abgabe eines Ausgangssignals selbsttätig wieder in Gang setzen und damit das gewünschte Zeitintervall beliebig oft hintereinander abgeben. Zeitgeber werden für Maschinesteuerungen vielfältigster Art, für die Steuerung chemischer Abläufe, für Zeitsteuerungsaufgaben in fotografischen Ateliers, zur Steuerung von Röntgenanlagen, für Vorheizschaltungen an Wärmepressen und für viele andere Anwendungszwecke eingesetzt.

Für elektronische Zeitgeber findet man auch die Bezeichnungen Zeitkreise, Zeitrelais, Zeitglieder, Zeitschalter usw.

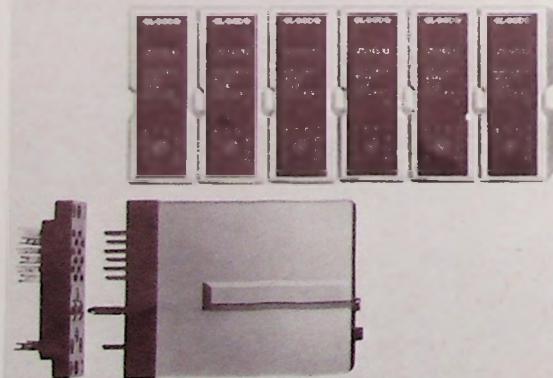


Bild 32 Ausführungsbeispiel für industrielle Zeitgeber (Elesta)

Da man sie auch zum Verzögern von Schaltvorgängen benutzen kann, bezeichnet man sie auch als Verzögerungsschalter, Verzögerungsglieder, Verzögerungsschaltungen und dergleichen.

Bild 32 zeigt die konstruktive Ausführung einiger Zeitgeber oder Zeitrelais, wie sie von der Industrie hergestellt und vertrieben werden. Im oberen Teil des Bildes sind sechs Zeitrelais in Frontansicht dargestellt, im unteren Teil des Bildes ist ein Zeitrelais in Seitenansicht zu sehen. Dabei ist der Steckeranschluß zu erkennen, mit dem es in eine Steckfassung eingesetzt werden kann.

Zeitgeber lassen sich auf vielerlei Weise realisieren. Eine besonders elegante Möglichkeit hierzu bietet der monostabile Multivibrator. Fügt man zum Beispiel in den Kollektorkreis des Transistors, der im Ruhezustand des monostabilen Multivibrators gesperrt ist, ein Relais mit einem Starkstromkontakt ein, so erhält man einen einfachen Zeitgeber, den man beispielsweise für die Steuerung der oben erwähnten Treppenhausbeleuchtung einsetzen könnte. Führt man dem Eingang dieses monostabilen Multivibrators über einen Schalter einen Triggerimpuls zu, so nimmt die Schaltung den metastabilen Zustand ein, bei dem der Transistor leitet, in dessen Kollektorkreis das Relais liegt. Das Relais zieht an und schaltet die Treppenhausbeleuchtung ein. Nach Ablauf des metastabilen Zustandes fällt das Relais wieder ab und schaltet die Beleuchtung aus.

Bild 33 zeigt als Beispiel eine Zeitgeberorschaltung mit einem monostabilen Multivibrator, die folgendermaßen arbeitet: Schließt man den Schalter S , so sperrt der im Ruhezustand durchgesteuerte Transistor T_1 weil die Basis

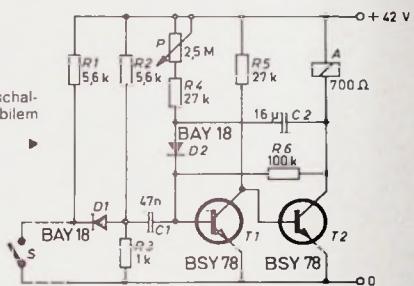


Bild 33 Zeitgeberstaltung mit monostabilem Multivibrator (Intermetall)

negativ wird. Dadurch öffnet der Transistor T_2 , und das Relais A im Kollektorkreis zieht an. Läßt man den Schalter S geschlossen, so kippt der Monovibrator nach Ablauf des metastabilen Zustandes in die Ausgangslage zurück, und das Relais fällt wieder ab. Im Augenblick des Zurückkippen entnimmt dabei der Transistor T_1 den Basisstrom dem Kondensator C_2 . Danach fließt der Basisstrom für den Transistor T_1 über den Rückkopplungswiderstand R_6 . Wegen dieses zusätzlichen Widerstandes R_6 hat man größere Freiheit im Bemessen des zeitbestimmenden Potentiometers P , dessen Maximalwert dadurch nicht durch den Basisstrombedarf des Transistors T_1 begrenzt wird. Man kann deshalb einen Wert von $2,5\text{ M}\Omega$ für das Potentiometer wählen, womit sich das von der Schaltung angebbare Zeitintervall in dem weiten Bereich von etwa $0,3\text{ s}$ bis 25 s einstellen läßt.

Öffnet man den Schalter S , bevor der metastabile Zustand abgelaufen und die Schaltung von selbst wieder in die Ausgangslage zurückgekippt ist, so überträgt der Kondensator $C1$ den an dem Spannungsteiler $R2, R3$ entstehenden positiven Spannungssprung auf die Basis des Transistors $T1$. Dadurch kippt die Schaltung schon vorzeitig in die Ruhestellung zurück. Die Diode $D2$ hält die negative Spannung des Kondensators $C2$ von der Basis des Transistors $T1$ fern und verhindert, daß die Basis-Emitter-Durchbruchspannung von $T1$ überschritten wird und daß die negative Rückflanke der Abschaltspannung des Relais A die Schaltung erneut anstößt. Außerdem ermöglicht sie das weiter oben beschriebene vorzeitige Rückkippen der Schaltung in ihre Ausgangslage durch Öffnen des Schalters S . An der Diode $D1$ liegt im Ruhezustand der Schaltung, das heißt, wenn der Schalter S geöffnet ist, eine Spannung von etwa 35 V in Sperrrichtung. Der Auslöseschalter S kann von der Zeitgeberbeschaltung weit entfernt angeordnet und durch ein Kabel mit dem Zeitgeber verbunden sein. Das

ist im Bild 33 durch die gestrichelten Linien zwischen Schalter und Zeitgeber angedeutet. Auf dieser Leitung können Störimpulse auftreten, die die Zeitgeberschaltung ungewollt auslösen könnten. Diese Störimpulse müssten aber (bei dem als Abschlußwiderstand von 5,6 kOhm für das Kabel wirkenden Widerstand R_1) erst die Sperrspannung von 35 V der Diode D_1 übersteigen, um die Schaltung auszulösen. Die Sicherheit der Schaltung gegenüber Störimpulsen auf der Schalterleitung ist also infolge der Diode D_1 beträchtlich. Der Kondensator C_2 schließt die beim Abschalten des Relais A an der Relaisspule entstehenden Spannungsspitzen kurz, so daß der Relaispfeil keine Diode (sogenannte Freilaufdiode) zum Schutz des Transistors T_2 parallel geschaltet zu werden braucht.

2.2.13. Eigensichere Zeitgeberschaltung

Bild 34 zeigt eine weitere Zeitgeberschaltung, die insbesondere für eine Brennstoffzündanlage entwickelt worden

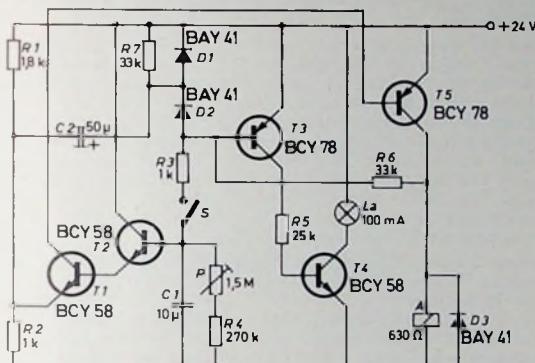


Bild 34. Eigensichere Zeitgeberschaltung (Siemens)
(Relais „V 23054-L 0020-F 110“)

so erhält die Basis von T_3 über R_6 und die Relaiswicklung negatives Potential, so daß T_3 und T_4 dann ebenfalls durchgesteuert sind und die Lampe La aufleuchtet; sie leuchtet also, solange die Schaltung einwandfrei arbeitet. Entlädt sich C_1 nach dem Öffnen des Schalters S aus irgendeinem Grund nicht oder fällt das Relais nach Ablauf des vorgegebenen Zeitintervalls nicht ab, so erhält die Basis von T_3 kein negatives Potential mehr, die Transistoren T_3 und T_4 sperren, die Lampe La erlischt und zeigt damit die Störung an. Da das Erlöschen und nicht das Aufleuchten der Lampe die Störung anzeigen, wird damit auch ein Ausfall der Lampe selbst mit erfaßt.

Öffnet man den Schalter S , so erhält zunächst die Basis von T_3 über den Kondensator C_2 noch kein negatives Potential. Die Transistoren T_3 und T_4 sind deshalb für eine kurze Zeit gesperrt, während der die Lampe La nicht leuchtet und damit also kurzzeitig Störung angezeigt. Auf diese Weise wird ebenfalls angezeigt, ob der Verstärker mit den Transistoren T_3 und T_4 richtig arbeitet. Die Dioden D_1 und D_2 schützen die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 und sorgen für ein rasches Umladen des Elektrolytkondensators C_2 . Der Widerstand R_7 leitet den Leckstrom dieses Elektrolytkondensators zur Plus-Leitung ab. Die Diode D_3 schließlich schützt den Transistor T_5 vor Spannungsspitzen, die beim Abschalten des Relaisstroms in der Relaiswicklung induziert werden, indem sie diese Spannungsspitzen kurzschließt.

2.2.14. Periodischer Zeitgeber für sehr lange und konstante Zeitintervalle

Bild 35 zeigt eine weitere Zeitgeberschaltung, mit der sich Zeitintervalle sehr hoher Konstanz erreichen lassen. Außerdem ermöglicht die Schaltung Zeitintervalle bis 180 s. Die Genauigkeit beträgt dabei $\pm 2\%$. Die Schaltung besteht aus dem astabilen Multivibrator T_1 , T_2 , dem monostabilen Multivibrator T_3 , T_4 und einer Verstärkerstufe T_5 . Die zeitbestimmenden R - und C -Bauteile sind R_1 und C_1 . Für diesen Kondensator wird hier ein MP- oder ein MKL-

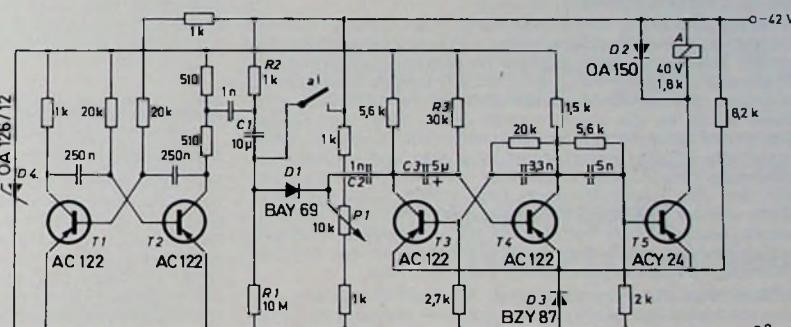


Bild 35. Periodische Zeitgeberschaltung für sehr lange und konstante Zeitintervalle (AEG-Telefunken)

ist. Schließt man den Schalter S , so fällt nach Ablauf des Zeitintervalls, das die Schaltung abzugeben imstande ist und das mit dem Trimmstabilito P zwischen 3 s und 15 s einstellbar ist, das Relais A ab. Liegt jedoch eine Störung in der Schaltung vor, so daß das Relais nach der vorgegebenen Zeit nicht abfällt, so erlischt die Lampe La und zeigt auf diese Weise die Störung an.

Die Schaltung arbeitet im einzelnen wie folgt: Schließt man den Schalter S , so lädt sich der Kondensator C_1 auf. Dadurch schalten die Transistoren T_1 , T_2 und T_5 durch, das Relais erhält Strom und zieht an. Öffnet man den Schalter S , so entlädt sich der Kondensator C_1 wieder über das Trimmstabilito P und den Widerstand R_4 , und das Relais fällt nach Ablauf des vorgegebenen Zeitintervalls wieder ab.

Damit die Lampe La leuchtet, müssen T_3 und T_4 durchgeschaltet sein. Dies setzt voraus, daß die Basis des Transistors T_3 negativ gegenüber dem Emitter dieses Transistors ist. T_3 ist dann geöffnet und damit auch T_4 . Ist der Schalter S geschlossen, so erhält die Basis von T_3 über R_3 , den Schalter S , das Potentiometer P sowie den Widerstand R_4 negatives Potential. Bei geöffnetem Schalter S , also während des Ablaufs des Zeitintervalls, wird T_3 (und damit auch T_4) über den Spannungssteiler R_1 , R_2 sowie den Kondensator C_2 durchgesteuert. Ist das Relais abgefallen,

Kondensator verwendet. Kondensatoren dieser Art haben eine wesentlich höhere Güte als Elektrolytkondensatoren.

Über das Potentiometer P gelangt eine einstellbare Vorspannung an die Kathode der Diode D_1 . Die Anodenspannung dieser Diode dagegen bestimmen R_1 und C_1 . Ist D_1 gesperrt, so können keine Impulse vom astabilen Multivibrator über den Kondensator C_1 , die Diode D_1 und den Kondensator C_2 zum monostabilen Multivibrator gelangen. In der Ruhestellung des monostabilen Multivibrators ist T_3 gesperrt, T_4 jedoch stromführend. Ebenso ist der Verstärkertransistor T_5 gesperrt. Im Kollektorkreis von T_5 liegt ein Relais mit dem Arbeitskontakt a^1 . Bei gesperrtem Transistor T_5 ist dieser Kontakt daher offen. Hat sich der Kondensator C_1 auf den Wert der am Potentiometer P eingestellten Katodenvorspannung der Diode D_1 aufgeladen, so öffnet diese Diode. Die von dem astabilen Multivibrator erzeugten Impulse können nunmehr an den Kollektor des im Ruhezustand des Monovibrators gesperrten Transistors T_3 gelangen. Dadurch öffnet T_3 kurzzeitig und mit diesem auch T_5 . Der Transistor T_4 dagegen sperrt. Damit ist der metastabile Zustand des Monovibrators eingeleitet. Das Relais zieht an, und der Kondensator C_1 entlädt sich über den nunmehr geschlossenen Kontakt a^1 und den Widerstand R_2 . Dadurch sperrt aber die Diode D_1 sofort wieder.

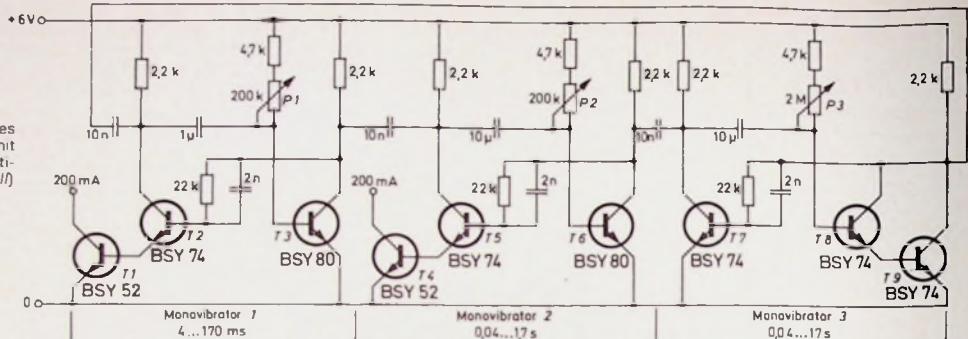


Bild 36. Schaltung eines Vielfach-Zeitgebers mit drei monostabilen Multivibratoren (Intermetall)

Ist der metastabile Zustand des Monovibrators, dessen Dauer die RC -Kombination $R 3, C 3$ bestimmt, beendet, so öffnet T_4 wieder, T_3 und T_5 dagegen sperren, und das Relais fällt wieder ab. Der Kondensator $C 1$ lädt sich nunmehr von neuem auf. Damit wiederholt sich der soeben beschriebene Vorgang.

Bei dieser Schaltung zieht also das Relais periodisch in Abständen von 10 bis 180 s jeweils für die Zeit von etwa 0,1 s an. Mit den weiteren Kontakten des Relais lassen sich damit die verschiedenartigsten Steuerungsvorgänge auslösen. Im Gegensatz zu den Schaltungen der Bilder 33 und 34 wird bei der hier beschriebenen Schaltung der Zeitablauf nicht einmalig durch Betätigen eines Schalters, sondern jedesmal nach Ablauf eines Zeitintervalls erneut automatisch durch den stabilen Multivibrator ausgelöst. Die Schaltung gehört also zur Gruppe der Zeitgeber, die sich nach Beendigung des Zeitintervalls selbsttätig wieder in Gang setzen und damit das gewünschte Zeitintervall in periodischer Folge beliebig oft wiederholen (siehe hierzu auch die einleitenden Bemerkungen zu Abschnitt 2.2.12).

2.2.15. Vielfach-Zeitgeber

Vielfach-Zeitgeber erhält man, wenn man mehrere Einzelzeitgeber hintereinanderschaltet. Ist das Zeitintervall des ersten Einzelzeitgebers abgelaufen, so gibt er an den nachfolgenden Zeitgeber ein Signal ab, das dessen Zeitintervall einleitet. Nach Ablauf dieses zweiten Zeitintervalls gibt diese Stufe an die nachfolgende dritte Stufe ein Signal, das deren Zeitintervall einleitet usw. Die einzelnen Zeitintervalle können verschieden lang sein und können unabhängig voneinander eingestellt werden. Sorgt man dafür, daß das Ausgangssignal der letzten Stufe die erste Stufe wieder in Gang setzt, so wiederholen sich die einzelnen Zeitintervalle beliebig oft hintereinander, und man erhält einen periodischen Vielfach-Zeitgeber, der sich für vielfältige Steuerungsaufgaben einsetzen läßt.

Bild 36 zeigt die Schaltung eines Vielfach-Zeitgebers mit drei monostabilen Multivibratoren. Der Ausgang des letzten Monovibrators ist mit dem Eingang des ersten Monovibrators verbunden, so daß also gewissermaßen ein Ring aus Monovibratoren entsteht. Das Zeitintervall des ersten Monovibrators (also die Dauer seines metastabilen Zustandes) läßt sich mit dem Potentiometer $P 1$ zwischen 4 und 170 ms einstellen. Mit dem Potentiometer $P 2$ kann man das Zeitintervall des zweiten Monovibrators zwischen 0,04 und 1,7 s und mit dem Potentiometer $P 3$ das des dritten Monovibrators im Bereich von 0,04 ... 17 s einstellen.

Schaltet man den Vielfach-Zeitgeber ein, so befindet sich zuerst der Monovibrator 3 im metastabilen Zustand. Nach dessen Ablauf (also nach 0,04 ... 17 s) schaltet der Monovibrator 3 in den stabilen Zustand um. Der dabei am Ausgang entstehende Impuls steuert den Monovibrator 1 in den me-

tastabilen Zustand. Darauf wird der Monovibrator 2 in den metastabilen Zustand geschaltet, danach wieder die dritte Stufe usw.

An den Emittoren von T_2 und T_5 der Monovibratoren 1 und 2 liegen die Transistoren T_1 und T_4 , über die sich ein Strom von 200 mA abnehmen läßt. An diese beiden Transistoren schließt man die Verbraucher an; die beiden Transistoren dienen dabei als Trennstufen zwischen dem jeweiligen Monovibrator und dem Verbraucher. Die dritte Stufe enthält keine Trennstufe; an diese Stufe kann auch kein Verbraucher angeschlossen werden. Die metastabilen Zustände der beiden ersten Stufen liefern daher je einen Arbeitakt; die metastabile Dauer des dritten Monovibrators dagegen bildet einen Pausenakt.

In der dritten Monovibrator-Stufe tritt an die Stelle des einzelnen Transistors die Kaskade T_8, T_9 . Das erlaubt, für das Potentiometer $P 3$ einen Widerstandswert von 2 M Ω zu wählen. Man erreicht auf diese Weise bei dieser Stufe die lange metastabile Dauer von bis zu 17 s und damit eine entsprechend lange Pausenzzeit. Wegen der hohen Basis-Schwellenspannung der Transistor-Kaskade erreicht man außerdem, daß beim Anlegen der Betriebsspannung die dritte Stufe als erste den metastabilen Zustand einnimmt und damit den Zeitintervall-Zyklus einleitet.

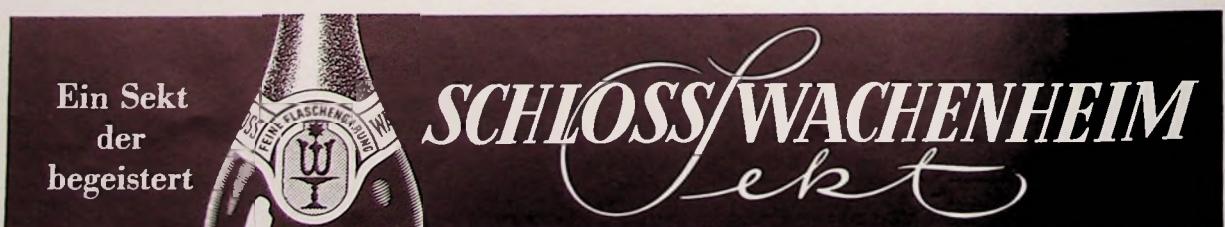
(Fortsetzung folgt)

Neue Druckschriften

Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen

Mit dem soeben erschienenen Schaltungsbuch „Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen“, Ausgabe 1972 (192 S. DIN A 5), liegt jetzt die jüngste Sammlung bewährter und überarbeiteter Applikationsbeispiele von Intermetall vor. Sie enthält 73 verschiedene Schaltbeispiele für Stabilisierungsschaltungen, Verstärker, Oszillatoren, digitale Schaltungen, Impulsschaltungen, Zeitgeber- und Relaischaltungen, Steuer- und Regelschaltungen sowie Meß- und Überwachungsschaltungen.

Das Buch ist als Arbeitsunterlage oder Handbuch konzipiert. Jede Schaltung ist separat dargestellt, wobei jedoch auch auf Zusammenhänge zwischen einzelnen Schaltungen hingewiesen wird. Ausführliche Angaben über die verwendeten Bauelemente beziehungsweise Dimensionierungs-Vorschriften ergänzen die jeweilige Beschreibung. Jedes Buch liegt ein Halbleiter-Bezugsquellenverzeichnis mit Preisen und Bestellkarten bei. Die Abgabe des neuen Schaltungsbuches erfolgt auf schriftliche Bestellung an Industriebetriebe kostenlos. Studierende, Amateure und andere Privatpersonen können das Buch gegen eine Schutzgebühr von 5 DM (Einzahlung auf das Postscheckkonto Karlsruhe 130 522 mit der Angabe des Buchtitels) beziehen.



Wir bieten die Chance, von Fernsehen und Radio auf Luftfahrt umzusteigen!

Wir sind ein aufstrebender Betrieb der Luftfahrtelektronik für Entwicklung und Fertigung von Sprechfunk-, Notfunk- und Navigationsgeräten.

Wir suchen für unser Prüffeld:

Radio- und Fernseh-Techniker, Elektrotechniker und Elektromechaniker. Auch sind wir bereit, fähige Funkamateure einzuarbeiten.



becker flugfunkwerk gmbh 757 baden-oos flughafen tel. (07221) 6 10 08 / 9 telex 0 784 371

Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

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

Ich möchte Ihre überzähligen

RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen und kleinen Mengen kaufen

Bitte schreiben Sie an
Hans Kaminzky
8 München-Solln - Spindlerstr. 17

● BLAUPUNKT Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie. Einbauzubehör für sämtliche Kfz.-Typen vorrätig. Sonderpreise durch Nachnahmeversand. Radiogroßhandlung
W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 865,
Tel. 7 45 07 — Liste kostenlos

Technische Universität Berlin

Körperschaft des öffentlichen Rechts mit Dienstherrfähigkeit

IM FACHBEREICH 7 Bauingenieur- und Vermessungs-wesen, Institut für Wasserbau und Wasserrwirtschaft

sind zwei Stellen für technische Angestellte, Vgr. Va/IVb BAT, ab sofort zu besetzen. Kennziffer: 7/72 und 8/72.

AUFGABENGEBIET: Elektronikingenieur für die Entwicklung und Instandhaltung elektronischer Meßgeräte sowie Aufbau von Meßplätzen im wasserbaul. Versuchswesen.

ANFORDERUNGEN: ING. (grad.)

Bewerbungen sind zu richten innerhalb von zwei Wochen nach Veröffent-lichung unter Angabe der Kennziffer, mit den üblichen Unterlagen, an die

TECHNISCHE UNIVERSITÄT BERLIN
DER UNIVERSITÄTSPRÄSIDENT — II A 1 —
1 Berlin 12, Straße des 17.Juni 135

Maschinen-fabrik sucht

Elektronik- (Dipl.-) Ingenieur für Entwicklungsarbeiten sowie Elektroniker

alle mit erstklassigen Kenntnissen

Bewerbungen erbeten unter F. L. 8552

Elektronik-
Baselbuch gratis!
Für Bastler und alle, die es werden wollen. Viele Bastelvorschläge, Tips, Bezugssachen u. a. m. kostenlos von TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BF 26

Funksprechgeräte mit Leistungsgarantie

9 Transistoren, mit Rufton FRT .903-3-Kanal, Ledertasche o. Ball, o. FTZ-Nr., große Leistung
1 Stück nur DM 58,00
Per Nachnahme + Versandkosten. Weitere Modelle, Katalog anfordern.

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

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen

Aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, fabrikneu, Koffer-schreibmaschinen, Saldiermaschi-nen, Rechenautomaten. Profitieren Sie von unseren Großeinkäufen.

Fordern Sie Sonderkatalog II/907

NÖTHEL AG Deutschlands großes
Büromaschinenhaus

34 Göttingen · Markt 1 · Postfach 601
Telefon 6 2008, Fernschreiber Nr. 096-893



Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 116	DM .50
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 8,95
AF 139	DM 2,80
AF 239	DM 3,60
BA 170	DM .25
BAY 18	DM .60
BC 107	DM 1,— 10/DM .90
BC 108	DM .90 10/DM .80
BC 109	DM 1,05 10/DM .95
BC 170	DM .70 10/DM .60
BC 250	DM .75 10/DM .65
BF 224	DM 1,50 10/DM 1,40
BF 245	DM 2,30 10/DM 2,15
ZF 2,7 . . . ZF 33	DM 1,30
1 N 4148	DM .30 10/DM .25
2 N 708	DM 1,75 10/DM 1,60
2 N 2219 A	DM 2,20 10/DM 2,—
2 N 3055 (RCA)	DM 6,60

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

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (0724) 71 13

Perfektion zu verkaufen

Für viele ist Perfektion ein Schlagwort. Für uns ist sie Verpflichtung. Denn wir sind nun mal Spezialisten auf unserem Gebiet. Und deshalb fühlen wir uns verpflichtet, perfekte Anlagen zu konzipieren, durchzuentwickeln und zu bauen. Anlagen, wie zum Beispiel die PE 2012 VHS-HiFi-Stereo-Anlage nach DIN 45 500 mit Plattenspieler, Verstärker und Lautsprecherboxen. Plattenabspielgerät mit Dia-matic, Anti-Skating-Einrichtung und hydraulisch gedämpftem Lift. Bedienung über nur einen Regiehebel. Verstärker mit vielen Anschlußmöglichkeiten. Nußbaum natur oder Schleiflack weiß. Typisch für Spezialisten. Perfekt.



**...und 1000 mal
»Perfect Sound 72«
zu verschenken**

Gewinnen Sie diese Top-Pop-Langspielplatte.
Geben Sie in das nächste Fachgeschäft.
Dort bekommen Sie den P E-Prospekt
mit Teilnahmeschein. Oder fordern Sie ihn
bei uns an.

PE

DIE PERFEKTION.

Perpetuum-Ebner KG 7742 St. Georgen Postfach 36

E.-Thälmann-Str. 56

10020