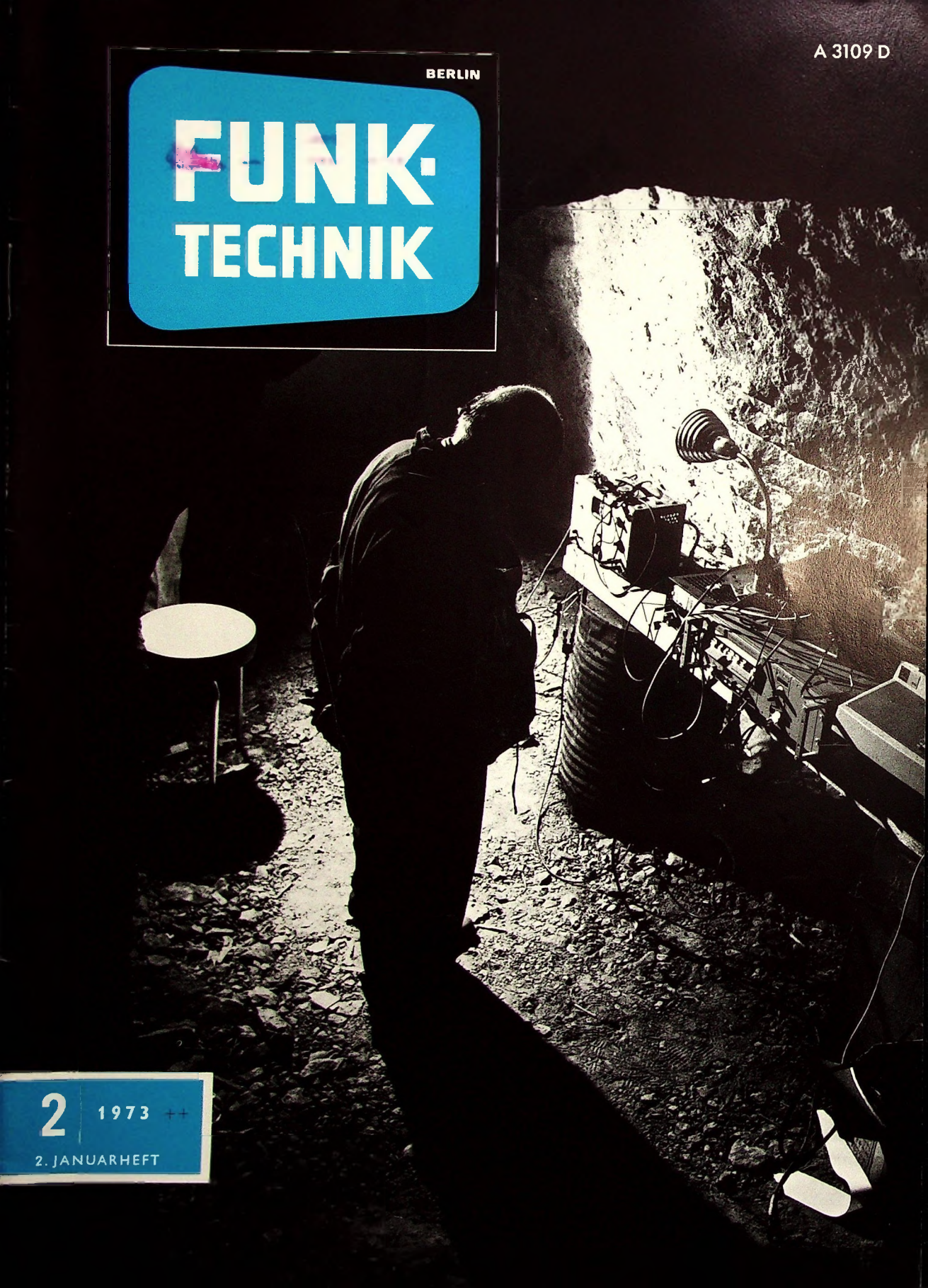


A 3109 D

BERLIN

# FUNK- TECHNIK



2

1973 ++

2. JANUARHEFT



Erich Becht, 46, erfahrener Arrangeur.  
Wer mit ihm arbeitet, schätzt sein  
kritisches Gehör.  
An die Wiedergabequalität stellt  
E. Becht hohe Ansprüche.



# Kritische Ohren hören ELAC

*„Meine Anforderungen erfüllt der  
ELAC Quadrosound in überzeugender Weise —  
plastisch und raumfüllend,  
mit allen Feinheiten des Originals.“*



Sinusleistung) und einen Rundfunkteil für UKW/Stereo-, KW-, MW- und LW-Empfang. Die fortschrittliche Technik und der außergewöhnliche Bedienungskomfort dieser neuen Hi-Fi-Kompakt-Anlage wird besonders deutlich durch die Sensor-Elektronik, mit der 6 programmierbare UKW-Stationen durch einfaches Berühren abgerufen werden können. Aber nicht nur der Ton macht die Musik - die ELAC COMPACT 1000 Quadrosound kostet 1.478,- DM, die dazu passenden Lautsprecherboxen LK 3400 je 258,- DM. Die für den ELAC Quadrosound erforderlichen 2 Spezial-Lautsprecher Quadrosound 1 (Kugellautsprecher) oder Quadrosound 2 (Regalbox) kosten 148,- DM pro Stück.

Erich Becht besitzt die neue ELAC COMPACT 1000 Quadrosound. Für ihn und viele Musikexperten ist der Name ELAC die Garantie für vollendete High Fidelity. Wer mit kritischem Ohr hört, entscheidet sich für ELAC - Pionier der Hi-Fi-Technik, von Experten weltweit anerkannt.

Die neue ELAC COMPACT 1000 Quadrosound ist eine raumsparende Hi-Fi-Stereo-Anlage für höchste Ansprüche. Mit allen Vorzügen, die ELAC Hi-Fi-Geräte auszeichnen. Sie vereint das Hi-Fi-Stereo-Laufwerk ELAC MIRACORD 660, einen Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit 2 x 40 Watt Musikleistung (2 x 25 Watt

Stellen Sie Ihre kritischen Ohren auf die Probe und Sie werden hören:

ELAC COMPACT 1000 Quadrosound - eine Hi-Fi-Anlage für höchste Ansprüche.

Wenn Sie und Ihre Kunden mehr wissen wollen, schreiben Sie uns, wir senden Ihnen gern ausführliches Informationsmaterial.

ELAC ELECTROACUSTIC GMBH, 23 Kiel, Postfach.





|                                                                                                                                                                                                                                                                                           |                |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------|
| gelesen · gehört · gesehen                                                                                                                                                                                                                                                                | 40             |
| FT meldet                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 42             |
| Die gegenwärtige und künftige Marktentwicklung der europäischen Unterhaltungselektronik                                                                                                                                                                                                   | 43             |
| FT-Informationen                                                                                                                                                                                                                                                                          | 44             |
| Schaltungstechnik<br>Phase-Locked Loop                                                                                                                                                                                                                                                    | 45             |
| Bericht von der electronica 72<br>Neue Hilfsmittel aller Art für Werkstatt und Labor                                                                                                                                                                                                      | 49             |
| Fernsehen<br>Neue Regeltechnik für die Thyristor-Horizontalablenkung in Fernsehempfängern                                                                                                                                                                                                 | 51             |
| Kommerzielle Funktechnik<br>Dopplerradar in Hohlleitertechnik                                                                                                                                                                                                                             | 53             |
| Magnetton<br>Das Dolby B-System · Grundbegriffe und Anwendungsbereiche                                                                                                                                                                                                                    | 55             |
| Elektronische Zeitmessung im Salzbergwerk                                                                                                                                                                                                                                                 | 57             |
| Fertigungstechnik<br>Mikroskope in der Halbleiterfertigung                                                                                                                                                                                                                                | 58             |
| Persönliches                                                                                                                                                                                                                                                                              | 58             |
| Transduktoren                                                                                                                                                                                                                                                                             | 59             |
| Meßtechnik<br>Transistor-Breitband-Oszillograf „TBO 70“                                                                                                                                                                                                                                   | 63             |
| Antennen<br>Zimmer-Fernsehanenne „Zifa Spectral“<br>Camping-Fernsehanenne „Ca 200“                                                                                                                                                                                                        | 66             |
| Schaltsekunde in der Silvesternacht                                                                                                                                                                                                                                                       | 66             |
| Für den KW-Amateur<br>Transistor-Einkreis-Baustein für KW                                                                                                                                                                                                                                 | 67             |
| Neue Halbleiter-Bauelemente<br>Tachometer-IS SAY 115<br>Einspulen-Uhrenantriebsschaltung TCA 840<br>MOS-Verzögerungsleitung TCA 350 für analoge Signale                                                                                                                                   | 68<br>69<br>69 |
| Lehrgänge                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 69             |
| Unser Titelbild: Zeitmessungen mit einem quarzgesteuerten elektronischen Zähler „FET 2“ von Rohde & Schwarz beim Messen und Registrieren der Schwingungsperioden von Schwerependeln in einem verlassenen Stollen des Salzbergwerks Berchtesgaden (s. a. S. 57). Aufnahme: Rohde & Schwarz |                |
| Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser                                                                                                                                                                                                |                |

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167, Tel.: (03 11) 4 12 10 31, Telex: 01 81 632 vrftk, Telegramme: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radke, Techn. Redakteur: Wolfgang Kamecke, sämtlich Berlin, Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Stellvertreter: Dietrich Gebhardt, Chefredakteur: Bernh. W. Beerwirth, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH; Postcheckkonto Berlin West 76 64-103; Bank für Handel und Industrie AG, 1. Berlin 65, Konto 2 191 854 (BLZ 100 800 00). Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 3,- DM, Auslandspreise lt. Preisliste (auf Anforderung). Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. – Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, 1. Berlin 42.

Ihr Hi Fi Mikrofon  
zu günstigem Preis!



Höchste Auszeichnungen:  
Bundespreis „Gute Form“  
Berlin 1969  
„Die gute Industrieform“  
Hannover 1969



## TM 102 Dynamic Super-Nieren-Mikrofon

unverkennbare Vorteile:

- 1 Hi Fi Qualität
- 2 Ganzmetallgehäuse
- 3 Frequenzgang:  
50 bis 14 000 Hz
- 4 Richtcharakteristik: Super-Niere
- 5 Berührungsgeräuschgedämpft

**PEIKER acoustic**

Fabrik elektro-akustischer Geräte

6380 Bad Homburg v. d. H. - Obereschbach

Postfach 235

Telefon: Bad Homburg v. d. H. (0 61 72) 4 10 01





### MOS-Standardschaltung GIM-C 500 für achtstelligen Taschenrechner

Unter der Typenbezeichnung GIM-C 500 entwickelte General Instrument Europe S. p. A. ein neues MOS-Bauelement im 24poligen Dual-in-line-Gehäuse zur Herstellung von vielseitigen und preisgünstigen Kleinstrechnern mit achtstelliger Anzeigeeinheit. Obwohl nur unter Verwendung der acht Ziffern mit der höchsten Wertigkeit gerechnet wird, bleiben die Exponenten aller Zahlen im Bereich von  $1.000000 \cdot 10^{-20}$  bis  $9.9999999 \cdot 10^{+79}$  während des Rechenvorgangs erhalten, so daß eine Überlaufanzeige entfallen kann. Ein fehlendes Komma im angezeigten Rechenergebnis bedeutet, daß das Ergebnis mehr als acht Stellen links vom Komma hat. In diesem Fall wird die tatsächliche Kommastelle dadurch bestimmt, daß die Zahl durch Zehnerpotenzen geteilt werden muß, bis das Komma auf der Anzeige erscheint. Mit einer Löschtaaste kann man wahlweise alles oder nur die letzte Eingabe löschen. Außerdem besteht die Möglichkeit, ein beliebiges Teilergebnis als Konstante für die weitere Berechnung zu verwenden.

### Farbfernseh-Aufnahmerröhre E 3400 für das industrielle Farbfernsehen

Für das industrielle Farbfernsehen und die Audiovision brachte die Heimann GmbH das Farbstreifen-Resistor E 3400 mit Farbstreifenfilter heraus, das den Bau einer Farbkamera mit nur einer Aufnahmerröhre erlaubt. Die besonderen Vorteile dieser Konzeption sind einfacher Kameraaufbau, niedriger Preis und Raumeinsparung. Außerdem treten keine Deckungsprobleme auf.

### Synchronisationsgerät „BE 450“ für Ton- und Videorecorder

Die bildgenaue Synchronisierung zweier Videorecorder oder eines Videorecorders und eines Studiotonbandgerätes erlaubt das Synchronisationsgerät „BE 450“ von Ecco. Das Gerät vergleicht die auf den Zusatzspuren der beiden Aufnahmegeräte aufgezeichneten SMPTE-Codes und liefert bei einem Gleichlauffehler bis zu 30 s ein Steuersignal an eines der beiden Geräte, bis bildgenauer Synchronlauf erreicht ist. Zur Anwendung kommt das „BE 450“ bei der lippensynchronen Tonüberspielung auf Videoband, bei der Schnittbearbeitung von Videobändern und bei der Nachsynchronisation von Fernsehaufzeichnungen.

### Siemens-Fernsehsendestationen für drei Länder

Die Siemens AG übernimmt die Lieferung von 12 Sendestationen (Bereich III) für den Ausbau des Fernsehnetzes der Türkei. In dem gleichen Bereich arbeiten auch Sendestationen, die Siemens in den Sudan liefert. Ein weiterer Auftrag auf 56 Siemens-Sender wurde von den amerikanischen Stationierungskräften in der Bundesrepublik Deutschland erteilt, um die Soldaten mit einem eigenen Fernsehprogramm versorgen zu können.

### Digitales Einbaumeßinstrument „VT 6520“

Das digitale Einbaumeßinstrument „VT 6520“ von Schlumberger im DIN-Format 48 mm × 48 mm ist ein Einbereich-Gleichspannungsvoltmeter mit einem Meßbereich von 2 bis 200 V, automatischer Polaritätsanzeige und erdfreiem Eingang. Die Anzeige erfolgt 3 1/2stellig (maximal 1999). Die Meßbereiche – 1,999, 19,99 oder 199,9 – können wahlweise festgelegt werden. Meßwert und negative Polarität werden mit 7-Segment-Anzeigeröhren hinter einer grünen Polarisationsfolie angezeigt. Das nach dem Dual-Slope-Verfahren arbeitende Meßinstrument hat eine Anzeige-genauigkeit von  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$  und eine Störspannungsunterdrückung > 30 dB (Serie) beziehungsweise > 80 dB (Gleichtakt). Der Temperaturkoeffizient ist  $\pm 1000$  ppm/°C und die Nullpunktstabilität 0,1 digit/°C. Die externe Versorgungsspannung beträgt 5 V  $\pm 10$  %, die Leistungsaufnahme 1,5 W.

### IC-Tester „TX 909 A“ für analoge integrierte Schaltungen

Mit dem Typ „TX 909 A“ stellt ITT Metrix einen IC-Tester vor, der für direkte Prüfungen von linearen integrierten Schaltungen (Operationsverstärkern, Komparatoren, stabilisierten Netzteilen), Feldeffekttransistoren und bipolaren Transistoren entwickelt wurde. Um den

Meßvorgang möglichst zu vereinfachen und alle Kenngrößen der unterschiedlichen integrierten Schaltungen erfassen zu können, ist der „TX 909 A“ mit einem Einschubsystem ausgerüstet. Mehr als 60 verfügbare Einschübe ermöglichen die Prüfung aller auf dem Markt befindlichen üblichen linearen IS. Die Einschubtechnik ermöglicht auch das Einstellen des Funktionspunktes; die Daten können über ein Drucktastenfeld direkt abgerufen werden.

### Spannungs-Frequenz-Wandler „BN 6002“

Der Spannungs-Frequenz-Wandler „BN 6002“ der Bentron electronic GmbH, München, erzeugt aus einer analogen Eingangsspannung eine dieser Spannung proportionale Impulsfrequenz. Mit Hilfe von zwei Potentiometern können Nullpunkt und Umsetzungsfaktor abgeglichen werden. Nach dem Abgleich ist die Linearität der Ausgangsfrequenz etwa 0,1 % und der Umsetzungsfaktor 10 kHz; der „BN 6002“ kann aber darüber hinaus bis maximal 100 kHz betrieben werden. Zum Triggern des Wandlers muß der Trigger-Eingang an Masse gelegt werden. Bleibt der Trigger-Eingang unbeschaltet, so läuft der Wandler frei.

### Frequenzteiler „DF 20“

Der Frequenzteiler „DF 20“ von Schurig elektronik läßt sich als Vorteiler für Frequenz- und Universalzähler mit niedriger oberer Zählfrequenzgrenze verwenden. Das Gerät ist mit integrierten Schaltungen der ECL- und TTLS-Serie in einem kleinen kompakten Gehäuse aufgebaut und läßt sich im Frequenzbereich 2... 200 MHz einsetzen. Der Eingang des „DF 20“ verarbeitet Sinussignale und ist bis 5 V<sub>eff</sub> übersteuerungssicher, so daß keine Einstellregler erforderlich sind. Die Empfindlichkeit ist maximal 30 mV<sub>eff</sub> bis 100 MHz und 80 mV<sub>eff</sub> bis 200 MHz. Der Ausgang f/10 steuert über ein BNC-Kabel das nachgeschaltete Zählgerät an. Der Ausgang f/100 kann für Zählgeräte mit kleinerer Anzeigekapazität oder als Synchronisierausgang verwendet werden. Beide Ausgänge liefern positive Rechtecksignale mit 1 V<sub>ss</sub> an 50 Ohm.

### „varimodul inter system“

#### für Anzeige-, Bedienungs- und Prüfelemente

Bei dem variablen Montagesystem „varimodul inter system“ von Hirschmann für Anzeige-, Bedienungs- und Prüfelemente wird auf die Vorderkante von Leiterplatten nach DIN 41494 (Europa-Karten) eine Kontrolleiste aufgesteckt und mit Nieten oder Schrauben an der Leiterplatte und an der Frontplatte eines 19“-Gestelleinschubs befestigt. Hinter quadratischen Fenstern der Kontrolleiste werden an der Leiterplatte Anzeige-, Bedienungs- und Prüfelemente in üblicher Weise mit Lötungen befestigt, die in Löcher der Leiterplatten eingeführt werden, so daß sie durch die Fenster und passende Öffnungen der Frontplatte hindurchragen oder zur Bedienung zugänglich sind. Größe und Abstände der Fenster in der Kontrolleiste passen für viele gebräuchliche Anzeige-, Bedienungs- und Prüfelemente, zum Beispiel Schalter und einstellbare Widerstände. Spezielle Prüfbuchsen zum Einbau hinter der Kontrolleiste sind von Hirschmann lieferbar, Fassungen für Leuchtdioden und Stecklampen sind in Vorbereitung.

### Rauscharmer Vorverstärker für Satelliten-Bodenstation

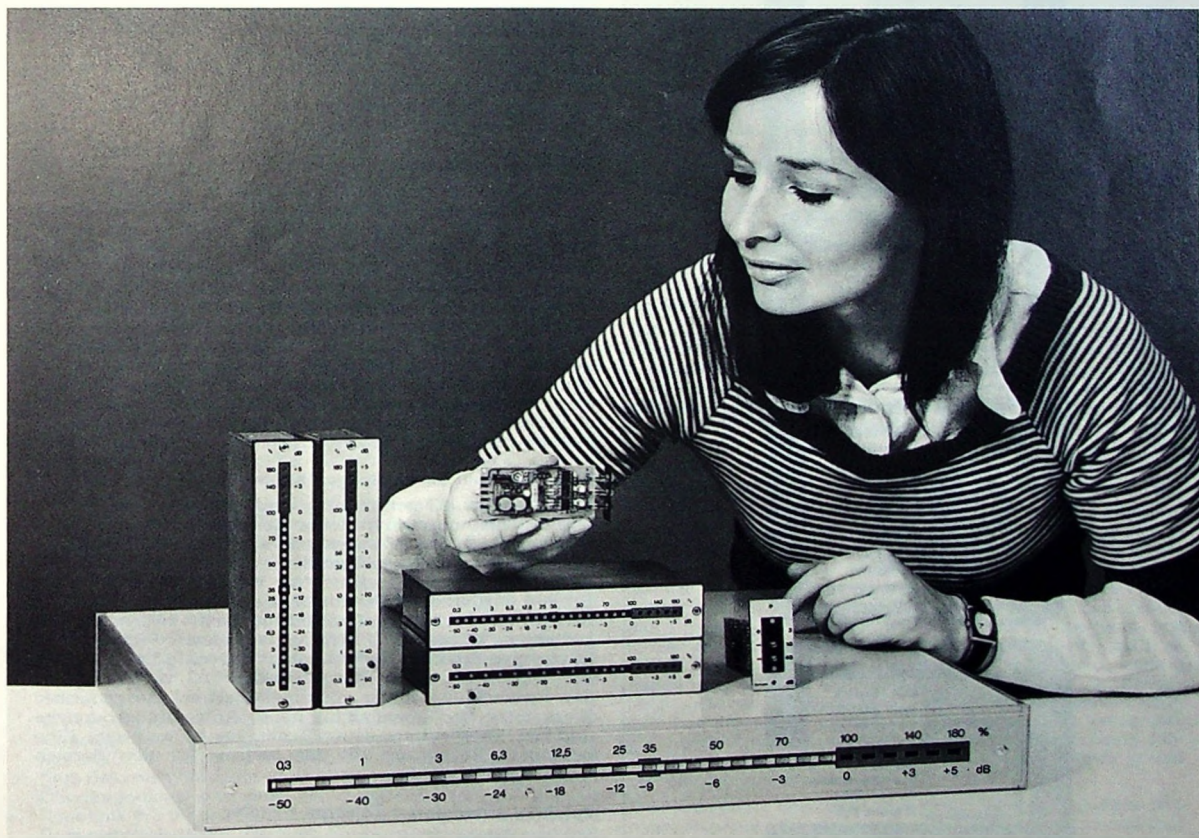
Für die Empfangsanlagen von Satelliten-Bodenstationen entwickelte AEG-Telefunken einen besonders rauscharmen Vorverstärker. Der parametrische Verstärker erlaubt das gesamte für den Satellitenfunk vorgesehene Frequenzband von 3,7 bis 4,2 GHz. Seine Eigenrauschleistung wird dadurch verringert, daß der Verstärker mit Hilfe einer Gaskältemaschine auf eine Betriebstemperatur von -250 °C abgekühlt wird. Die gesamte Anordnung besteht aus drei parametrischen Verstärkerstufen, die an dem Kälteschild angeflanscht sind. Um die Wärmezufuhr von außen auf ein Minimum zu reduzieren, wird der Verstärker zusätzlich in eine Vakuumtonne eingebaut. Der Vorverstärker hat eine Gesamtverstärkung von  $\geq 39$  dB bei einer maximalen Welligkeit von  $\pm 0,5$  dB. Im gesamten Frequenzband ist die Rauschtemperatur am Eingang des Verstärkers 17 K.



# Aussteuerungsmesser mit Lichtdiodenanzeige revolutionieren die Studio-Technik

- Absolutgenauigkeit 0,1 dB
- Verzögerungsfreie Anzeige ohne Mechanik
- Anzeige und Verstärker zusammen in einer Studio-Kassette 40 × 190 × 100 mm
- Skalenunabhängige Pegelinformation
- IC-Technik
- Eichungs- und Wartungsfrei
- Langzeitstabil
- Sofortige Betriebsbereitschaft
- 3 Jahre Garantie
- Preise ohne MWSt.
 

|       |           |
|-------|-----------|
| AD 20 | DM 1500,- |
| AD 26 | DM 1700,- |
| AD 3  | DM 150,-  |



## Knick

Elektronische Messgeräte  
1 Berlin 37, Beuckestraße 22  
Tel. (0311) 8001-1, Telex 018 4529



## SÜSSCO-Prüfstecker

### Eine echte NEUHEIT!

Prüfstecker zum Aufstecken  
von oben auf eingebaute IC's  
im Dual-in-line-Gehäuse  
Lieferbar in 14- und 16poliger  
Ausführung, mit und ohne Greifklammern.

### für IC's

Kontaktwiderstand  
15 mΩ

Preise  
für Einzelstücke

14polig  
DM 19,50

16polig  
DM 23,-

**SÜSSCO 2 HAMBURG 62**  
Telefon 520 50 21 FS 02 12 202

## SÜSSCO -

### der unentbehrliche Helfer!

### Kennen Sie den Wert?

Mit SÜSSCO-Widerstands- und Kapazitätslogaden ermitteln Sie schnell den gewünschten Wert. Durch die quasi-logarithmische Abstufung nach der Normreihe E6 stehen die folgenden R- und C-Werte stets griffbereit zur Verfügung.



Rückgaberecht bei  
Nichtgefallen  
innerhalb 10 Tagen

**SÜSSCO 2 HAMBURG 62**  
Telefon 520 50 21 FS 02 12 202

## General-Radio

Eine fast unbegrenzte Auswahl von  
Stelltransformatoren wird den elek-  
trischen und mechanischen Erforder-  
nissen aller Aufgaben gerecht. Durch  
die Kombination der Netzspannung von  
12-220 V und Dreiphasennetzen 220 oder 380 V,  
bei Frequenzen von 50-400 Hz, in einigen Modellen  
bis zu 1200 Hz und Nennströme bis 30 A.  
Hand- oder motorbetrieben erlauben sie eine  
bequeme Spannungseinstellung, sowie  
Über- und Unterspannungstests.

### Stelltransformatoren

2 Jahre  
Garantie!  
Auch auf die  
Kohlebürste



**SÜSSCO 2 HAMBURG 62**  
Telefon 520 50 21 FS 02 12 202

## Präz. Meßgeräte



Die Neuen  
von SÜSSCO  
lösen Ihre  
Meßprobleme  
zu bisher nicht ge-  
kannten  
Tiefstpreisen  
Ab DM 159,-  
Klasse 0,5

### Klasse 0,5 und 0,2

68 Einzelgeräte  
überstreichen  
alle Meßbereiche

Bitte Katalog anfordern

Klasse 0,2  
ab DM 895,-  
Lichtanzeiger-  
länge 385 mm

**SÜSSCO 2 HAMBURG 62**  
Telefon 520 50 21 FS 02 12 202

**f m e l d e t . . . f m e l d e t . . . f m e l d e t . . . f m e l d e t . . .**

## AEG-Telefunken expandiert in Brasilien

Die *AEG-Telefunken do Brasil S. A.*, eine AEG-Telefunken-Beteiligungsgesellschaft, hat Transformatoren, Schalter und Schaltanlagen, Rundfunk- und Fernsehempfänger, Phonogeräte, nachrichtentechnische Anlagen, elektronische Baugruppen sowie Schiffsausrüstungen im Produktionsprogramm. Für den Vertrieb werden Filialen und Service-Stationen unterhalten. Mit 3500 Mitarbeitern dürfte man in Brasilien 1972 einen Umsatz von umgerechnet 150 Mill. D-Mark erreicht haben. Mitte Dezember wurde in Sao Paulo eine neue Fabrik in Betrieb genommen, in der vorwiegend Unterhaltungselektronikgeräte und nachrichtentechnische Anlagen gefertigt werden. Die Firma sieht diese neue Fabrik als „Grundlage für eine konzentrierte und erweiterte industrielle Tätigkeit“ im Lande an.

## AEG-Telefunken verstärkt Aktivitäten in Schweden

Die schwedische AEG-Telefunken-Vertretung, die *Elektriska Aktiebolaget AEG*, Stockholm, hat per 1. Januar 1973 ihr Geschäft mit Installationsmaterial in die *Svenska El-grossist AB Selga* eingebracht. Die AEG Schweden ist nun mit einer Beteiligung von 40 % größter Einzelaktionär der Firmengruppe Selga. Der Eintritt der AEG Schweden in die Selga ist ein wesentlicher Schritt zur Stärkung des schwedischen Installationsgeschäfts der AEG-Telefunken-Gruppe.

Die *Elektriska AB AEG* vertritt die Interessen des deutschen Elektrokonzerns in Schweden seit Ende vorigen Jahrhunderts. Die schwedische AEG verfügt heute über eigene Fabriken und ein eigenes Anlagengeschäft. Sie bezieht von AEG-Telefunken unter anderem Geräte der Unterhaltungselektronik, Hausgeräte und Produkte des Technischen Liefergeschäfts, darunter auch Installationsmaterial.

## Dickfilm-Technologie bei Du Pont

Die *Du Pont*-Gruppe in Europa hat einen weiteren Schritt zum Ausbau ihrer Aktivitäten in der Dickfilm-Technologie vollzogen. Nachdem zunächst Aufbereitungsanlagen in Großbritannien und der Bundesrepublik Deutschland für Edelmetallpasten eröffnet worden waren, hat jetzt auch ein Kundendienst-Laboratorium für Dickfilm-Mikroschaltungen in Hemel Hempstead in der Nähe von London den Betrieb aufgenommen. Es wird von der *Du Pont Company (United Kingdom) Ltd.* betrieben, soll jedoch Kunden in ganz Europa in Ergänzung des bisher vom Mutterhaus in den Vereinigten Staaten gebotenen technischen Dienstes zur Verfügung stehen. Das Laboratorium ist für die Herstellung von Dickfilm-Komponenten und die Prüfung ihres elektrischen Verhaltens ausgerüstet.

## Rosenthal baut Entwicklungszentrum in Selb

Die *Rosenthal AG* wird künftig ihre gesamten Forschungs- und Entwicklungsaktivitäten in Selb konzentrieren. Nachdem bereits in den vergangenen Jahren ein Design-Studio sowie eine Glas-Versuchshütte errichtet worden waren, entsteht jetzt ein „Institut für Werkstofftechnik“. Das Projekt wird in den Jahren 1972 und 1973 etwa 6,5 Mill. DM Investitionen erfordern und soll im Herbst 1973 in Betrieb genommen werden. Das Richtfest des ersten Gebäudes der Baugruppe fand am 25. November 1972 statt. Das „Institut für Werkstofftechnik“ der *Rosenthal AG* wird sich mit der Entwicklung neuer nichtmetallischer anorganischer Werkstoffe, der Erschließung neuer Anwendungsbereiche und der Entwicklung neuer Technologien befassen. Eine besondere Bedeutung hat das Institut für den Bereich Technische Keramik.

## Teleprint autorisierter Teletype-Händler

Mit sofortiger Wirkung wurde die *Teleprint GmbH* in Eschborn bei Frankfurt zur autorisierten Vertriebsorganisation für Teletype-Produkte ernannt. Die *Teletype Corp.*, Chicago, USA, der Welt größter Hersteller auf dem Gebiet der Datenkommunikation und Datenfernverarbeitung, hat mit dieser Ernennung klare Verhältnisse für den deutschen Markt geschaffen. *Teleprint*, eine Vertriebsgesellschaft der englischen *Data Dynamics*-Gruppe, liefert und wartet Teletype-Produkte bereits seit 1968.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

**FUNK-  
TECHNIK**

## Die gegenwärtige und künftige Marktentwicklung der europäischen Unterhaltungselektronik

Das Marktvolumen der Unterhaltungselektronik in West-Europa betrug im Jahre 1971 rund 12,1 Mrd. DM (errechnet mit Wechselkursen nach dem Stand vom Februar 1972). Dabei handelt es sich lediglich um bewertete Gerätestückzahlen; Zubehör aller Art (Lautsprecher, Mikrofone, Kopfhörer usw.) sowie die gesamte Software (Schallplatten, Musikkassetten) sind dabei nicht mit berücksichtigt. Der Hauptanteil dieses Marktvolumens entfiel — weiterhin wertmäßig betrachtet — mit bereits 33 % auf Farbfernsehgeräte. Dieser Anteil ist in den einzelnen beteiligten Ländern je nach Einführungszeitpunkt des Farbfernsehens und erreichtem Sättigungsgrad unterschiedlich — von 54 % in Schweden und 35 % in der Bundesrepublik bis zu praktisch keinem Anteil in Italien und Spanien. Es folgen Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte mit 30 %. Der Bereich „Bild“ bestreitet somit rund 63 % des gesamten Unterhaltungselektronik-Marktes in West-Europa.

Für den Audio-Bereich verbleiben demnach rund 37 %, wovon sich 20,5 % auf die Sparte Rundfunkgeräte (ohne Radio-Recorder) erstrecken. Der Rest entfällt mit 10,5 % auf Tonbandgeräte (einschließlich Radio-Recorder) und 6 % auf Phonogeräte.

Dieses gegenwärtige Marktvolumen von rund 12 Mrd. DM wird sich in Zukunft auch nach Telefunken-Prognosen in folgender Weise entwickeln: Bis 1975 rechnet man im Jahresdurchschnitt mit einer Wachstumsrate von knapp 10 %. Entscheidender Motor dieses hohen Zuwachses ist das Farbfernsehgerät. Das wird deutlich, wenn man den Grad der Haushaltssättigung betrachtet, der bis 1975 in den einzelnen Ländern erwartet wird: in der Bundesrepublik beispielsweise von 10 % in 1971 auf rund 33 % in 1975 und in Großbritannien sogar von ebenfalls 10 % in 1971 auf rund 45 % in 1975. In Schweden hält man sogar rund 60 % in 1975 für realistisch.

Auch in der zweiten Hälfte dieses Jahrzehnts dürfte das Wachstum der Unterhaltungselektronik über dem durchschnittlichen Zuwachs der gesamten Elektroindustrie liegen. Das Marktvolumen der Unterhaltungselektronik wird nach dieser Prognose im Jahre 1980 rund 24 Mrd. DM betragen und sich damit gegenüber 1971 praktisch verdoppelt haben. Interessant ist, wie sich der wertmäßige Anteil der Farbe entwickeln wird: von 33 % in 1971 über 49 % in 1975 auf 50 % in 1980. Man erkennt daraus, daß die relative Bedeutung des Farbfernsehens noch bis 1975 zunehmen wird, um in den folgenden Jahren den erreichten Anteil etwa zu behaupten.

Welche Stellung nimmt nun die EWG innerhalb des Unterhaltungselektronik-Marktes in West-Europa ein? Schon die bisherige EWG der Sechs verfügte über ein Volumen von rund 7,2 Mrd. DM und hatte damit einen Anteil von 60 % in West-Europa. Überproportional sind dabei die Tonbereiche Tonband (69 %), Rundfunk (65 %) und Phono (63 %) vertreten, während sowohl Schwarz-Weiß- (58 %) als auch besonders Farbempfänger mit 54 % beträchtlich unter dem Durchschnitt liegen. Das liegt besonders daran, daß einerseits Italien das Farbfernsehen noch nicht eingeführt hat und andererseits das typische Fernsehland Großbritannien bisher außerhalb der EWG blieb.

Wenn man die neuen EWG-Länder Großbritannien, Irland und Dänemark mit in die Betrachtung einbezieht, dann erhöht sich der Anteil in West-Europa auf 82 %; absolut handelt es sich um ein geschätztes Volumen von 10 Mrd. DM. Betrachtet man die einzelnen Produktgruppen, dann fällt auf, daß Farbe nunmehr mit 85 % am Marktvolumen von West-Europa beteiligt ist. Der Schwarz-Weiß-Geräteabsatz erreicht mit 77 % dagegen nicht diesen hohen Anteil, weil in den außerhalb der erweiterten EWG verbleibenden Ländern das Schwarz-Weiß-Fernsehen gegenüber Farbe noch stark dominiert.

Die erweiterte EWG umfaßt also vom Marktpotential her den wesentlichen Teil West-Europas, nämlich mehr als vier Fünftel. Der sukzessive Abbau der Zollbelastung zwischen den bisherigen und den drei neu hinzugekommenen Staaten verbessert nun tendenziell auch die Wettbewerbsfähigkeit der deutschen Produkte in diesen Ländern. So vermindert sich beispielsweise der Zollsatz auf Farbfernsehgeräte in Großbritannien von gegenwärtig 15 % mit je Jahr gleitendem Abbau bis zum 1. 1. 1977 auf Null. Ähnliches trifft für die anderen Produktgruppen der Unterhaltungselektronik sowie die beiden anderen neuen Mitgliedsländer zu. Umgekehrt steigen natürlich in gleicher Weise die Absatzchancen der britischen Industrie auf dem Kontinent.

Jedoch auch mit den Ländern, die aus bestimmten Gründen außerhalb der erweiterten EWG verbleiben, sind im Rahmen der Assoziierungsabkommen gleichartige schrittweise Zollsenkungsbeschlüsse gefaßt worden. Daher werden verbesserte Wettbewerbsbedingungen für die deutschen Anbieter über die erweiterte EWG hinaus auch bei den restlichen EFTA-Ländern entstehen, so daß spätestens ab 1977 nahezu in ganz West-Europa Verzerrungen des Wettbewerbes durch unterschiedliche Zollbelastungen der Vergangenheit angehören dürften.

Ein weiterer Schritt zur Harmonisierung ist in der Einführung der Mehrwertsteuer in manchen Ländern beziehungsweise in der geplanten Angleichung der Mehrwertsteuersätze zu sehen. Die zur Zeit noch bestehenden starken Unterschiede sollen allmählich abgebaut und auf einen Einheitssatz einander angenähert werden. Noch wichtiger ist dabei aber, daß zwei Länder den Übergang auf das Mehrwertsteuer-System überhaupt erst vollziehen: Italien (ab 1. 1. 1973) und Großbritannien (ab 1. 4. 1973). Diese geplanten Maßnahmen der Steuerharmonisierung tragen dazu bei, daß zumindest langfristig der Verbraucher gerade auch bei den Produkten der Unterhaltungselektronik in den betroffenen europäischen Ländern preislich tendenziell gleichgestellt wird. Kurzfristig, das heißt in den nächsten Jahren, werden dagegen noch beträchtliche Unterschiede in den Steuersätzen bestehen bleiben.

Erschwerend für eine uneingeschränkte Verbreitung wirken sich dagegen heute noch die in manchen Ländern unterschiedlichen Sicherheitsanforderungen aus, die an Geräte der Unterhaltungselektronik gestellt werden. Eine volle Angleichung der VDE-, SEV-, SEMKO- und anderen Vorschriften ist hier sehr wünschenswert. In weiterem Rahmen würde zu diesem Komplex auch die Notwendigkeit gehören, sich einig zu werden über eine einheitliche Definition des Hi-Fi-Begriffes in allen europäischen Ländern, die sicherlich eine noch schnellere Verbreitung des Hi-Fi-Gedankens fördern würde.

Nach einem Referat von Diplomkaufmann Bernhard Husmann, Vorstandsmitglied für Vertrieb und Marketing, beim Fachgespräch der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH am 30. November 1972 in Hannover







# Phase-Locked Loop

Unter Phase-Locked Loop versteht man eine spezielle Regelschleife (loop), die es gestattet, die Frequenz und auch die Phasenlage (phase) eines regelbaren Oszillators mit der Frequenz beziehungsweise Phase eines Eingangssignals in ein festes, definiertes Verhältnis zu bringen. Folgt die Oszillatorfrequenz der Eingangsfrequenz, so sagt man, das Eingangssignal ist mit dem Oszillatorsignal verriegelt (locked). Da im deutschen Sprachgebrauch nur mangelhafte Übersetzungen von einer Eindeutigkeit des amerikanischen Ausdrucks Phase-Locked Loop (PLL) existieren, soll hier dieser Begriff gebraucht werden.

## 1. Arbeitsweise der PLL

Bild 1 zeigt in einem Blockschaltbild die wesentlichen Teile einer Phase-Locked Loop. Der Oszillator erzeugt eine Wechselspannung, deren Frequenz von einer Regelspannung  $U_R$  verändert werden kann. Die Frequenz folgt der Gleichung

$$f_{osz} = f_0 + \alpha U_R \quad (1)$$

Die Größe  $f_0$  ist dabei die Frequenz, die sich bei der Regelspannung  $U_R = 0$  einstellt. Die Oszillatorsteilheit  $\alpha$  hat die Dimension Hz/V. Derartige Oszillatoren werden in der amerikanischen Literatur als Voltage Controlled Oscillator (VCO), das heißt durch Spannung gesteuerter Oszillator, bezeichnet.

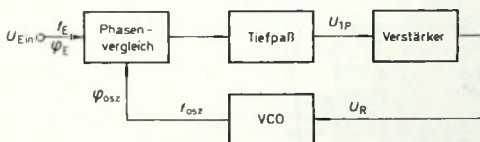


Bild 1. Grundschaltung der Phase-Locked Loop (PLL)

Im Phasenvergleich werden das Eingangssignal und das Oszillatorsignal hinsichtlich ihrer Phasenlagen miteinander verglichen. Der folgende Tiefpaß filtert die für die Regelung des VCO benötigten Anteile aus dem Ausgangssignal des Phasenvergleichs aus. Sieht man den Phasenvergleich und den Tiefpaß als eine Einheit an, so kann festgestellt werden, daß die Spannung am Tiefpaßausgang im verriegelten Zustand nur von der Phasendifferenz der beiden Signale abhängt. Es gilt also

$$U_{TP} = K_1 \cos(\varphi_E - \varphi_{osz}) \quad (2)$$

$\varphi_E$  und  $\varphi_{osz}$  stellen hierbei die Phasen des Eingangs- und Oszillatorsignals dar; im Faktor  $K_1$  sind die Signalamplituden enthalten. Die Spannung  $U_{TP}$  wird vom folgenden Verstärker um den Faktor  $V$  verstärkt, so daß

$$U_R = V U_{TP} = V K_1 \cos(\varphi_E - \varphi_{osz}) \quad (3)$$

ist.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, daß Gl. (2) und Gl. (3) in der hier

Dipl.-Ing. Dietmar Mallon ist Mitarbeiter der Abteilung Analoge Integrierte Schaltungen des Unternehmensbereichs Bauelemente der Siemens AG, München.

angegebenen Form nur für den verriegelten Zustand gelten. Im nicht-synchronisierten Zustand enthält das Argument des Kosinus noch die Differenz zwischen momentaner Oszillatorfrequenz und Eingangsfrequenz [1].

## 1.1. Verriegelter Zustand, Haltebereich

Vom verriegelten Zustand spricht man, wenn die Oszillatorfrequenz der Eingangsfrequenz folgt. Es gilt dann

$$f_E = f_{osz} = f_0 + \alpha U_R \quad (4)$$

Die Oszillatorfrequenz kann aber der Eingangsfrequenz nur in einem bestimmten Bereich, dem Haltebereich ( $2 \Delta f_H$ ), folgen. In der folgenden Betrachtung wird zunächst davon ausgegangen, daß die Eingangsfrequenz gleich der Oszillatorruhfrequenz ist, also  $f_E = f_0$ . Aus Gl. (4) folgt, daß die Regelspannung  $U_R = 0$  sein muß; das bedeutet, daß der Kosinus der Phasendifferenz verschwinden muß. Hierfür ergeben sich zwei Lösungen:

$$a) \varphi_E - \varphi_{osz} = 90^\circ,$$

$$b) \varphi_E - \varphi_{osz} = 270^\circ.$$

Der Fall a) stellt eine labile Gleichgewichtslage dar, das heißt, es wird sich in der Praxis immer die stabile Lage b) einstellen. Vergrößert sich die Eingangsfrequenz, so folgt die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$ . Das ist nur möglich,

Das Minuszeichen in Gl. (6) bedeutet, daß die Frequenz von  $f_0$  aus in negativer Richtung zu rechnen ist. Ebenfalls kann aus Gl. (6) entnommen werden, daß der Haltebereich durch Vergrößern der Verstärkung  $V$  erweitert werden kann. In dem Faktor  $K_1$  ist, wie bereits erwähnt, die Amplitude der Eingangsspannung enthalten. Der Haltebereich vergrößert sich daher auch durch Erhöhen der Eingangsspannung. An den Grenzen des Haltebereichs ergeben sich folgende Phasendifferenzen:

$$\begin{aligned} U_R &= +V K_1 \cos(\varphi_E - \varphi_{osz}) \\ \varphi_E - \varphi_{osz} &= 270^\circ + 90^\circ = 360^\circ \triangleq 0^\circ, \\ U_R &= -V K_1 \cos(\varphi_E - \varphi_{osz}) \\ \varphi_E - \varphi_{osz} &= 270^\circ - 90^\circ = 180^\circ. \end{aligned}$$

Wächst die Eingangsfrequenz über den Haltebereich hinaus an, so vermag der Oszillator nicht mehr zu folgen, da  $U_R$  nicht weiter anwachsen kann. Synchronismus ist dann nicht mehr gewährleistet; die Regelspannung geht auf Null und die Oszillatorfrequenz auf  $f_0$  zurück.

## 1.2. Fangbereich

Es wurde schon darauf hingewiesen, daß Gl. (3) nicht für den nicht-synchronisierten Zustand gilt, da eine Phasendifferenz für zwei in ihrer Größe stark unterschiedliche Frequenzen nicht sinnvoll definiert werden kann. Für den asynchronen Fall gilt daher

$$\begin{aligned} U_R &= V K_1 \cos[2\pi(f_E - f_{osz})t + \varphi_E - \varphi_{osz}] \\ &= V K_1 \cos[2\pi(f_E - f_0 - \alpha U_R)t + \varphi_E - \varphi_{osz}]. \end{aligned} \quad (7)$$

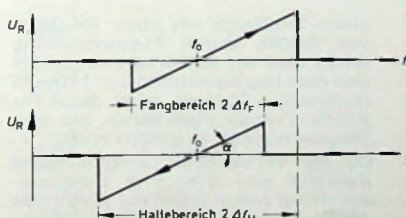


Bild 2. Regelkennlinie des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO)

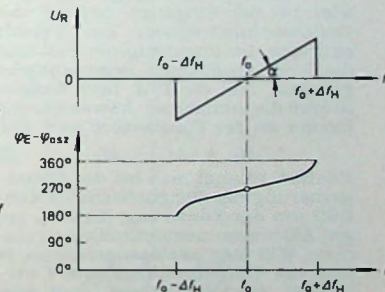


Bild 3. Phasenverlauf im verriegelten Zustand

wenn  $U_R$  in positiver Richtung wächst. Im Bild 2 ist dies grafisch dargestellt. Die Phasendifferenz vergrößert sich dabei (Bild 3). Aus Gl. (3) läßt sich ableiten, daß der Spannung  $U_R$  wegen der Kosinusabhängigkeit Grenzen gesetzt sind, denn der Kosinus kann über die Werte  $-1$  und  $+1$  hinaus nicht anwachsen. Damit sind auch die Grenzwerte der Regelspannung und des Haltebereiches festgelegt:

$$U_{R \max} = \pm V K_1 \quad (5)$$

$$\Delta f_H = \pm \alpha U_{R \max} = \pm \alpha V K_1 \quad (6)$$

Die Regelspannung  $U_R$  wird aus der Tiefpaßausgangsspannung  $U_{TP}$  gewonnen. Somit hat die Tiefpaßgrenzfrequenz  $f_c$  entscheidenden Einfluß auf  $U_R$ . Einfachheit halber soll ein idealer Tiefpaß angenommen werden. Ist die Frequenzdifferenz  $f_E - f_{osz}$  größer als  $f_c$ , so ist  $U_R = 0$ , und die PLL ist nicht synchronisiert. Erst wenn sich die Eingangsfrequenz wieder auf die Frequenz  $f_0$  hinbewegt, wird der Wert  $f_E - f_{osz} = f_c$  unterschritten, so daß das Eingangssignal den Oszillator synchronisieren kann. Bei einem



idealen Tiefpaß wäre also der Fangbereich gleich der Tiefpaßgrenzfrequenz. Für einen einfachen realen RC-Tiefpaß kann Gl. (8) als Näherung für den Fangbereich angegeben werden:

$$\Delta f_F \approx \pm \sqrt{\frac{\Delta f_H}{2\pi T}} \quad (8)$$

wo  $T = RC$  ist. Es ist zu ersehen, daß hierbei der Fangbereich vom Haltebereich und von der Zeitkonstante  $T$  abhängig ist. Ferner kann der Fangbereich nie größer als der Haltebereich sein, denn außerhalb des Haltebereichs ist kein Synchronismus möglich; der Oszillator kann also dort nicht fangen.

### 1.3. Praktische Bedeutung von Halte- und Fangbereich

Der Haltebereich gibt an, in welchem Bereich um die Oszillatorruhfrequenz  $f_0$  herum der Oszillator einer Eingangsfrequenzänderung folgen kann. Ist beispielsweise bei der FM-Modulation der Oszillator mit seiner Ruhfrequenz auf die FM-Zwischenfrequenz ( $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$ ) abgestimmt, so stellt die Tiefpaßausgangs- beziehungsweise Regelspannung die aufmodulierte NF dar. Der Frequenzhub beträgt beim FM-Rundfunk 75 kHz, so daß der Haltebereich nicht kleiner als  $\Delta f_H = 75 \text{ kHz}$  gewählt werden soll, da sonst die NF-Bandbreite begrenzt wird, abgesehen davon, daß durch den zeitweise nicht vorhandenen Synchronismus die Regelspannung nun nicht mehr der ursprünglichen NF entspricht.

Der Fangbereich gibt an, wie weit die Eingangsfrequenz von der Oszillatorruhfrequenz abweichen darf, um noch Synchronismus zu erreichen, also der Oszillator noch fangen kann.

Die PLL soll auf eine konstante Eingangsfrequenz  $f_E$  synchronisieren. Hierfür wird zweckmäßigerweise  $f_0 = f_E$  gewählt. Aus Toleranz- beziehungsweise Alterungsgründen kann aber bei der Eingangs- und bei der Oszillatorruhfrequenz ein Versatz eintreten. Im ungünstigsten Fall sind die Frequenzablagen gegeneinander gerichtet. Soll die PLL noch fangen, so muß die Summe der Abweichungen kleiner als der Fangbereich sein, also

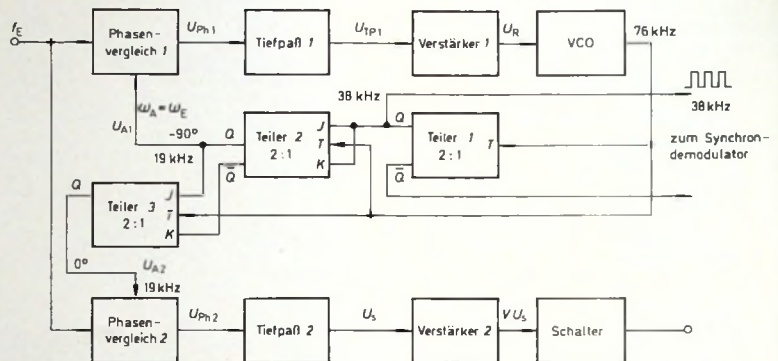
$$|\Delta f_E| + |\Delta f_0| < \Delta f_F \quad (9)$$

Vielfach gelangt man bei der Dimensionierung des Fangbereichs in Konflikt mit der Forderung, die PLL gegen Störungen unempfindlich zu machen. Will man letzteres erreichen, so muß die Tiefpaßzeitkonstante  $T$  vergrößert werden. Dadurch engt man aber den Fangbereich stark ein, was wegen Gl. (9) unerwünscht sein könnte. Hier bietet sich jedoch die Möglichkeit, die Zeitkonstante umschaltbar zu machen. Ist der Oszillator noch nicht verriegelt, so soll  $T$  klein sein, wodurch ein großer Fangbereich erreicht wird. Hat der Oszillator die Eingangsfrequenz gefangen, so wird  $T$  vergrößert. Da Synchronismus bereits besteht, kann somit der Fangbereich ohne Schaden verkleinert und damit die Störsicherheit erhöht werden. Für dieses Verfahren benötigt man ein Signal, das anzeigt, ob sich die Regelschleife im synchronisierten Zustand befindet oder nicht. Wie die-

ses Signal gewonnen werden kann, wird später gezeigt.

### 1.4. Weitere Anwendungen der PLL

Im letzten Abschnitt wurde schon angedeutet, daß die PLL zum Synchronisieren einer festen Frequenz ( $f_E$  konstant) verwendet werden kann. Hierfür soll der Fangbereich unter Beachtung von Gl. (9) so eng wie möglich gewählt werden. Gebrauch von dieser Möglichkeit wird zum Beispiel bei Stereo-Decodern gemacht, wo unter anderem der Pilotton (19 kHz) aus einem Frequenzgemisch ausgefiltert und phasenstarr auf die Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz verdoppelt werden muß. Dazu verwendet man meistens





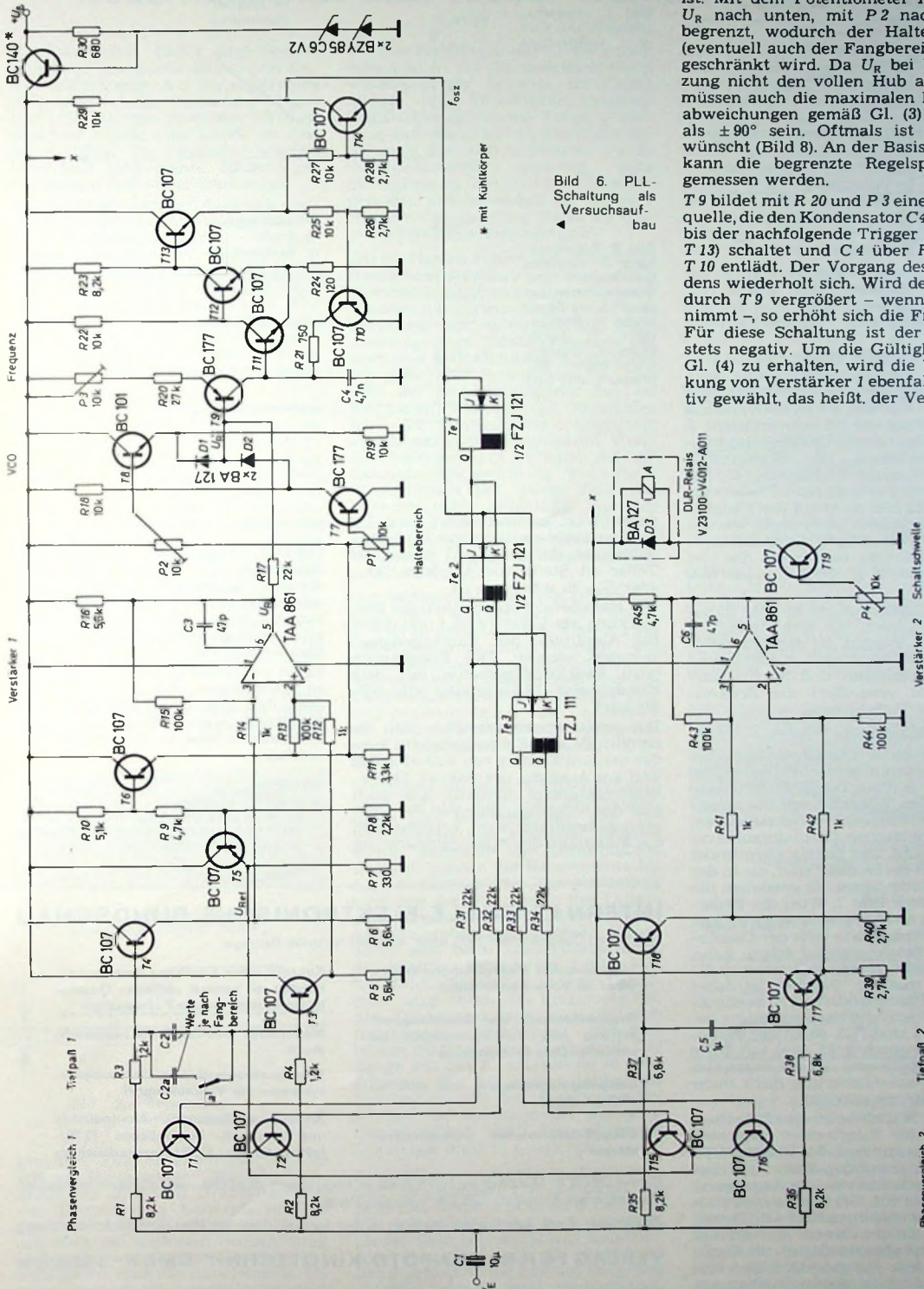
und die Kapazität  $C2$  (beziehungsweise  $C2 + C2a$ ) stellen den Tiefpaß 1 dar. Der nachfolgende Verstärker 1 (TAA 861) arbeitet als Differenzverstärker. Die Widerstände  $R12$ ,  $R13$ ,

$R14$  und  $R15$  sind für die Verstärkung bestimmend. Vergrößert man die Widerstände  $R13$ ,  $R15$  oder verkleinert man  $R12$ ,  $R14$ , so erhöht man die Verstärkung.

Nach Gl. (6) wird damit der Haltebereich wesentlich beeinflusst. Das gilt nur, wenn die Regelspannung  $U_R$  nicht durch die Elemente  $P1$ ,  $P2$ ,  $T7$ ,  $T8$ ,  $D1$ ,  $D2$ ,  $R18$  und  $R19$  begrenzt ist. Mit dem Potentiometer  $P1$  wird  $U_R$  nach unten, mit  $P2$  nach oben begrenzt, wodurch der Haltebereich (eventuell auch der Fangbereich) eingeschränkt wird. Da  $U_R$  bei Begrenzung nicht den vollen Hub ausführt, müssen auch die maximalen Phasenabweichungen gemäß Gl. (3) kleiner als  $\pm 90^\circ$  sein. Oftmals ist das erwünscht (Bild 8). An der Basis von  $T9$  kann die begrenzte Regelspannung gemessen werden.

$T9$  bildet mit  $R20$  und  $P3$  eine Stromquelle, die den Kondensator  $C4$  auflädt, bis der nachfolgende Trigger ( $T11$  bis  $T13$ ) schaltet und  $C4$  über  $R21$  und  $T10$  entlädt. Der Vorgang des Aufladens wiederholt sich. Wird der Strom durch  $T9$  vergrößert – wenn  $U_R$  abnimmt –, so erhöht sich die Frequenz. Für diese Schaltung ist der Wert  $\alpha$  stets negativ. Um die Gültigkeit von Gl. (4) zu erhalten, wird die Verstärkung von Verstärker 1 ebenfalls negativ gewählt, das heißt, der Verstärker

Bild 6. PLL-Schaltung als Versuchsaufbau





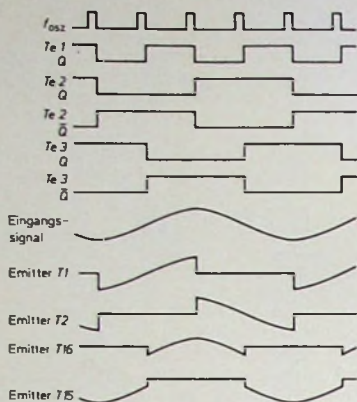


Bild 7. Impulsdiagramm für den Versuchsaufbau

ist als invertierender Verstärker geschaltet. Zwischen dem Phasenvergleich 1 und dem Trigger sind Te 1 und Te 2 als synchrone Frequenzteiler geschaltet.

Wie das Blockschaltbild im Bild 4, so hat auch die Versuchsschaltung einen Phasenvergleich 2. Der Teiler Te 3 sorgt für eine um  $90^\circ$  phasenversetzte Ansteuerung des Phasenvergleichs 2. Sein Aufbau entspricht dem des Phasenvergleichs 1. Die Widerstände R 37, R 38 und der Kondensator C 5 haben höhere Werte als beim Phasenvergleich 1, da hier nicht auf den Fangbereich Rücksicht genommen werden muß. Die Verstärkung des nachfolgenden Verstärkers bestimmen die vier Widerstände R 41 und R 42 sowie R 43 und R 44.

Die Schaltschwelle, bei der das Relais A anzieht, kann mit dem Regler P 4 eingestellt werden. Ist der Transistor T 19 leitend, so wird der Relaiskontakt  $a^1$  geschlossen, und der Kondensator C 2a vergrößert die Zeitkonstante des Tiefpasses 1.

## 2.1. Versuche

An dieser Stelle soll mit einigen Versuchen bekannt gemacht werden, die mit dem Aufbau durchgeführt werden können. Zunächst soll die Schaltung eine Frequenz synchronisieren, die der vierfachen Oszillatorruhfrequenz gleicht. Der Faktor 4 begründet sich durch die beiden Teiler, die in der Regelschleife liegen. Es entstehen die Signale nach Bild 7. Wird die Regelspannung nicht begrenzt, so kann festgestellt werden, wie weit der Oszillator dem Eingangssignal folgen kann (zum Beispiel an den Emittoren von T 1 oder T 2 messen). Deutlich ist dabei auch die Phasenänderung zu beobachten. Wird jetzt die Regelspannung begrenzt (P 1 und P 2), so ist der Haltebereich eingeschränkt, und mit Hilfe des Oszillogramms ist zu erkennen, daß die Phasenänderung nicht mehr bis an  $\pm 90^\circ$  heranreicht.

Wird der Haltebereich überschritten, so kann der Fangbereich gemessen werden. Hierzu muß die Eingangsfrequenz wieder auf den Wert  $\frac{1}{4}f_0$  hinführen. Interessant ist, die Regelspannung (Basis von T 9) beim Synchronisieren zu beobachten. Nach Gl. (7) muß sich  $U_R$  ändern, wenn  $f_E$  variiert. Damit wird aber wiederum die Oszillatorfrequenz  $f_{osc}$  geändert. Der Kosinus nimmt jetzt abermals einen an-

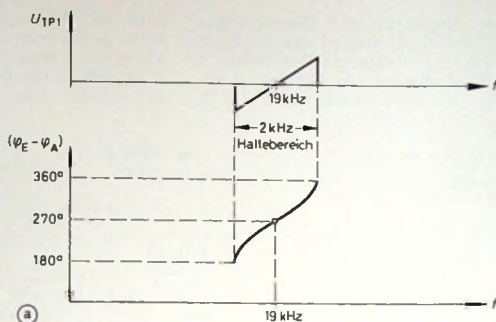
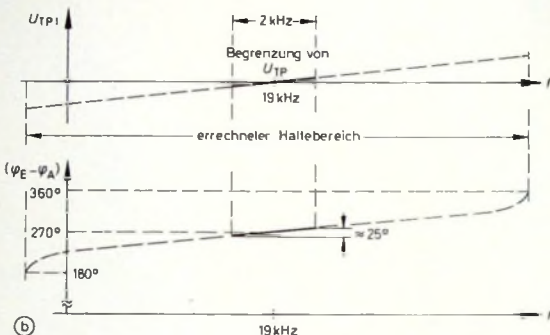


Bild 8. Zusammenhang zwischen Bandbreite und Phasendifferenz bei der PLL: a) Bandbreite = Haltebereich, b) Bandbreite  $\ll$  Haltebereich (durch Begrenzung von  $U_{TP}$ )



deren Wert an und damit auch  $U_R$ , bis Synchronismus erreicht ist. Zu beachten ist, daß in Gl. (7) wegen der Teiler an Stelle von  $f_{osc}$  jetzt  $\frac{1}{4}f_{osc}$  oder  $f_{Te 2}$  zu schreiben ist.

Der Haltebereich kann durch die Verstärkung des Verstärkers 1 und durch die Amplitude des Eingangssignals geändert werden. Der Fangbereich wird zweckmäßigerweise mit dem Kondensator C 2 vergrößert oder verkleinert.

Der zweite Phasenvergleich stellt die Amplitude des Eingangssignals wieder her (am Emittor von T 15 oder T 16 und am Ausgang des zweiten Operationsverstärkers messen). Da auch hier die Ausgangsgröße von der Phasenlage bestimmt wird, erreicht man das Maximum der Ausgangsspannung

nur, wenn  $f_E = \frac{1}{4} f_{osc} = f_{Te 2}$  ist.

Die PLL-Baugruppe ist sehr vielseitig einsetzbar. Hier wurden nur einige Anwendungsbeispiele gezeigt, um die wesentlichen Regelvorgänge zu erklären. Auf diese Grundprinzipien bauen alle weiteren Schaltungen und Problemlösungen auf.

Es ist zweckmäßig, sich mit der PLL zu beschäftigen, denn es ist anzunehmen, daß sich dieses Prinzip in der Elektronik weiter durchsetzen wird und daß sich neue Anwendungsgebiete eröffnen.

## Schrifttum

- [1] Mallon, D.: Phase-Locked Loop - Eine vielseitig einsetzbare Technik. INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 26 (1972) Nr. 10, S. 227-231

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Dezemberheft 1972 unter anderem folgende Beiträge:

Elektronischer Nichtgleichgewichtszustand im Volta-Kondensator

Gruppenlaufzeit- und Dämpfungsentzerrung von Telefonleitungen bei schneller Datenübertragung

Sampling-Registrierung mit dem Li-nienschreiber

Chopperstabilisierter Operationsverstärker

Konzept einer Einröhren-Farbfemerkamera mit optisch codierter Quadraturmodulation zweier Farbauszüge

Magnetfeld beeinflusst Wasserstoffdruck

Wortsynchronisation bei Zeitmultiplexsystemen mit Vielfachzugriff

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · ELRU-Informationen · ELRU-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



# Neue Hilfsmittel aller Art für Werkstatt und Labor

Für Werkstatt, Labor und Service sind neue praktische Hilfsmittel immer willkommen. Auf der electronica 72 wurden einige Neuheiten vorgestellt, die für den Praktiker nützlich sind und häufig eine Lücke im Angebot füllen. Im folgenden werden besonders interessante Neuerungen auf diesem Gebiet berücksichtigt.

Neu im Programm der *Austerlitz electronic GmbH* sind Antiwärmescheiben für Transistoren. Diese Unterlegscheiben fixieren den Transistor in einer bestimmten Entfernung von der Printplatte, wodurch Überhitzungen beim Löten vermieden werden. Angeboten werden insgesamt sieben Ausführungen, jeweils in drei verschiedenen Höhen für die Gehäuse TO 5 und TO 18 und eine kombinierte Scheibe TO 5/TO 18.

Außerdem gibt es verschiedene neue Kühlschiene, wie beispielsweise das Modell „KS 88“. Das hier verwendete Profil erreicht bei 100 mm Länge einen Wärmewiderstand von etwa 1,8 °C/W. Die Abmessungen von 88 mm X 35 mm nutzen den vorhandenen Raum optimal aus. Ferner wurde für Plastiktransistoren im Gehäuse SOT 32 beziehungsweise 12A3 der Kühlkörper „K 18“ entwickelt. Im Gegensatz zu den weitverbreiteten U-Profilen kann dieser Kühlkörper senkrecht oder waagrecht montiert werden. Der günstige Wärmewiderstand von etwa 20 °C/W wird dadurch nicht beeinflusst.

Die *Werkzeug-Union GmbH*, Werk Wuppertal (Belzer), stellte ein neues Programm von Elektronik-Werkzeug-

aus den Bohrungen der Leiterplatten herausfallen. Die Schneidenbreite von 4 mm paßt für Arbeiten im Raster 2,5 mm. Eine Druckfeder zwischen den Griffen öffnet die Zange selbsttätig und erleichtert die Handhabung. Sie wird aus dem bewährten Vanadium-Extra-Stahl gefertigt, ganz durchgehärtet und an den Wirkseiten induktiv nachbehandelt. In der verchromten Ausführung bietet sie einwandfreien Korrosionsschutz.

Die häufigsten Fehlerquellen an elektronischen Geräten werden durch Drahtreste verursacht, die nach dem Trennen mit Seitenschneidern an Leiterplatten usw. haften bleiben. Diese unerwünschten Nebenwirkungen des normalen Seitenschneiders vermeidet der Elektronik-Seitenschneider „2646 AK“, der eine Klemmfeder hat. Im geöffneten Zustand der Schneiden wird der Drahtabschnitt umgriffen und dabei federnd vorgespannt. Wenn der Draht getrennt ist, wirkt sich die federnde Haltewirkung aus. Beim Wiederöffnen der Zange fällt der Drahtabschnitt selbsttätig aus der Zange. An den Unfallschutz ist auch gedacht worden, denn dieses Modell schützt die Augen vor abspringenden Drahtstückchen.

Der Seitenschneider „2646 D“ ermöglicht es, Verbindungen im Raster 2,5 mm zu trennen, wobei ein bis zwei Positionen umgangen werden. Die Schneidenaussparung und die Schneidenlänge von 3 mm sichern Anwendungsmöglichkeiten bei der Reparatur und Serienfertigung von Leiterplatten. Auch dieses Modell verwendet eine Druckfeder zwischen den Griffen.

Die gleichfalls neue Elektronik-Zange „2658 TQ“ ist eine Schneid-Quetschzange zum Breitquetschen der Anschlußdrähte elektronischer Bauelemente unterhalb der Leiterplatten. Dadurch können die Bauelemente bis zur Einzellötung oder Komplettlötung nicht aus den Bohrungen der Leiterplatten herausfallen. Eine andere Anwendungsmöglichkeit dieser Zange bietet sich beim Durchkontaktieren doppelseitig kaschierter Leiterplatten. Durch Einziehen kleiner Drahtreste wird durch das Breitquetschen der Drahtüberstände eine leitende festsitzende Verbindung zwischen beiden Platinenseiten hergestellt. Die Zange soll das Anschlußende so weit erfassen, daß ein Abschneiden des Drahtendes mit den Scherschneidern möglich ist, um dann bei weiterem Druckanstieg das herausragende Drahtende breit zu quetschen.

Schließlich wurden für das Einrichten und Reparieren von Leiterplatten neue Elektronik-Pinzetten entwickelt. Sie sind einzeln oder auch als kompletter Satz (sieben Stück) lieferbar. Alle Pinzetten sind aus rostfreiem Stahl gefertigt und 145 mm lang. Das Angebot enthält drei Bestückungs-

pinzetten („5571“, „5572“ und „5573“) zum Einsetzen und Auslöten vertikal beziehungsweise horizontal ausgerichteter Bauteile sowie bei diagonaler Anwendung zwischen mehreren Leiterplattebenen für Bauteile von 2,5 mm bis 5 mm Durchmesser. Ferner werden angeboten eine Auslötpinzette („5574“) zum Herausziehen festsitzender runder oder kubischer Bauelemente bis 10 mm, eine Greifpinzette für flache Bauteile („5575“) sowie eine weichbeschichtete Griffpinzette

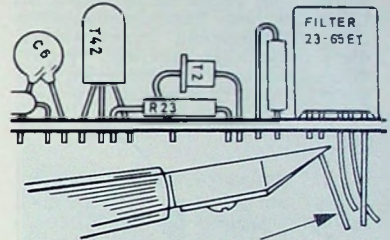


Bild 3. Anwendung des Elektronik-Seitenschneiders „2646 AK“

(„5576“) und eine Wärmeableitpinzette („5577“) zum Ein- und Auslöten von Halbleitern; ihre aus Kupfer gefertigten Kühlbacken halten den Temperaturstoß von dem Bauteil fern. Für Reparatur und Service eignen sich in erster Linie die neuen Biegevor-

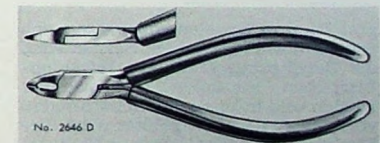


Bild 4. Elektronik-Seitenschneider „2646 D“ (Belzer)

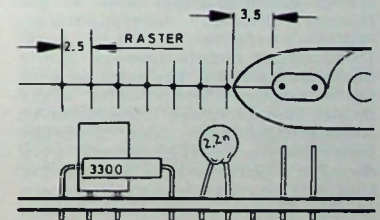


Bild 5. Anwendung des Elektronik-Seitenschneiders „2646 D“

richtungen aus Federstahl mit Kunststoffbeschichtung (Modell „2531“) für Bauteile verschiedener Länge und Rastermaße. Interessant für den Außen dienst ist ein kompletter Werkzeugset für den Service mit 67 Werkzeugen in blauer Kunstledertasche, darunter auch Schnelllöter und Lotsauggerät. Dieser Elektronik-Set („2001“)

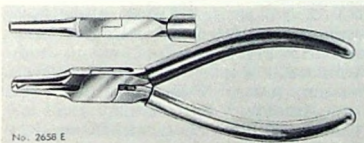


Bild 1. Elektronik-Bestückungszange „2658 E“ (Belzer)

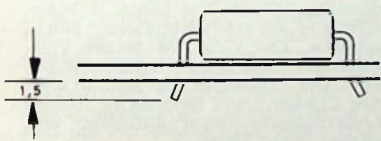


Bild 2. Anwendung der Elektronik-Bestückungszange

gen vor. Für Bestückungen ist die Schneid-Biegezange „2658 E“ gedacht. Sie kürzt den Drahtüberstand von Bauteilen an Leiterplatten auf den gewünschten Festwert von 1,5 mm und biegt bei weiterem Druckanstieg gleichzeitig auf 45° um. Damit ist gewährleistet, daß die Bauelemente bis zur Einzel- oder Komplettlötung nicht



hat die Abmessungen 380 mm × 350 mm × 70 mm und wiegt 4 kg.

Die neue Entlötstation „VAC 40“ von *Ersa* gestattet das problemlose Entlöten von Bauteilen aus gedruckten Schaltungen. Das Lötinn wird aus den Bohrungen restlos entfernt. Eine Vakuumpumpe erzeugt dabei ständig gleichbleibende Saugkraft. Die Vorrichtung eignet sich ferner für das Auslöten von integrierten Schaltungen jeder Bauart. Auch aus durchkontaktierten Bohrungen wird das Lötinn restlos entfernt.

Von *Hirschmann* wurden zur *electronica 72* verschiedene Neuheiten herausgebracht. Neben der bereits in der *FUNK-TECHNIK* beschriebenen neuen Flachsteckhülse (s. Heft 1/1973, S. 33) und der Miniatur-Prüfspitze „Prüf 1“ (s. Heft 24/1972, S. 906) wurde als ideales Hilfsmittel für den Aufbau von Versuchsschaltungen im Labor die neue Experimentierplatte „XP 101“ vorgestellt. Dabei werden die erforderlichen leitenden Verbindungen zwischen den Bauteilen ausschließlich durch Steckkontakte her-

können mehrere Experimentierplatten mit Schwalbenschwanzführungen an den Schmalseiten befestigt werden. Sie sind wegen ihres verhältnismäßig hohen Gewichts mit vier haftenden Gummifüßen rutschfest ausgeführt. Die Kontakte der Steckbuchsen bestehen aus Kupfer-Beryllium und können vernickelt oder vergoldet geliefert werden. Die Isolierteile aus Makrolon sind so wärmebeständig, daß Dauertemperaturprüfungen bis zu 80 °C an Versuchsaufbauten zulässig sind. Jeder Experimentierplatte sind zehn Entwurfblätter mit einer naturgetreuen Abbildung der Oberfläche beigelegt. Auf einer mitgelieferten Leiterplatte nach DIN 41 494 mit den Abmessungen 100 mm × 160 mm (Europakarte) sind durch aufgesteckte Leitungen die gleichen Vierfachstützpunkte vorhanden wie auf der Experimentierplatte. Für längere Zeit benötigte Versuchsaufbauten können auf diese Europakarte umgesetzt und mit Lötösenanschlüssen dauerhaft ausgeführt werden. Die Experimentierplatte steht dann für weitere Versuche zur Verfügung.

Verschiedene Neuheiten zeigte auch *Klar und Beilschmidt*. In Ergänzung des bewährten Bildröhrensteckerprogramms wurde eine neue Reihe von Bildröhrensteckern vorgestellt. Sie entspricht dem gegenwärtigen Stand der Fernsehtechnik. Typ „BRS 15/ BRS 17“ ist ein Bildröhrenstecker für Farbfernsehergeräte in reparabler Ausführung mit Schutzrohr für Dämpfungsglied und Klemmutter für Kabelzugentlastung. Die Saughüllen haben 58 mm oder 50 mm Durchmesser. Dieses Modell ist wahlweise ohne und mit Kabel beziehungsweise ohne und mit Dämpfungsgliedern lieferbar. Der Bildröhrenstecker „BRS 16“ kommt ohne Dämpfungsglied für Direktanschluß auf den Markt und läßt sich für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfänger verwenden. In gleicher Ausführung, jedoch mit Dämpfungsglied, einsetzbar für Spannungen bis 22 kV, fertigt die Firma das Modell „BRS 19“. Typ „BRS 19“ ist ein Nachbeschleunigungsanschluß in Flachbauweise für Oszillografen- und Senderöhren mit sprühsicherem versilberten Kontaktclip. Die zugehörige Saughülle hat 30 mm Durchmesser. Auch das reichhaltige Programm an Lötstützpunkten wurde erweitert. Die Snap-in-Lötstützpunkte können raum- und zeitsparend montiert werden und haben Lötarmaturen aus Messing oder feuerverzinnter Bronze.

Am Stand der *Hans Knürr KG* sah man praktische Schuko-Dosenleisten. Sie werden in vier verschiedenen Längen mit 4, 8, 12 und 16 Dosen geliefert und haben drei verschiedene Endstücke, die aus Schalter, Sicherungsautomat oder zusätzlicher Dose bestehen und verschiedenen lange Anschlußkabel verwenden (0,5 m, 2,5 m, 5 m). Die Dosen sind in einem widerstandsfähigen Stahlblechgehäuse befestigt, das grau oder pastellorange lackiert ist. Ferner werden regelbare Schuko-Dosenleisten angeboten, die mit 3, 7, 11 oder 15 Schuko-Dosen bestückt sind. Der Regler ist ein Phasenschnittregler mit einer Belastbarkeit von 1100 W.

Verschiedene preisgünstige Metallgehäuse fertigt die *Paul Leistner GmbH*. Den Wünschen nach günstiger Preisgestaltung entspricht die Gehäusereihe „130...“. Die insgesamt vier verschiedenen Modelle unterscheiden sich durch ihre Abmessungen. Sie werden aus 1,5 mm dickem, elektrolitisch verzinktem Stahlblech hergestellt. Frontplatte und Rückwand beziehungsweise Bodenplatte bestehen aus 3 mm dickem Alcobond, einem dreischichtigen Material aus 0,2 mm dickem Aluminiumblech und einer Hart-PVC-Schicht. Die Aluminium-Oberfläche wird nicht behandelt, doch ist auch eloxierte Aluminium-Oberfläche möglich. Als Sonderzubehör kann ein dreiteiliges Aufbauchassis aus feueraluminiertem Stahlblech geliefert werden. Ferner sind verchromte Griffe erhältlich, deren Lackierung aus ofengetrocknetem Flachstrukturlack in Anthrazit nach RAL 7016 besteht. Zu dieser neuen preisgünstigen Klasse zählt auch das Pultgehäuse „134“. Die beiden Gehäuse haben die Abmessungen 375 mm × 100 mm × 64,5 mm beziehungsweise 560 mm × 100 mm × 64,5 mm. Zu den verschiedenen Gehäusen liefert *Leistner* passende Metall-Gerätegriffe sowie Gummifüße und Aufstellfüße für Gehäuse.

*Mentor Ing. Dr. Paul Mozar* bietet ein umfassendes Programm an Knöpfen, Griffen und Lötgeräten an. Eine nützliche Variante sind Kunststoffdrehknöpfe in verschiedenen Farben sowie das farbige Zubehörogramm (Abdeckkappen, Grundplatten usw.), so daß den Wünschen des Konstrukteurs weitgehend entsprochen werden kann. Das farbige Zubehörogramm gibt es ferner auch für Metall-drehknöpfe. Im Lötprogramm werden Abisoliergeräte, Lötgriffe, Miniaturlötgriffe sowie eine Entlötpistole angeboten.

Zu den Neuheiten der *Karl Lumberg KG* gehören Abstandshalterungen für Transistoren in den Gehäuseformen TO 32, TO 18 und TO 5 sowie Fasungen geringster Bauhöhe für integrierte Schaltungen im Dual-in-line-Gehäuse. Diese extrem flachen Fasungen haben Führungsnuten, die das Antasten mit Meßspitzen erleichtern, und eine geschlossene Bodenplatte als Kolophoniumschutz.

Die neue Miniaturprüfklemme von *Nicolay* hat eine schlanke, leichte Form und eignet sich für Einhandbedienung. Sie schützt gegen unbeabsichtigtes Abrutschen und gegen Kurzschlüsse. Der Griff ist ferner vollständig und die Spitze weitgehend isoliert. Die Prüfspitze läßt sich an ebenen Flächen (zum Beispiel verlöteten Leiterbahnen) sicher aufsetzen und wieder leicht lösen.

Die in zahlreichen Größen erhältlichen Rekordlocher von *W. Niedermeier* bestehen aus Druckschraube, Stempel und Matrize und eignen sich zum Stanzen von Löchern von 10 bis 100 mm Durchmesser. Sie werden auch für quadratische Ausschnitte geliefert. Bei größeren Arbeiten kann man den Zeitaufwand wesentlich durch den NDM-Elektroschrauber für Rekordlocher verringern.

Werner W. Diefenbach

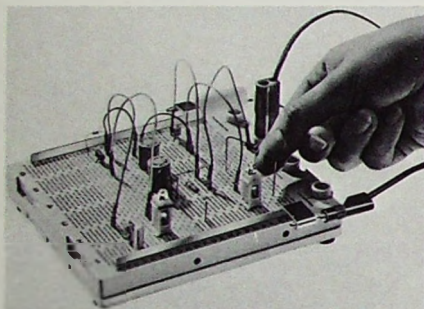


Bild 6. Experimentierplatte „XP 101“

gestellt, und Bauelemente lassen sich problemlos austauschen. Ferner wird die Berührungsfahr bei hitzeempfindlichen Bauteilen (Transistoren, Dioden und integrierten Schaltungen) vermieden, da nicht gelötet wird. Die Platine hat in sechs Reihen je 47 Stützpunkte mit je vier Steckbuchsen, die leitend verbunden und in Zehnergruppen abwechselnd schwarz und orange gekennzeichnet sind. In die Buchsen können Anschlußdrähte, -stifte oder -fahnen mit bis zu 1,2 mm Durchmesser beziehungsweise Breite eingeführt werden. Die Buchsen sind im versetzten 2,5-mm-Raster angeordnet. Gebräuchliche Transistoren in Kunststoffgehäusen oder Potentiometer können direkt eingesteckt werden. Die Reihen und die Stützpunkte sind mit durchlaufenden Nummern an den Plattenrändern übersichtlich gekennzeichnet. Zum Anschließen von Meß- und Versorgungsgeräten sind an einer Schmalseite der Experimentierplatte vier Steckbuchsen für 4-mm-Stecker angebracht, die jeweils wieder mit einem Vierfach-Stützpunkt Verbindung haben.

Zum Herstellen von Verbindungen zwischen Stützpunkten werden zahlreiche Teile als Zubehör mitgeliefert. Dazu gehören Verbindungsstecker, Verbindungsleitungen, Polkämme und weiteres Sonderzubehör. Übrigens



## Neue Regeltechnik für die Thyristor-Horizontalablenkung in Fernsehempfängern

Bei der Thyristor-Horizontalablenkung für Farbfernsehgeräte wird ein hoher Anteil der Schaltungskosten von den in diesen Schaltungen enthaltenen induktiven Bauelementen verursacht. Möglichkeiten zur Reduzierung dieses Aufwandes ergeben sich durch Anwendung neuer Schaltungsprinzipien, die vor allen Dingen die Regelung der Energiezufuhr in das Ablenkteil betreffen. Im folgenden werden drei solcher Möglichkeiten vorgestellt. Zuvor soll jedoch die Problematik der Energiezufuhr aufgezeigt sowie die herkömmliche Paralleltransduktorregelung besprochen werden.

### 1. Energiezufuhr

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild einer Thyristor-Horizontalablenkschaltung mit Netzteil, Kommutierungs- und Ablenkteil. Auf dem Weg vom Netzteil zum Ablenkteil wird die Energie, die für den nächsten Ablenkvorgang benötigt wird, zweimal zwischengespeichert, und zwar zuerst in der im Eingang

fall und Netzwechselspannung um  $\pm 50$  V schwanken. Um trotzdem eine konstante Rücklaufspannung am Ablenkteil zu erhalten, muß das Kommutierungsteil ein sehr wirksames Stellglied zur Regelung der Energiezufuhr enthalten. Die schaltungstechnische Realisierung dieses Stellgliedes beeinflusst sehr stark den Aufwand für die induktiven Bauelemente. Deshalb lohnt es sich, nach neuen konstruktiven Lösungen für dieses Regelproblem zu suchen.

### 2. Paralleltransduktorregelung

Bild 2 zeigt die herkömmliche Paralleltransduktorregelung sowie die Strom- und Spannungsdiagramme. Auf dem Weg vom Netzteil zum Ablenkteil wird die Energie, die für den nächsten Ablenkvorgang benötigt wird, zweimal zwischengespeichert, und zwar zuerst in der im Eingang

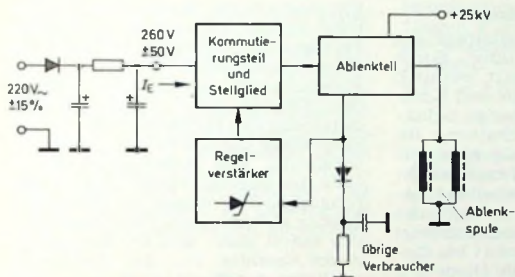


Bild 1. Blockschaltbild einer Thyristor-Horizontalablenkschaltung mit Netzteil

Bild 2. a) Paralleltransduktorregelung. b) Strom- und Spannungsverlauf

Regelkreis zusammengeschaltet. Die Schaltung wird vom 220-V-Netz her über einen Halbwellengleichrichter gespeist. Dem Ablenkteil werden nicht nur der Horizontalablenkstrom und die Hochspannung entnommen, sondern es liefert auch die Energie für fast alle übrigen Verbraucher im Fernsehgerät, unter anderem auch für die Vertikalablenkung sowie die ZF- und Videoschaltungen. Dabei entsteht die Forderung nach konstanter Rückschlagspannung, da ja die Versorgung für diese Verbraucher aus dem Rückschlagimpuls gewonnen wird. Dem Ablenkteil muß also abhängig vom momentanen Wert der Belastung immer so viel Energie zugeführt werden, daß die Forderung nach einer konstanten Rückschlagspannung erfüllt wird.

Das Netzteil, das diese Energie liefern muß, ist aber nicht stabilisiert und hat außerdem einen nicht vernachlässigbaren Innenwiderstand. Die an seinem Ausgang liegende Batteriespannung von 260 V kann je nach Belastungs-

liegenden Parallelschaltung aus Eingangs-drossel  $L_E$  und Regeltransduktor  $Tr$ , danach im Kommutierungskondensator  $C_K$ . Bei geschlossenem Kommutierungsschalter  $S_K$ , also dann, wenn die Kommutierungsspannung den Wert Null hat, speichert die Eingangs-drossel  $L_E$  eine Energiemenge, die etwas größer ist als die, die für den nächsten Ablenkvorgang notwendig ist.

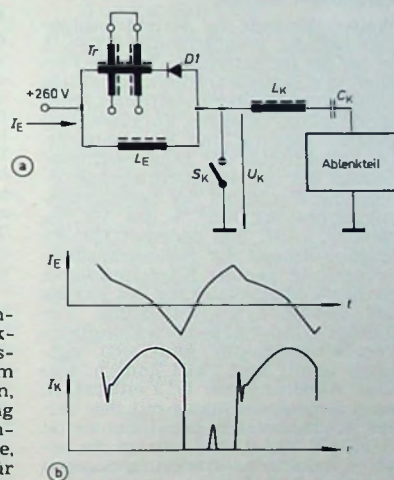
Die Größe dieses Energiepaketes ist nur abhängig von der Batteriespannung und sonst nicht beeinflussbar. Bei nichtleitendem Kommutierungsschalter  $S_K$  geht diese Energiemenge zunächst einmal in den Kommutierungskondensator  $C_K$  über, und der Ladestrom  $I_E$  lädt den Kommutierungskondensator auf. Da dieser mit den Induktivitäten im Eingang der Schaltung einen Schwingkreis bildet, kehrt sich die Richtung des Ladestromes wieder um. Dies erfolgt in dem Zeitpunkt, in dem die Kommutierungsspannung ihr Maximum erreicht hat. Ab jetzt wird der Kommutierungskondensator wieder entladen, und die überschüssige Energie fließt zurück ins Netzteil, wobei ein Teil des Entladestromes die Diode  $D1$  öffnet und auch über den Transduktor  $Tr$  fließt.

Dieser Stromanteil und damit auch die ins Netzteil zurückflutende Energie kann dann durch die veränderbare Induktivität des Transduktors im Sinne der Regelung beeinflusst werden.

Charakteristisch an dieser Paralleltransduktorschaltung ist, daß zwei induktive Speicher unterschiedlicher Größe, nämlich der Regeltransduktor und die Eingangs-drossel, parallel geschaltet sind. Je nach Regelzustand wird dabei mehr oder weniger Energie zwischen den beiden Speichern ausgetauscht. Diese hin- und herpendelnde Energie liefert keinen Beitrag zur Energiezufuhr für das Ablenkteil, kann aber ein Vielfaches der in der Ablenkung benötigten Energiemenge betragen. Wegen dieser nutzlosen pendelnden Energie müssen die entsprechenden induktiven Bauelemente unnötig aufwendig ausgelegt werden. Eisen- und Drahtquerschnitte müssen dementsprechend groß gewählt werden, und wegen der erhöhten Verlustleistung ist es nur sehr schwer möglich, die Eingangs-drossel und die Kommutierungsdrossel auf einem einzigen Eisenkern zu kombinieren.

### 3. Serientransduktorregelung

Durch Anwendung der in Bild 3 gezeigten Serientransduktorregelung



können die induktiven Bauelemente stark vereinfacht und die Schaltungseigenschaften verbessert werden. In dieser Schaltung liegen die beiden induktiven Bauelemente (Regeltransduktor  $Tr$  und Eingangs-drossel  $L_E$ ) in

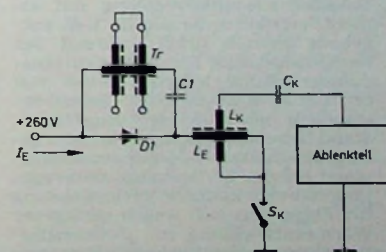


Bild 3. Serientransduktorregelung

Ing. (grad.) Peter Schulz ist Mitarbeiter im Zentralen Applikations-Laboratorium der Unternehmensgruppe Bauelemente der Standard Elektrik Lorenz AG, Esslingen.



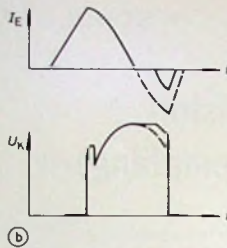
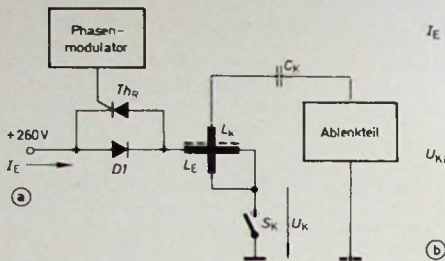


Bild 4 a) Thyristorparallelregelung, b) Strom- und Spannungsverlauf

Serie. Beim Aufladen des Kommutierungskondensators durch  $I_E$  ist die Diode  $D1$  leitend und nur die Eingangsdrossel  $L_E$  allein wirksam. Fließt  $I_E$  in die Gegenrichtung, so ist die Diode  $D1$  gesperrt. Die veränderbare Induktivität des Transduktores  $Tr$  bestimmt dann den Entladevorgang des Kommutierungskondensators. Die Funktion des Energietransportes ist bei dieser Schaltung also nahezu die gleiche wie bei der Paralleltransduktorschaltung. Jedoch werden hier die induktiven Bauelemente weniger beansprucht, da ein Hin- und Herpendeln der Energie zwischen Transduktor und Eingangsdrossel in weitaus geringerem Maße auftritt. Eingangsdrossel und Kommutierungsdrossel können ohne Schwierigkeit auf einem Ferritkern der Größe E 42 zu einem einzigen Bauteil kombiniert werden.

Weitere Vorteile der Serientransduktorschaltung veranschaulicht Tab. 1, in der die Induktivitäten für die Parallel- und Serientransduktorschaltung einander gegenübergestellt sind. Diese Werte gelten unter der Voraussetzung gleicher Qualität und Regelbereiche. Die Induktivität der Eingangsdrossel beträgt bei der Paralleltransduktorschaltung 12 mH, bei der Serientransduktorschaltung nur  $\frac{1}{6}$  des Wertes, nämlich 2 mH. Das bedeutet für die Eingangsdrossel der Serientransduktorschaltung weniger Kupferaufwand, geringere Magnetisierung des Kernes und geringere Verlustleistung. Die Induktivität der Arbeitswicklung beim Paralleltransduktor muß sich zwischen 90 mH und 2 mH ändern, was einer Änderung von 45:1 entspricht; beim Serientransduktor mit den beiden Extremwerten der Induktivität von 7 mH und 0,5 mH beträgt die relative Induktivitätsänderung dagegen nur 14:1. Der Serientransduktor erfordert also bei gleichem Regelbereich weitaus weniger Änderung der Induktivität als der Paralleltransduktor.

Vergleicht man die Regeltransduktoren für beide Konzeptionen, dann ist festzustellen, daß die herkömmliche Paralleltransduktorschaltung mit einem Ferritkern der Größe E 42 aufgebaut werden muß, während der Regeltransduktor für die Serientransduktorschaltung lediglich einen von der Größe E 25 benötigt. Selbstverständlich ist auch der Kupferaufwand wesentlich geringer, und der geringere induktive Bauelementeaufwand bei der Serientransduktorschaltung hat eine kleinere Verlustleistung zur Folge, was sich wegen geringerer Wärmeentwicklung im „Zeilenkäfig“ günstig auf die allgemeine Betriebssicherheit eines Empfängers auswirkt.

Tab. 1. Induktivitäten der Parallel- und Serientransduktorschaltung

|                              | Eingangsdrossel $L_E$<br>mH | Transduktor     |                 |                           |
|------------------------------|-----------------------------|-----------------|-----------------|---------------------------|
|                              |                             | $L_{max}$<br>mH | $L_{min}$<br>mH | $\frac{L_{max}}{L_{min}}$ |
| Paralleltransduktorschaltung | 12                          | 90              | 2               | 45                        |
| Serientransduktorschaltung   | 2                           | 7               | 0,5             | 14                        |

#### 4. Thyristorparallelregelung

Bei der Thyristorparallelregelung wird der Regeltransduktor durch einen Regelthyristor ersetzt, wodurch die kombinierte Eingangs- und Kommutierungsdrossel das einzige induktive Bauelement der Schaltung ist. Das Prinzipschaltbild (Bild 4) ist fast identisch mit dem der Transduktorserienregelung. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß an Stelle des Transduktores ein Thyristor eingesetzt ist. Der Ladestrom  $I_E$  passiert bei dieser Schaltung ebenfalls die Diode  $D1$ , während der Entladestrom über den neu hinzugefügten Regelthyristor  $Th_R$  fließt. Die Größe des Entladestromes und damit auch die der zurückfließenden Energie kann hier über die Dauer des Entladestromes beeinflusst werden. Dazu zündet ein Phasenmodulator den Thyristor je nach Regelzustand etwas früher oder später. Der Einsatz des Entladestromes ist zeitlich moduliert, was aus dem Diagramm des Stromes  $I_E$  hervorgeht. Die Kommutierungsspannung zeigt eine mehr oder weniger starke Abflachung der Spitzenamplitude.

#### 5. Thyristorserienregelung

Eine Weiterentwicklung der Thyristorparallelregelung ist die Thyristorserienregelung (Bild 5). Die Diode  $D1$ , die bei allen bis jetzt besprochenen Schaltungen jeweils in der Batteriespannungszuleitung lag, ist hier nicht mehr vorhanden. Statt dessen liegt der Regelthyristor allein in der Speiseleitung, so daß nur noch ein positiver Strom  $I_E$  fließen kann. Für die entgegengesetzte Stromrichtung ist der Thyristor in jedem Falle gesperrt. Die Größe des Ladestromes  $I_E$ , der in den Kommutierungskondensator hineinfließt, wird wiederum durch den veränderbaren Zündzeitpunkt des Thy-

ristors gesteuert, wie aus dem Diagramm (Bild 5b) zu ersehen ist. Das wesentliche Merkmal dieser Schaltung ist, daß dem Kommutierungskondensator  $C_K$  nur immer so viel Energie nachgeliefert wird, wie in der vorangegangenen Ablenkperiode verbraucht wurde. Eine Rücklieferung der Energie ins Netzteil hinein tritt nicht mehr auf, wodurch der Spitzen-

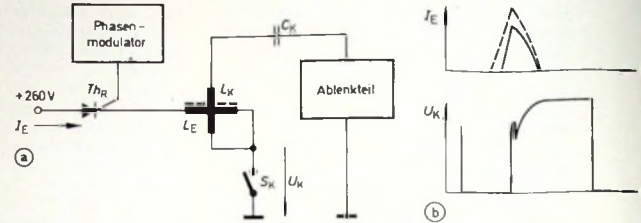


Bild 5 a) Thyristorserienregelung, b) Strom- und Spannungsverlauf

wert des Ladestromes  $I_E$  nicht mehr so hoch ist und die Verlustleistung an der Eingangsdrossel wesentlich sinkt. Die Kommutierungsspannung weist nach der ansteigenden Aufladefunktion einen flachen Verlauf auf, und die Amplitude der Kommutierungsspannung ist von der Netzspannung unabhängig sowie kleiner als bei allen vorher besprochenen Schaltungen, was natürlich geringere Anforderungen an den Kommutierungthyristor stellt.

Ein wesentlicher Vorteil dieser Schaltung ist, daß ein mit ihr aufgebauter Fernsehempfänger auf einfache Weise ohne mechanisches Relais ein- und ausgeschaltet werden kann, was für den Einsatz einer Ultraschallfernsteuerung von Bedeutung ist. Um den Empfänger auszuschalten, ist es nur notwendig, den Ansteuerimpuls am Gate des Regelthyristors durch Sperrung eines Transistors im Phasenmodulator abzuschalten. Der Regelthyristor sperrt dann, und der Empfänger bleibt stromlos. Nur der Horizontaloszillator, der Phasenmodulator sowie die Bildröhrenheizung und eventuell der Ultraschallempfänger bleiben in Betrieb, da sie ihre Versorgung von einem kleinen Netztransformator erhalten. Beim Wiedereinschalten des Empfängers, also beim erneuten Erscheinen des Steuerimpulses am Gate des Regelthyristors, nimmt das Gerät seine normale Funktion sofort wieder auf.

#### 6. Zusammenfassung

Mit diesen drei hier vorgestellten Schaltungskonzeptionen ist es möglich, kostengünstigere und betriebssichere Fernsehempfängerschaltungen zu realisieren. Geräte, die nach dem Serientransduktorprinzip arbeiten, werden in Kürze in Massenproduktion gehen. Über die beiden anderen Schaltungsprinzipien mit Regelthyristoren liegen erfolgreiche praktische Laborversuche vor. Besonders die Serientransduktorschaltung kann in Zukunft große Bedeutung gewinnen, sobald ein entsprechend billiger und schneller Regelthyristor verfügbar ist. Im Gegensatz zum Zeilen- und Kommutierungthyristor hat dieser nur relativ kleine periodische Spitzenströme bis zu etwa 1 A zu verarbeiten und eine Spannungsfestigkeit von etwa 450 V zu gewährleisten.



# Dopplerradar in Hohlleitertechnik

Die Aufgabe eines Radarsystems liegt bekanntlich in der Lokalisierung von Objekten, wobei elektromagnetische Energie in Form von gebündelten Strahlen ausgesandt und vom Objekt reflektiert wird. Die reflektierten Strahlen werden mit derselben Antenne empfangen und optisch ausgewertet. Man unterscheidet dabei zwischen zwei Prinzipien: dem Pulsradar und dem Dauerstrichradar.

## 1. Pulsradar

Das Pulsradar ist das bisher am häufigsten angewandte und bekannteste Radarsystem. Es wird heute noch ausschließlich bei der Funkortung eingesetzt. Die vom Sender pulsförmig abgestrahlte Energie wird vom Objekt mehr oder weniger reflektiert und gelangt in den Pulspausen über die gemeinsame Antenne und eine Weiche zum Empfangssystem. Die Laufzeit der Echopulse, also der zeitliche Abstand zwischen Signal und Echo, ist dann ein Maß für die Entfernung, die mit einem Oszillografen gemessen werden kann.

Die Intensität der reflektierten Pulse läßt auf die Größe des Objektes schließen. Eine besondere Anwendung findet das Pulsradar in den Panoramaragern oder Rundsichtanlagen, bei denen die Strahlungskeule durch Rotation des Antennenparabolspiegels periodisch einen bestimmten Suchbereich abtastet und infolge der Nachleuchtdauer des Schirmbildes der Röhre die angestrahlten Objekte auf dem Schirm elektronisch abzubilden vermag.

## 2. Dauerstrich- oder CW-Radar

Das Dauerstrich- oder CW-Radar ist erst in jüngster Zeit vervollkommen worden. Anwendungsgebiete sind Geschwindigkeitsbestimmung, Verkehrs- und Geschwindigkeitsüberwachung von Fahrzeugen und Verkehrsregulierung (Verkehrsradar), Drehzahl- und Vibrationsmessungen, Schiffs- und Fahrzeugleiteinrichtungen (Funkbaken) sowie die industrielle Steuerungstechnik und Höhenmessung. Das CW-Radar arbeitet mit dem aus Akustik und Optik bekannten Dopplereffekt.

### 2.1. Dopplereffekt

Allgemein bekannt ist der akustische Dopplereffekt, wobei Sirenentöne eines Polizeiautos beim Näherkommen höher und beim Vorbeifahren und Wegfahren tiefer erscheinen. Dieser Effekt erklärt sich damit, daß das Ohr des Beobachters, wenn sich das Fahrzeug entfernt, von weniger Schallwellen je Sekunde getroffen wird. Dieses Phänomen wird verständlicher, wenn man sich eine Wurfmaschine vorstellt, die zehn Tennisbälle je Sekunde, also jede Zehntelsekunde einen Ball, gegen eine feststehende Wand schleudert. In jeder Zehntelsekunde kommt somit ein Ball zurück. Bewegt man jedoch die Wand rasch

auf die Schleudervorrichtung zu, so werden die Bälle nicht mehr gleichmäßig zurückfliegen, sondern jeder Ball erhält auf seinem Rückweg eine höhere Geschwindigkeit als auf dem Hinweg, da er ja durch die bewegte Wand zusätzlich beschleunigt wird. Die Bälle treffen daher bei sich bewegender Wand (in Richtung Ballabwurf) in kürzerer Zeit an der Abwurfstelle ein als bei feststehender Wand. Auf das CW-Radar bezogen bedeutet dies, daß die Frequenz  $f$  des reflektierten Radarstrahls sich von der vom Radar ausgesandten Frequenz  $f$  unterscheidet. Die Differenzfrequenz  $f_d$  zwischen ausgesandter und empfangener Energie wird als Dopplerfrequenz bezeichnet. Mathematisch wird dies wie folgt ausgedrückt:

$$\begin{aligned} f_d &= f' - f = \frac{1}{T'} - \frac{1}{T} = \frac{c}{T(c-v)} - \frac{1}{T} \\ &= \frac{c \cdot f}{c-v} - f = f \left( \frac{c-c+v}{c-v} \right) = f \frac{v}{c-v} \end{aligned}$$

wo  $v$  die Geschwindigkeit des bewegten Objektes in bezug auf einen in Bewegungsrichtung liegenden Empfänger,  $c$  die Lichtgeschwindigkeit,  $f$  die Sendefrequenz und  $f_d$  die Dopplerfrequenz ist.

Da  $v \ll c$  ist, wird

$$f_d = f \frac{v}{c} = \frac{v}{\lambda}$$

Handelt es sich um eine Empfänger-/Sendereinheit und stellt sich das Objekt als reflektierende bewegte Fläche dar, so ist mit der doppelten Geschwindigkeit zu rechnen, also

$$f_d = f \frac{2v}{c} = \frac{2v}{\lambda}$$

Steht das Überwachungsradar, wie es beispielsweise beim Verkehrsradar der Fall ist, etwas abseits von der Fahrbahn des bewegten Objektes (Bild 1), so muß auch noch der Winkel  $\varphi$  zwischen Antennenachse und Bewegungsrichtung berücksichtigt werden. Dann wird die Dopplerfrequenz

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos \varphi$$

**Bild 1. Einsatz des CW-Radars zur Geschwindigkeitsmessung**

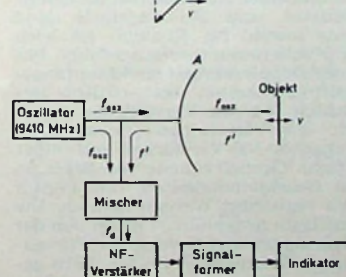


Bild 2. Blockschaftbild einer CW-Dopplerradareinheit

## 2.2. CW-Radar-Schaltungsprinzip

Im Bild 2 ist das Schaltungsprinzip eines einfachen CW-Radars schematisch dargestellt. Die Energie eines mit Dauerstrich arbeitenden Mikrowellenoszillators (beispielsweise mit der Senderfrequenz  $f_{osz} = 9410$  MHz oder  $\lambda \approx 3$  cm) wird zu 90 % der Antenne (A) zugeleitet, während etwa 10 % zu einer Mischstufe gelangen. Hier wird die von dem mit der Geschwindigkeit  $v$  bewegten Objekt reflektierte Energie mit der Frequenz  $f$  mit  $f_{osz}$  gemischt und daraus die Dopplerfrequenz  $f_d$  gewonnen. Sie wird nach Verstärkung und Umformung in einem Indikator ausgewertet. Die Bandbreite des rauscharmen NF-Verstärkers ergibt sich aus dem gewünschten Geschwindigkeitsbereich, den man messen beziehungsweise überwachen will. Er kann aus einem Diagramm nach Bild 3 in einfacher Weise abgelesen werden.

## 2.3. Anwendung des CW-Radars in der Verkehrsüberwachung

Im Bild 4 ist das Blockschaftbild eines Doppler-CW-Radars dargestellt, wie es bei der Verkehrsüberwachung zur Durchführung von Geschwindigkeitskontrollen von Fahrzeugen eingesetzt wird. Es können damit die Geschwindigkeiten von wegfahrenden und entgegenkommenden Kraftfahrzeugen gemessen werden. Der von der Radarantenne abgestrahlte Mikrowellenstrahl ist etwa auf 6° gebündelt und hat im allgemeinen einen Winkel  $\varphi$  von 20°. Die im Gerät erhaltene Dopplerfrequenz ist proportional der Fahrzeuggeschwindigkeit. Soll ein Geschwindigkeitsbereich von beispielsweise 20 bis 150 km/h überwacht werden, wie das vielfach üblich ist, so erhält man eine Dopplerfrequenz im Be-

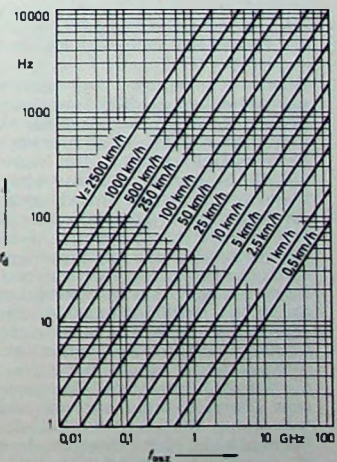


Bild 3. Diagramm zur Ermittlung der Fahrzeuggeschwindigkeit aus der abgelesenen Dopplerfrequenz  $f_d$



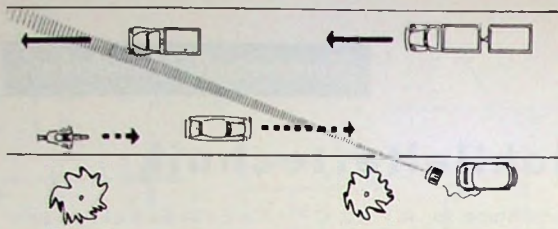
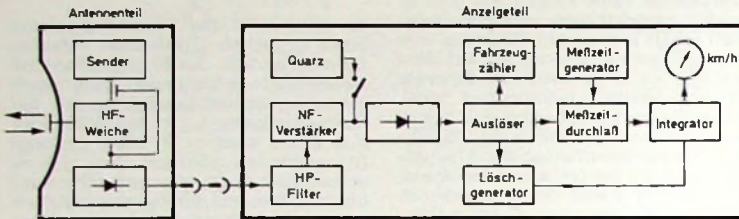


Bild 4 (links und unten). Anordnung und Blockschaltbild einer CW-Radar-Verkehrsüberwachung



reich von 300 bis 2000 Hz, die man nach Verstärkung im Kopfhörer oder Lautsprecher hörbar machen oder auf Tonband aufzeichnen kann.

Durch Zusatzgeräte ist es auch möglich, Fahrzeuge, die eine am Gerät einstellbare Geschwindigkeit überschreiten, optisch und akustisch anzuzeigen. Durch Anbringen eines Zählwerks lassen sich die Fahrzeuge auch zählen.

wobei  $\lambda_0$  die Wellenlänge im freien Raum ist.

Wegen der gegenüber dem Hohlleiter niedrigeren Impedanz des Gunnelementes wird dieses in der Nachbarschaft eines Spannungsknotens einge-

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}$$

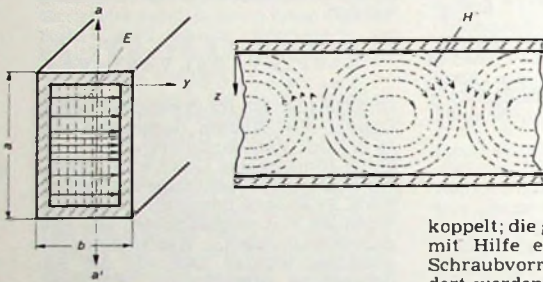


Bild 5. Rechteckiger Hohlleiter mit eingezeichneten  $H_{10}$ -Schwingungsform; in y-Richtung besteht nur ein elektrisches Feld (E-Welle), in z-Richtung nur ein magnetisches Feld (H-Welle)

Die Meßgenauigkeit liegt bei etwa 3%, und die Reichweite ist maximal 100 m. Die Geräte sind im allgemeinen mit Röhren bestückt, wobei sich ein 10-GHz-Klystron mit einer Leistung von 0,02 W bewährte. Eine wesentliche Verbesserung wurde jetzt mit Geräten, die nach der Halbleiter-Hohlleitertechnik arbeiten, erreicht.

#### 2.4. CW-Radareinheit in Hohlleiter-Halbleitertechnik

Dieser Konzeption liegt das Funktionsschema nach Bild 2 zugrunde. Die Schaltung ist einfach und der Aufbau kompakt. Als Sender ist hier ein Halbleiter-Gunnoszillator [1] vom Typ CGY 11 eingesetzt, der eine Ausgangsleistung von 10 mW (maximal 20 mW) hat und im Frequenzbereich 8,2 bis 12,4 GHz (X-Band) arbeitet, derselben Frequenz also wie der bisherige Klystronoszillator, der aber viel aufwendiger ist und eine geringere Lebensdauer hat. 9 mW gelangen an die Antenne und 1 mW zur Mischstufe. Der Sender arbeitet auf einen kurzgeschlossenen  $\lambda/2$ -Resonator, das heißt, die Achse Gunnelement-kurzgeschlossene Ebene beträgt  $n \cdot \lambda_g/2$ , wobei  $n$  jede ganze Zahl sein kann und  $\lambda_g$  die Wellenlänge der Resonanzfrequenz  $f_{osz}$  im Hohlleiter ist. Sie berechnet sich für die  $H_{10}$ -Welle im Rechteckquerschnitt (Bild 5) zu

koppelt; die genaue Anpassung erfolgt mit Hilfe eines Abstimstiftes mit Schraubvorrichtung, womit  $\lambda_g$  verändert werden kann. Ein breitbandiger Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 1 GHz sorgt für eine Auftrennung des HF-Kreises zwecks Zuführung der Betriebsspannung. Um die relativ hohe Verlustleistung des Gunnelementes von etwa 2 W, die sich in Wärme umsetzt, abzuführen, ist der Anodenkontakt als Kupfer-Wärmesenke ausgeführt und dicht an die Kupferschraube gelegt.

Auf den Oszillatorteil folgt ein Übergangszwischenstück, das den verjüngten Hohlleiterquerschnitt des Resonators an einen genormten Hohlleiterquerschnitt anpaßt (transformiert). Im Zwischenstück befindet sich die Mischereinheit mit der Schottkydiode BAW 70 [1] als Mischer, einem Tiefpaß und einer Justierschraube. Gunnoszillator und Schottkydiode sind heute sowohl für Koaxial- als auch für Hohlleiterersatz ausgeführt. Mit dieser Dopplereinheit sind Empfangsempfindlichkeiten bis -60 dBm erreichbar. Für die Verstärkung eignet sich ein vierstufiger rauscharmer Transistor-NF-Verstärker mit einer unteren Grenzfrequenz von 20 Hz, so daß Geschwindigkeiten von 1 km/h noch registriert werden können. Die günstigste Antennenart hängt von der gewünschten Reichweite ab. Für geringere Reichweiten bis zu 100 m genügt ein Stülzstrahler [2], für größere Entfernungen über 100 m und scharfe Bündelung sind Parabolantennen vor-

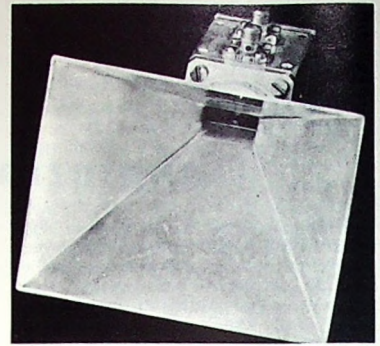
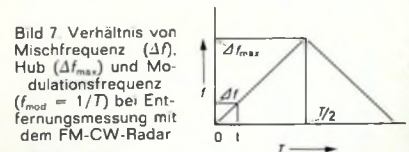


Bild 6. Dopplerradareinheit mit Trichterantenne (AEG-Telefunken)

zuziehen. Von Vorteil sind Trichterantennen (Bild 6), die direkt an den Hohlleiterausgang der Dopplereinheit angeschlossen werden können. Mit ihnen läßt sich eine Erhöhung des Antennengewinns durch Vergrößerung der Trichterlänge und stärkere Bündelung durch Vergrößerung der Apertur erreichen. Zum Beispiel hat eine X-Band-Trichterantenne mit einer Länge von  $l = 4,5 \lambda$  einen Gewinn von 16 dB und eine Bündelung (bei 3 dB) von etwa  $30^\circ$ , wenn ihre Apertur  $2,5 \lambda \times 1,8 \lambda$  ist.

#### 2.5. FM-CW-Radar für Entfernungsmessungen

Mit einer modifizierten Form des CW-Radars, dem FM-CW-Radar, lassen sich Entfernungen und Höhen messen. Der Sender wird mit einer Frequenz  $f_{mod} = \frac{1}{T}$  mit einem Hub  $\Delta f_{max}$  moduliert. Das zum Zeitpunkt  $t_0 = 0$  ausgesandte Signal hat die Frequenz  $f_0$ . Zum Zeitpunkt  $t$  hat es die Entfernung  $d$  vom Sender zum Objekt zweimal mit  $c_0$  durchlaufen und gelangt zum Mischer, wo es mit der mo-



mentanen Senderfrequenz  $f_{osz} + \Delta f$  verglichen wird. Die Mischfrequenz  $\Delta f$  ist somit proportional dem Objektstand  $d$  (Bild 7). Mathematisch läßt sich das folgendermaßen ausdrücken:

$$\frac{\Delta f}{\Delta f_{max}} = \frac{t}{T/2}$$

Mit  $t = \frac{2d}{c_0}$  und  $T = \frac{1}{f_{mod}}$  wird

$$\Delta f = 2 \cdot t \cdot \Delta f_{max} \cdot f_{mod}$$

$$= \frac{4 \cdot d}{c_0} \cdot \Delta f_{max} \cdot f_{mod}$$

Somit ergibt sich die Entfernung  $d$  eines Objektes aus der Mischfrequenz  $\Delta f$  zu

$$d = \frac{\Delta f}{\Delta f_{max} \cdot f_{mod}} \cdot \frac{c_0}{4}$$

#### Schrifttum

- [1] Hübner, R.: Gunnelemente und Schottky-Barrier-Dioden. FUNK-TECHNIK Bd. 27 (1972) Nr. 13, S. 477-480
- [2] Wallach, P.: Dielektrische Richtstrahler. Nachrichtentechn. Z. Bd. 2 (1949) Nr. 2, S. 33 bis 37



# Das Dolby B-System • Grundbegriffe und Anwendungsbereiche

## 1. Das Problem des Rauschens in der Unterhaltungselektronik

Ein unzulänglicher Signal-Rausch-Abstand war bisher immer noch das größte Hindernis für gute Klangqualität in der Unterhaltungselektronik. Das trifft wegen der geringen Bandgeschwindigkeit und Spurbreite besonders für Cassetten-Recorder sowie für UKW-Stereo-Übertragungen und in geringerem Maße auch für Schallplattenübertragungen zu. Die

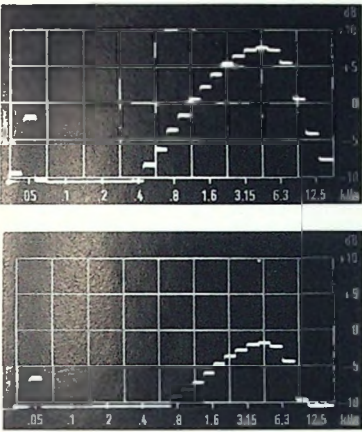


Bild 1. a) Nach DIN bewertetes Rauschspektrum eines Low-Noise-Eisenoxid-Cassettenbandes; b) nach DIN bewertetes Rauschspektrum desselben Bandes bei Anwendung des Dolby B-System

Aussicht, daß neue verbesserte Magnetbänder das Problem des Rauschens lösen würden, wird durch Forschungsergebnisse widerlegt, denen zufolge die neuesten Bandtypen wahrscheinlich den niedrigsten theoretisch möglichen Rauschpegel erreicht haben.

So ist es nicht verwunderlich, daß in den letzten Jahren zahlreiche Versuche unternommen wurden, eine zufriedenstellende Rauschverminderung zu erreichen, und zwar sowohl auf professionellem Gebiet als auch für die Unterhaltungselektronik. Fast alle diese Methoden zeigten jedoch deutliche Nachteile.

Einseitig arbeitende Systeme, die nur für Wiedergabe eingesetzt werden, erfüllen nur dann ihren Zweck, wenn der Zuhörer gewillt ist, auf einen Teil der musikalischen Information zu verzichten. Grundsätzlich wird bei diesen Systemen vorausgesetzt, daß Nutzsignal und Störsignal in getrennten Bereichen liegen. Zur Erreichung einer Rauschverminderung müßte dann lediglich eine Trennlinie zwi-

schen diesen Bereichen (nach Frequenzen und/oder Pegeln) festgelegt und eine Schaltung entwickelt werden, die alles, was auf der Seite des Rauschens liegt, unterdrückt. Bei genauerer Betrachtung des Rauschspektrums einer Low-Noise-Eisenoxid-Cassette (Bild 1) läßt sich jedoch deutlich feststellen, daß das Rauschen, mit einem DIN-Bewertungsfilter gemessen, besonders im Bereich von 1 bis 4 kHz auftritt. Da in diesem Frequenzbereich die niedrigeren Oberwellen und die oberen Grundtöne der Musik liegen, kann hier das Rauschen selbst bei niedrigen Pegeln nicht ohne gleichzeitigen Informationsverlust unterdrückt werden. Wird aber das Rauschen in diesem Bereich nicht vermindert, so ist die zu erreichende subjektive Verbesserung des Klangbildes nur minimal.

Komplementäre Systeme, die eine Signalbearbeitung sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Wiedergabe vornehmen, bieten dagegen theoretisch bessere Möglichkeiten, können aber in der Praxis problematisch sein.

Die Methode der Pre- und Deemphasis beispielsweise, bei der hohe Frequenzen während der Aufnahme angehoben und während der Wiedergabe abgesenkt werden, bietet nur begrenzte Vorteile. Selbst beim UKW-Rundfunk, wo Pre- und Deemphasis als Mittel zur Rauschverminderung genormt worden sind, zweifelt man an der Nützlichkeit dieser Methode und fragt sich, ob es in Zukunft weiterhin angewendet werden soll.

Moderne Mikrofone und Aufnahmegeräte geben hohe Frequenzen so gut wieder, daß Rundfunkanstalten heute gezwungen sind, Begrenzer einzusetzen, um bei angemessenen Pegeln im mittleren und tieferen Frequenzbereich Übersteuerungen zu vermeiden (Bild 2). Außerdem ist es schwierig, bei der Tonbandaufnahme mit Preemphasis zu arbeiten, da Verzerrungen im oberen Frequenzbereich schon bei niedrigeren Pegeln einsetzen. Da hohe Frequenzen bei Aufnahmen mit Cassetten-Recordern sowieso einige Schwierigkeiten bereiten, dürfte eine zusätzliche Preemphasis diese Probleme noch akzentuieren.

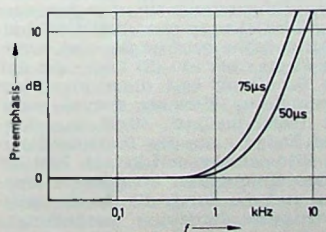


Bild 2. In Europa (50 µs) und den USA (75 µs) angewandte UKW-Entzerrung (Preemphasis)

Der Kompander, ein System, bei dem die Dynamik während der Aufnahme komprimiert und während der Wiedergabe expandiert wird, stellt eine bessere Lösung dar. Ein einfacher Kompander jedoch, wie exakt er auch in seiner Wirkungsweise sein mag, verursacht ebenfalls Probleme. Bei Tonbandaufnahmen oder beim Rundfunk ist Überspringen eine der ernsthafteren Schwierigkeiten, die mit diesem System verbunden sind. Das kann unter Umständen dazu führen, daß die zulässigen Modulationswerte des Senders überschritten wer-

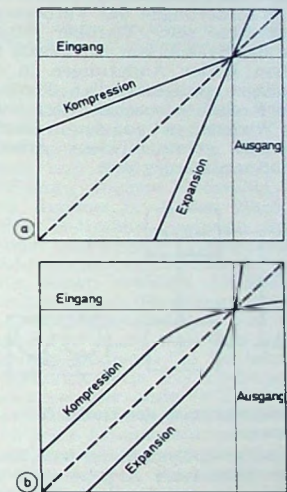


Bild 3. Übertragungskennlinien zweier herkömmlicher Kompander: a) mit konstanter Kompression, b) mit nur bei höheren Frequenzen wirksamer Kompression

den. Schwerwiegender vom Standpunkt des Hörers ist jedoch die Rauschmodulation. Wie Bild 3 zeigt, beruht die Rauschverminderung eines herkömmlichen Breitband-Kompanders allein auf der Dynamik. Leise Passagen werden bei höherem Pegel aufgenommen als normal und bei abgeschwächtem Pegel wiedergegeben, wobei die ehemalige Dynamik wiederhergestellt und zugleich das Rauschen vermindert wird. Während lauter Passagen findet keine Rauschverminderung statt, da eine Erhöhung des Aufnahmepegels an diesen Stellen zu Übersteuerungen führen würde; man geht also davon aus, daß Rauschen bei hohen Pegeln immer verdeckt wird, was jedoch nicht immer zutrifft. So ist beispielsweise während eines lauten Baßtrommelschlags immer noch Bandrauschen hörbar, und bestimmte Instrumente verursachen Rauschmodulation, wobei mit jedem Ton für die Dauer dieses Tons ein zischendes Geräusch auftritt. Obwohl Rauschmodulation nicht bei allen Arten von Übertragungen hörbar ist, sind der Anwendung eines

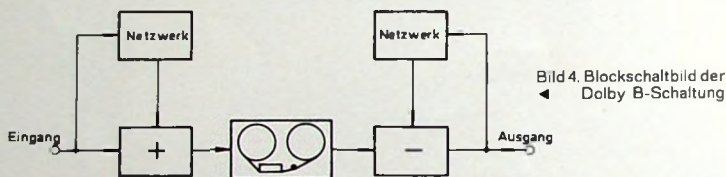
Robert Berkovitz ist Leiter der Informationsabteilung und Kenneth Gundry, M. A., Entwicklungsingenieur bei Dolby Laboratories Inc., London, England.



Kompaniers dadurch doch Grenzen gesetzt.

Das unterschiedliche Angebot an Programmen und die Qualität heutiger Tonbandaufnahmen stellen an ein zuverlässiges Rauschverminderungssystem auch für nichtprofessionelle Anwendung bestimmte Anforderungen. Man muß dabei in Betracht ziehen, daß viele dieser Anlagen heute sehr niedrige Klirrgrade bei großer Bandbreite haben und so jede hörbare Nebenwirkung aufdecken, die vielleicht früher unbemerkt geblieben wäre. Das Programm muß deshalb ohne irgendwelche durch Rauschverminderung verursachte Klangveränderungen exakt wiedergegeben werden.

Eine exakte Wiedergabe sollte für verschiedene Programme keine ständig unterschiedlichen Einstellungen der Systemparameter erfordern, und Größe oder Preis des Systems sollten den Anforderungen der Verbraucher angemessen sein. Darüber hinaus sollte das System von der Praxis her gesehen weder Änderungen in der derzeitigen professionellen Tontechnik erforderlich machen, noch sollte seine Wirksamkeit von den in Studios allgemein gebräuchlichen Arbeitsmethoden abhängig sein.



## 2. Wirkungsweise des Dolby B-Systems

Das Dolby B-System ist ein Kompanier besonderer Art, bei dem die üblichen Nachteile der Kompanier nicht auftreten. Es arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie das professionelle Dolby A-System, ist jedoch weniger aufwendig und kompliziert. Das Prinzip des B-Systems beruht auf beiderseitiger Kompression und Expansion bei leisen Passagen in einem Frequenzbereich, dessen Bandbreite sich signalabhängig verschiebt. Die Systemparameter sind pegel- und frequenzabhängig und verändern sich automatisch so, daß das System den natürlichen Verdeckungseffekt während der Wiedergabe ergänzt. Ein Blockschaltbild des Dolby B-Systems ist im Bild 4 dargestellt.

Die Schaltungen, die zur Kompression (während Aufnahme und Übertragung) und Expansion (bei Wiedergabe oder Empfang) benutzt werden, stimmen genau überein und können als die gleiche Schaltung betrachtet werden, die in die eine oder andere Funktion umgeschaltet wird.

Das Eingangssignal wird durch zwei unterschiedliche Schaltwege geführt. Das Signal durchläuft den einen ohne jegliche Veränderung der Amplitude oder der Phase. Der zweite enthält eine Schaltung, die nur jenen Teil eines Programms durchläßt, der durch Rauschen beeinflusst werden kann. In Aufnahmen mit geringer Bandge-

windigkeit und in der herkömmlichen UKW-Übertragung treten Rauschstörungen hauptsächlich in dem Bereich oberhalb 500 Hz auf und nur bei niedrigen Pegeln. Der Ausgang des zweiten Schaltungszweiges entspricht deshalb diesen Gegebenheiten. Die Schaltung hat außerdem wichtige dynamische Eigenschaften, die später besprochen werden.

Beide Schaltungszweige führen zu einem Additionsverstärker. Bei der Aufnahme werden das unveränderte Eingangssignal und der Ausgang des Nebenzweiges addiert, bei der Wiedergabe wird der Ausgang des Nebenzweiges vom Eingangssignal subtrahiert. Der Ausgang des Nebenzweiges wird für eine Vorwärtsregelung während der Aufnahme benutzt; während der Wiedergabe bildet der Nebenzweig eine Gegenkopplung. Da bei Aufnahme und Wiedergabe dieselbe Schaltung verwendet wird, ist eine komplementäre Anordnung gewährleistet, und das Nutzsignal kann in seiner ursprünglichen Form wiedergewonnen werden.

Dem Nebenzweig der Schaltung kommt besondere Bedeutung zu, denn er verhindert das Auftreten von Rauschmodulation, Überspringen oder anderen hörbaren Nebeneffek-

reichen des Spektrums, in denen das Rauschen stört, das heißt bei mittleren und hohen Frequenzen, arbeitet, so daß Pegelveränderungen niedriger Frequenzen die Wirksamkeit der Schaltung nicht beeinträchtigen und so eine der Hauptursachen für Rauschmodulation beseitigt ist.

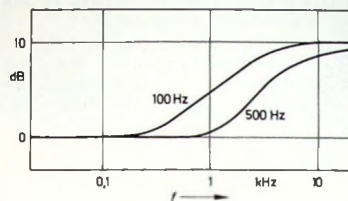


Bild 6. Frequenzgang der Aufnahmeschaltung bei niedrigen Pegeln

Eine wichtige Eigenschaft der Dolby B-Schaltung ist die automatische Anpassung (Einengung) der Bandbreite an das jeweilige Spektrum des Signals. Ohne Rauschverminderung könnte ein lauter 500-Hz-Ton beispielsweise das Rauschen zwar zum großen Teil überdecken, aber ein anspruchsvoller Hörer könnte doch noch Störgeräusche im oberen Frequenzbereich wahrnehmen. Deshalb wird ein solches Signal, wie im Bild 6 dargestellt, die B-Schaltung nicht unwirksam machen, sondern nur die untere Grenzfrequenz ihres Wirkungsbereichs auf etwa 1 kHz anheben. Der Arbeitsbereich der Schaltung wird also in der Bandbreite genügend nach oben verschoben, um zu vermeiden, daß möglicherweise bei der Aufnahme laute Signale stark angehoben werden, was dann zu Übersteuerungen führen würde.

Die mit dem Dolby B-System erreichbare Rauschverminderung beginnt bei etwa 500 Hz und beträgt insgesamt 9...10 dB (DIN 45 405). Auf Grund seiner Charakteristik eignet sich das System besonders für Compact-Recorder (Compact- und 8-Spur-Endlos-Cassette) oder Spulengeräte mit 9,5 und 19 cm/s Geschwindigkeit. Es ermöglicht außerdem eine wesentliche Verbesserung des Rauschpegels bei UKW-Stereo-Übertragung. Kompressions- und Expansionskennlinien des Dolby B-Systems sind mit Bezug auf einen spezifischen, international genormten Pegel festgelegt. Für Compact-Cassettenband ist als Bezugspegel ein Bandfluß von 200 nWb/m festgelegt; für UKW-Übertragung entspricht der Dolby-Pegel  $\pm 37,5$  kHz Frequenzhub.

Die charakteristischen Eigenschaften des Dolby B-Systems sind folgende:

► Theoretisch werden Frequenzgang, Phasengang, Einschwingvorgänge und Dynamik des Signals perfekt wiederhergestellt. In der Praxis kann dieser Idealzustand mit jeder gewünschten Genauigkeit realisiert werden. Dolby B-Schaltungen verursachen wesentlich geringere Verzerrungen als die eigentlichen Tonbandgeräte und Empfänger, und jedes Programm kann ohne Qualitätsverluste aufgenommen und wiedergegeben werden.

► Die Schaltung ist unkompliziert und preisgünstig sowohl in der Ausführ-

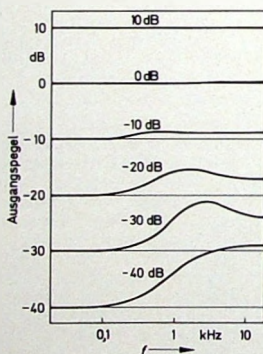


Bild 5. Kennlinien der Aufnahmeschaltung bei unterschiedlichen Eingangspegeln

ten. Bild 5 zeigt den Frequenzgang der Gesamtschaltung für sinusförmige Eingangssignale verschiedener Pegel. Es ist zu sehen, daß die Schaltung beinahe wirkungslos ist, wenn der Pegel über -10 dB liegt, und daß die Schaltung erst dann in vollem Ausmaß zur Wirkung kommt, wenn der Pegel bis auf -40 dB heruntergeht. Daher kann das Tonband durch die Kompression auf keinen Fall bei hohen Frequenzen übersteuert werden, und die durch die Kompression verursachte subjektive Veränderung des Signals ist gering, wenn auch bemerkbar. Auch ist festzustellen, daß die Schaltung nur in den Be-





Bild 7. Dolby B-Schaltung in IS-Bauweise

rung mit diskreten Bauelementen als auch in der mit einer integrierten Schaltung (Bild 7).

► Die Herstellung und der Einsatz der Schaltung bereiten keine Schwierigkeiten, da keine kritischen Bauelemente verwendet werden und kein Abgleich erforderlich ist. Nur wenn ein Tonband mit völlig unterschiedlicher Empfindlichkeit benutzt wird, ist ein einfacher Abgleich der Pegel notwendig.

► Weder beim Rundfunk noch beim Kopieren von Tonbändern sind Änderungen vom normalen Ablauf erforderlich, wenn mit dem Dolby-System gearbeitet wird. Der Einsatz eines Rauschverminderungssystems bewirkt jedoch oft eine bessere Bandbreite und Dynamik sowie Verringerung der Verzerrungen infolge niedrigerer Aussteuerung.

Bei einer Verbesserung eines so weit verbreiteten Systems wie dem der Compact-Cassetten, ist es unerlässlich, daß eine Neuentwicklung mit bereits existierenden Geräten voll kompatibel ist, das heißt, technisch verbesserte Aufnahmen müssen mit jedem Gerät älteren Datums abspielbar sein. Das trifft bei den Dolby B-Cassetten zu. Man kann sie auch insofern als kompatibel bezeichnen als sie den Hörer zufriedenstellen, auch wenn sie ohne entsprechenden Dolby-Decoder abgespielt werden müssen. Gerade in dieser Hinsicht ist das in der B-Schaltung angewandte Verfahren besonders vorteilhaft. Bei vielen preisünstigen Cassetten-Recordern ist die Wiedergabe der hohen Frequenzen oft recht mangelhaft, und die Akzentuierung der hohen Frequenzen bei niedrigen Pegeln in einer Dolby B-Cassette wird deshalb von Besitzern dieser Geräte oft begrüßt. Hochwertige Cassetten-Recorder oder die entsprechenden Anlagen, an die sie angeschlossen werden, haben Höhenregler, mit denen das Klangbild dem Geschmack des Hörers mühelos angeglichen werden kann. Der subjektive Unterschied ist so klein, daß keine der Schallplattenesellschaften, die Dolby B-Cassetten herstellen, es erforderlich fand, auch herkömmliche Cassetten mit den gleichen Programmen anzubieten, und Marketingtests zeigten, daß Dolby B-Cassetten, die nicht als solche ausgezeichnet waren, vom Verbraucher ohne weiteres akzeptiert wurden.

Ein Grund dafür, daß die Kompatibilität keine Schwierigkeiten bereitet, ist vielleicht darin zu suchen, daß fast alle Aufnahmen für Compact-Cassetten ohnehin komprimiert sind, denn nur so bleiben leise Passagen in Musikprogrammen, die gute Dynamik

aufweisen, erhalten. Dolby B-Cassetten unterscheiden sich nur dadurch, daß der Hörer diese spezielle Kompression mit seinem Abspielgerät kompensieren kann, da die Dolby B-Kompression nach einer internationalen Norm festgelegt ist, während andere Arten von Kompression recht unterschiedlich sind.

Wenn auch die Kompatibilität vom Standpunkt des Verbrauchers aus

ren für den Einbau der Schaltung in ein Cassettengerät nehmen mit zunehmendem Produktionsumfang ab; sie liegen etwa zwischen 1,60 und 0,32 D-Mark je Schaltung, für einen der größeren Gerätehersteller also bei 0,65 DM für ein Stereo-Gerät.

Darüber hinaus ist heute die Mehrzahl der in den Vereinigten Staaten, England und Japan hergestellten bespielten Cassetten nach dem Dolby

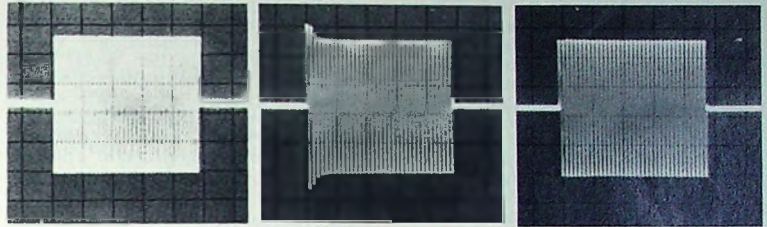


Bild 8. Wirkung der Dolby B-Schaltung auf 3-kHz-Impulse (Pegelsprung von -40 auf +6 dB); links: Eingangssignal, Mitte: codiertes Signal, rechts: decodiertes Signal

wichtig ist, kommt der technischen Kompatibilität des B-Systems mit dem Übertragungsmedium selbst gleich große Bedeutung zu. So sollte zum Beispiel das Überspringen bei Pegelsprüngen niedrig genug sein, um Übersteuerungen oder Verzerrungen zu vermeiden. Bild 8 zeigt das Ergebnis des Codierens und Decodierens von kurzen 3-kHz-Impulsen mit Pegelsprüngen von -40 auf +6 dB. Überspringen, das nur im Nebenzweig der Schaltung auftreten kann (wo es ohne Auswirkung auf das Hauptsignal unterdrückt wird), ist vergleichsweise gering und verschwindet praktisch, wenn das Signal wieder decodiert wird.

Innerhalb weniger Jahre nach der Einführung des Dolby B-Systems sind Lizenzen an die meisten Gerätehersteller vergeben worden. Lizenzgebüh-

B-System aufgenommen, und viele der größten Hersteller liefern ihr gesamtes Angebot in dieser Form. Dazu gehören CBS in den USA, Decca und RCA in England sowie CBS-Sony, Nippon Columbia, King und Apollon in Japan. Nach dem Dolby B-System bespielte Spulenbänder und 8-Spur-Endlos-Cassetten sind ebenfalls auf dem Markt. In den USA haben mehrere UKW-Sender damit begonnen, Programme im Dolby B-Format auszustrahlen, und Rundfunkanstalten in mehreren anderen Ländern studieren das Verfahren im Augenblick. Für das Codieren von Cassetten oder anderen Tonbandformaten oder für Rundfunksendungen sind keine Lizenzgebühren zu zahlen. Die Schaltungstechnik des Dolby B-Systems wird in einem späteren Beitrag behandelt.

## Elektronische Zeitmessung im Salzbergwerk

In einen verlassenem Stollen des Salzbergwerks Berchtesgaden hat Professor Graf seinen Arbeitsplatz verlegt, um dort Versuche an hochempfindlichen Pendelapparaten durchzuführen (s. Titelbild). Nur in der Abgeschiedenheit des Bergwerks fand er die idealen Verhältnisse für seine Experimente: konstante Temperatur und extrem geringe Bodenschwingungen (Mikroseismik).

Bei diesen Arbeiten geht es um die Anwendung der elektronischen Zeitmessung beim Messen und Registrieren der Schwingungsperioden von Schwerpendeln, wobei Genauigkeiten von  $10^{-8}$  bis  $10^{-9}$  s erforderlich sind. Während man bisher bei dem ältesten Schweremeßgerät, dem Sterneschen Pendelapparat, fast ausschließlich optische Registriermethoden für die langsamen Pendelschwingungen (1... 2 Schwingungen je Sekunde) verwendete und die genaue Zeitmessung durch Übertragen von Funksignalen auf den Registrierstreifen durchführte, benutzt Professor Graf einen quartzesteuerten elektro-

nischen Zähler „FET 2“ von Rohde & Schwarz mit neunstelliger Anzeige und einem Periodeneinschub. Die Messung der einzelnen Pendelschwingungen und damit der Zeitabgriff erfolgen über Differentialphotozellen. Dadurch wird nicht nur eine höhere Zeitauflösung erreicht, sondern auch die Registrierzeit ließ sich auf wenige Minuten verkürzen.

Bei den Messungen im Salzbergwerk konnte beobachtet werden, daß die Streuungen der Meßwerte innerhalb von 10 min nur etwa  $3 \cdot 10^{-9}$  s betrugen. Mit derart genauen Schweremessungen lassen sich beispielsweise Veränderungen der Erdoberfläche infolge der Anziehung von Sonne und Mond ermitteln oder Bodenschätze auf Grund der Dichteunterschiede von Gesteinen auffinden. Aus dem Vergleich von theoretischen Berechnungen und praktischen Schweremessungen ergab sich unter anderem, daß die Erdkugel elastisch ist und unter dem Einfluß von Mond und Sonne eine Hubbewegung von etwa 20 cm ausführt.



## Mikroskope in der Halbleiterfertigung

In der Fertigung von Halbleiterbauelementen werden zahlreiche Mikroskope verwendet, denn die Verschiedenartigkeit des Fertigungsprozesses verlangt für jeden Arbeitsvorgang ein bestimmtes Mikroskop, von der einfachen Stereolupe bis zum großen Forschungsmikroskop. Silizium- und Germaniumkristalle werden beispielsweise unter Mikroskopen „Universal M“ oder mit dem Metallmikroskop „Invertoscop M“ von Zeiss auf Reinheit kontrolliert. Geschliffene und geätzte Oberflächen beobachtet man mit 500-facher Vergrößerung. Das ist eine von zahlreichen Normvergrößerungen, mit denen metallographische Untersuchungen erfolgen.

Ist nun ein Kristall für gut befunden, so wird er in dünne Scheiben geschnitten und poliert. Die Ebenheit dieser polierten Scheiben von 2 bis 3 Zoll Durchmesser, die für eine scharfe Abbildung der Maske auf die Scheibe erforderlich ist, kontrolliert man mit dem Zeiss-Ebenheitsprüfer, einem Fizeau-Interferometer für Vergrößerungen bis 10X und Objektfelder von maximal 70 mm Durchmesser. Die Glasplatten zur Maskenherstellung sind mit einer im blauen Bereich empfindlichen Fotoemulsion beschichtet. Hier kann die Ebenheitsprüfung im Rotlicht der Cadmiumlampe erfolgen, ohne daß eine ungewollte Belichtung erfolgt.

Das nächste Problem ist die Kontrolle der Oberfläche auf Kristallfehler (sogenannte Stapelfehler). Hier hat eine neue Beobachtungsart, das Differential-Interferenzkontrast-Verfahren nach Professor Nomarski, entscheidende Vorteile gebracht. Die Halbleiterindustrie bevorzugt für diese Untersuchungsmethode entsprechend ausgestattete Mikroskope „Standard“, die außerdem noch einen besonders raschen Wechsel auf andere Beleuchtungsarten erlauben. Der Interferenzkontrast zeigt besonders deutlich die Oberflächenstruktur und topographische Unregelmäßigkeiten, die in normaler Hell- und Dunkelfeldbeobachtung nicht sichtbar werden, weil sie weder Schatten werfen noch sich farblich unterscheiden. Fehler in der Kristallstruktur können später in der integrierten Schaltung erhebliche Störungen verursachen; nur im Interferenzkontrast sind diese Fehler deutlich zu erkennen. Die Vielzahl der in optischem Sinn verschiedenen Oberflächen, die bei integrierten Schaltungen vorkommen, erfordert verschiedene Beleuchtungsarten beim gleichen Objekt. Von der Halbleiterindustrie wurde ein Mikroskop gefordert, das einen raschen Wechsel der Beleuchtungsarten erlaubt und das sich außerdem durch möglichst einfache Bedienung auszeichnet, da der Benutzer meistens mit den Problemen der Mikroskopie nicht vertraut ist. Diese Wünsche hat die feinmechanisch-optische Industrie durch die Entwicklung spezieller Mikroskope erfüllt.

Die Funktionsfähigkeit integrierter Schaltungen hängt zum größten Teil von der Genauigkeit ab, mit der die Strukturen der Schaltungen hergestellt werden können. Das Übertragen der Strukturen von der Fotomaske auf die Siliziumscheibe (Wafer) wird mit Hilfe von Kopiermaschinen vorgenommen. Hat nun der Wafer seine erste Struktur erhalten, so müssen die Masken mit den folgenden Strukturen mit Hilfe von Meßmarken genau ausgerichtet werden. Dazu dient das Maskenjustiermikroskop „MJM“, das direkt an die Kopiermaschine angebaut wird.

Das Maskenjustiermikroskop „MJM“ ist ein Auflichtmikroskop in der Art eines Vergleichsmikroskops. Es hat vier Objektivpaare, und man sieht im Beobachtungstubus jeweils das halbe Objektfeld des linken sowie das halbe Objektfeld des rechten Objektivs. Infolge der großen Schärfentiefe der Optik erscheinen Maske und Wafer gleichzeitig scharf. Die Justierung erfolgt mit Hilfe eines Mikromanipulators. Da der Trend zu immer größeren Siliziumscheiben geht, sind die Objektivrevolven der Maskenjustiermikroskops verschiebbar angeordnet, so daß jeder beliebige Abstand der optischen Achsen zwischen 20 und 120 mm eingestellt werden kann. Die Objektive mit den Eigenvergrößerungen 2X, 5X, 10X und 20X vom Typ „Epiplan“ sind besonders auf Bildebnung korrigiert und haben einen großen Arbeitsabstand. Sie ergeben zusammen mit Weitwinkelokularen Vergrößerungen von 16:1 bis 400:1.

## Persönliches

### J. Goldmann 65 Jahre

Am 12. Januar 1973 feierte Oberingenieur Dr. Joachim Goldmann, Leiter des Technischen Bereichs Fernseh-Studiobetrieb im Bayerischen Rundfunk, seinen 65. Geburtstag. Nach dem Studium der Naturwissenschaften arbeitete er zunächst als Industriephysiker und beratender Ingenieur. Nach dem Kriege war er beim RTI, bis er 1951 zum Bayerischen Rundfunk kam.

### Ch. Trowitzsch Nordmende-Bereichsleiter

Ing. Christian Trowitzsch übernahm den Entwicklungsbereich Fernsehen bei Nordmende. Er war zuvor auf dem Gebiet der kommerziellen Fernsehtechnik des Unternehmens tätig.

### F. J. Dunleavy neuer ITT-Präsident

Der Aufsichtsrat der International Telephone and Telegraph Corporation (ITT) hat mit Wirkung vom 1. Januar 1973 Francis J. Dunleavy zum Präsidenten und Chief Operating Officer (Vorsitzender des Vorstandes) des multinationalen Firmenverbandes gewählt. Harold S. Geneen, der bisherige Präsident, bleibt Chairman of the Board of Directors and Chief Executive.

### ZVEI-Ehrenmitglieder

Der ZVEI-Vorstand hat Dr. Felix Herrieger, Dipl.-Ing. Eugen W. Hammann-Kloss, Dr. Kurt Lindner und Dr. Hellmut Trute die Ehrenmitgliedschaft im ZVEI

Bei den nun folgenden und sich bis zu 15mal wiederholenden Prozessen der Kopierung, Ätzung und Diffusion sind immer wieder optische Kontrollen erforderlich. Da die ständige Beobachtung durch den Mikroskopstempel aber sehr anstrengend ist, wird dabei oft die Objektbetrachtung auf der Mattscheibe eines Projektionsaufsatzes bevorzugt. Der bisher verwendete Projektionsaufsatz war für die Beobachtung der feinen Strukturen integrierter Schaltungen wegen des Korns und des „flimmernden Glanzes“ der Projektionsscheibe jedoch nur bedingt geeignet. Eine bedeutende Neuentwicklung auf diesem Gebiet ist der „Glarex“-Projektionsaufsatz mit rotierenden Leuchtscheiben. Die Bildqualität entspricht hiermit nahezu der Tubusbeobachtung. Solche Mikroskope können auch mit einem Scanning-Tisch ausgerüstet werden. Der Vorschub des Tisches erfolgt dann schrittweise und automatisch. Inzwischen wurden auch Absuchtische mit motorischem Antrieb entwickelt, die von Hand über einen Kreuzschalter oder mit Fußpedalen gesteuert werden können und Objektbewegungen in allen Richtungen mit kontinuierlich veränderbarer Geschwindigkeit erlauben. Ein weiterer Schritt zur rationalen Kontrolle ist der Einsatz des Zeiss-„Micro-Videomat“, eines Mikroskops mit Fernseheinrichtung zur quantitativen Bildanalyse. Der Elektronenstrahl tastet das vom Mikroskop entworfene Bild ab, und die anfallenden Meß-Signale werden in einer Zentrale weiterverarbeitet. Man kann damit Längen und Flächen messen, Teilchen zählen und Formfaktoren bestimmen. Die Meßwerte werden digital angezeigt, ausgedruckt oder in einem Computer gespeichert. Mit entsprechenden Programmen können Meßvorgänge automatisch ablaufen.

verliehen. Mit dieser Ehrung würdigte der Verband ihre Verdienste um den Aufbau der Verbandsorganisation nach dem Kriege und um den Aufstieg der deutschen Elektroindustrie zu einer der bedeutendsten Branchen in der Welt.

### F. Bergtold †

Am 20. Dezember 1972 verstarb Dr. Fritz Bergtold (geboren 1898). Im Jahre 1923, nach Abschluß seines Studiums an der TH München, trat er in die Münchener Isaria Zählerwerke (jetzt Siemens) ein. Später kam er nach Berlin zur AEG, und von dort rief ihn die Stadt München an die damals neue Münchener Ingenieurschule, das jetzige Oskar-von-Miller-Polytechnikum. In den 60er Jahren verließ er das Polytechnikum als Oberstudiendirektor a.D. Im Jahre 1963 hatte man ihn als Pionier des Rundfunks geehrt.

Der Fachlehrer Bergtold wurde schon kurz nach dem Abschluß seines Studiums durch Beiträge in Fachzeitschriften und Rundfunkvorträge bekannt. Nach seiner Doktorarbeit erschien ein kurzgefaßtes Handbuch der Elektrizitätszählertechnik, dem noch viele Bücher und unzählige Fachaufsätze folgten. Seine letzten Lebensjahre gehörten ganz dem Fachschrifttum und der freien technischen Berater-tätigkeit. Er verstand es, solides Wissen auf eine für den Aufnehmenden erstaunlich günstige Weise zu vermitteln und ihn dabei zu eigenem Denken anzuregen. Selbst komplizierte Zusammenhänge wußte er so darzubieten, daß seinen Lesern ein Eindringen ohne größeren Zeitaufwand möglich war.



# Transduktoren

Die am häufigsten eingesetzten Bauelemente, deren Parameter nicht mechanisch, sondern durch Steuerströme beziehungsweise -spannungen beeinflusst werden, sind Transistoren und Röhren. Diese Bauteile eignen sich jedoch nicht als passive frequenzabhängige Widerstände wie etwa Kondensatoren und Spulen, die allerdings den Nachteil haben, daß ihre Werte nicht so einfach verändert werden können.

Kondensatoren kennt man als in der Kapazität veränderbare Bauteile in Form von Drehkondensatoren und Kapazitätsdioden. Nachteile dieser Bauelemente sind die Mechanik beim Drehkondensator und der relativ geringe Kapazitätsbereich bei der Kapazitätsdiode. Eine mechanische Veränderung des  $L$ -Wertes von Spulen erfolgt meistens durch Verschieben des Kerns. Eine elektrische Beeinflussung der Induktivität einer Drossel oder Spule hingegen kann mit dem Transduktor oder Magnetverstärker erreicht werden.

## Gesättigte Drosseln

In der Unterhaltungselektronik sind für Siebdrosseln in den Stromversorgungen oder für Anpassungstransformatoren in Endstufen (sofern noch vorhanden) Kerne mit Luftspalt erforderlich, da die Eisenkerne durch den in den Wicklungen fließenden Gleichstrom nicht vormagnetisiert werden sollen und so das gesamte Feldlinienbündelungsvermögen des Eisens erhalten bleibt. Wird dieses Feldlinienbündelungsvermögen oder auch der Einfluß des Werkstoffs auf magnetisches Verhalten wie Fluß und Induktion gegenüber Vakuum (relative Permeabilität  $\mu_r$ ) geändert, so ändert sich die Induktivität. Bei Siebdrosseln wird damit der Siebfaktor und bei Übertragern der Frequenzgang verschlechtert. Die relative Permeabilität eines Materials gibt an, wieviel Feldlinien dieses Material gegenüber dem Vakuum zusätzlich aufnehmen kann.

Erzeugt der Strom durch eine Spule beispielsweise  $n$  Feldlinien und sättigt das Kernmaterial, so hat diese Spule eine ganz bestimmte Induktivität, da sie nur  $n$  Feldlinien aufnehmen kann. Wird der Raum mit einem Material ausgefüllt, das um den Faktor 100 zusätzliche Feldlinien aufnimmt, wird die Induktivität größer, da

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A}{l}$$

ist.  $L$  ist also direkt proportional  $\mu_r \cdot \mu_0$ .

Wird ein Kern in einer Spule so beeinflusst, daß die Permeabilität geringer wird, dann wird auch die Induktivität verringert. Die Permeabilität wird geringer, wenn, wie bei der Siebdrossel, der Gleichstromanteil zu groß wird und den Kern sättigt. Wenn das der Fall ist, dann kann der Kern nicht mehr soviel Feldlinien aufnehmen, und

$L$  wird kleiner. Die Induktivität kann von einem Maximalwert (Kern nicht vormagnetisiert) bis zu einem Minimalwert (Kern voll gesättigt) verändert werden.

Praktische Anwendung findet dieses Verfahren bei der gesättigten Drossel, einem Vorläufer des Transduktors. Die gesättigte Drossel besteht aus einem Kern mit zwei getrennten Wicklungen. Eine Wicklung hat verhältnismäßig wenig Windungsdichten Drahtes und dient als Arbeitswicklung (also die Wicklung, deren Induktivität geändert werden soll); die

Bild 1. Gesättigte Drossel: a) prinzipieller Aufbau, b) Schaltungssymbol

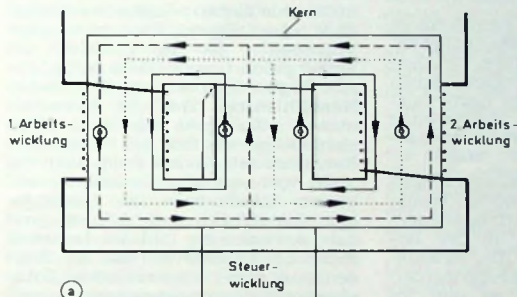
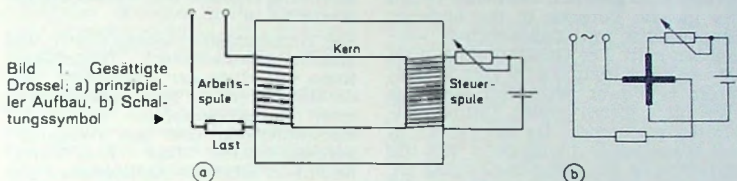


Bild 2. Transduktor: a) prinzipieller Aufbau und Verlauf der Feldlinien, b) Schaltungssymbol

zweite Wicklung hat viele Windungen dünnen Drahtes und dient als Steuerwicklung.

Die Arbeitswicklung kann zu den verschiedensten Verwendungszwecken herangezogen werden: in Reihe mit Lastwiderständen zur Leistungssteuerung, in Schwingkreisen als veränderbare Induktivität parallel zu Kondensatoren usw. Die Steuerwicklung wird über einen Stellwiderstand an eine Gleichspannung gelegt. Mit dem Widerstand wird der Gleichstrom, der durch die Wicklung fließt, eingestellt und dadurch der Kern je nach Höhe des Stromes vormagnetisiert (Bild 1).

Mit einem einfachen Heiztransformator 220 V/6,3 V läßt sich diese Steuermöglichkeit leicht ausprobieren. Die Primärwicklung (220 V) wird an eine Gleichspannungsquelle mit Stellwiderstand und die Heizwicklung (6,3 V) in Reihe mit einer Glühlampe für 220 V an das Netz gelegt. Fließt durch die Steuerwicklung kein Gleichstrom, dann ist die Glühlampe dunkel, fließt aber Strom durch die Steuerwicklung, so läßt sich die Helligkeit der Glühlampe verändern.

Durch den in der Arbeitswicklung fließenden Laststrom wird aber der

magnetische Fluß im Kern verändert; es wird in die Steuerwicklung eine Spannung induziert, die wiederum über Stellwiderstand und Gleichspannungsversorgung einen Strom treibt. Dieser Strom beeinflusst wieder den Kern, so daß eine exakte Steuerung nicht möglich ist. Man sagt, die gesättigte Drossel sei nicht rückwirkungsfrei. Um eine exaktere Steuerung zu ermöglichen, ist man dazu übergegangen, an Stelle der gesättigten Drossel einen Transduktor zu verwenden, bei dem eine Rückwirkung des Laststromes auf den Steuerkreis vermieden wird.

## Transduktoren (Magnetverstärker)

Vielfach wird in der Elektrotechnik eine unerwünschte Erscheinung durch Gegenkopplung einer gleichen Größe beseitigt. Falls eine solche Größe nicht

vorhanden ist, muß diese hergestellt werden. Das erfolgt beim Transduktor mit der Arbeitswicklung, die in zwei Wicklungen mit gleich großen Windungszahlen aufgeteilt ist und auf die Außenschenkel eines EI-Kernes aufgebracht wird. Die Steuerwicklung liegt auf dem Mittelschenkel (Bild 2). Die beiden Arbeitswicklungen, die in Reihe liegen, werden zum gleichen Zeitpunkt von demselben Strom durchflossen und erzeugen im Kern Feldlinien, die sich auf die beiden anderen Schenkel verteilen. Im Mittelschenkel verlaufen sie gegenseitig, so daß sich hier die Feldlinien aufheben. Somit findet keine Rückwirkung der Arbeitswicklungen auf die Steuerwicklung statt.

Etwas komplizierter sieht die Darstellung an der (idealisierten) Hysteresis-Kurve aus (Bild 3). Die Vormagnetisierung in  $+H$ -Richtung stellt gewissermaßen den Arbeitspunkt dar und wird vom Steuerstrom eingestellt. Zu diesem Arbeitspunkt gehört eine gewisse Induktivität, für die  $\mu_r \cdot \mu_0 = B/H$  gilt. Diese Induktivität bestimmt den Laststrom. Von einer Arbeitsspulenhälfte durchdringen die vom Laststrom verursachten Feldlinien den Steuerschenkel, aber auch den Schenkel der anderen Ar-



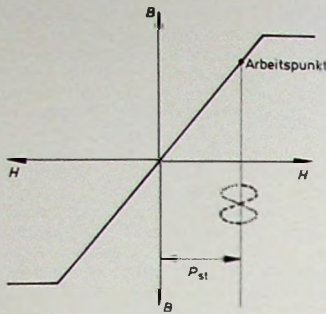


Bild 3. Stromgesteuerter Transduktor an der idealisierten Hysteresisschleife

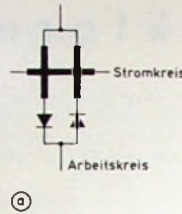
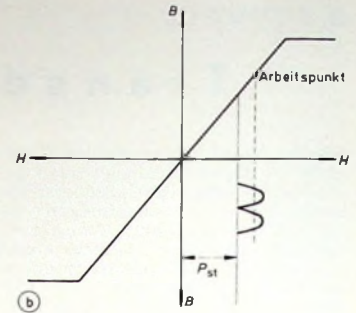


Bild 4 Spannungsgesteuerter Transduktor. a) Schaltung, b) Darstellung an der Hysteresisschleife



beitswicklung. Je nach Stromrichtung addieren beziehungsweise subtrahieren sich diese Feldlinien mit denen der Steuerwicklung, so daß diese eine Teilinduktivität entweder größer oder kleiner ist als die halbe Gesamtinduktivität. Zum gleichen Zeitpunkt findet der gleiche Vorgang in der anderen Spulenhälfte mit umgekehrtem Vorzeichen statt. Die Gesamtinduktivität ist also konstant und wird vom Steuerstrom bestimmt, setzt sich aber aus zwei nicht gleich großen Teilinduktivitäten zusammen. Da der Strom in der Steuerspule maßgebend für die Induktivität der Arbeitswicklung ist, spricht man vom stromgesteuerten Transduktor.

Der für Transduktoren gebräuchliche Ausdruck Magnetverstärker rührt daher, daß man mit einem kleinen Gleichstrom im Steuerkreis einen großen Wechselstrom im Lastwiderstand steuern kann. Die Verstärkung solcher stromgesteuerter Transduktoren reicht bis etwa 500 ... 1000.

Eine günstigere Verstärkung erreicht man mit spannungsgesteuerten Transduktoren, die sich von stromgesteuerten Transduktoren nur in der Beschaltung unterscheiden. Die Arbeitswicklungen liegen parallel und werden mit Dioden beschaltet, so daß im Wechselspannungsbetrieb jeweils nur eine Wicklung stromführend ist. Beide Wicklungen liegen derart im Stromkreis, daß die Feldlinien stets in einer Richtung durch den Steuerschenkel weisen und somit die Steuerwirkung

erhöhen. Damit braucht weniger Steuerleistung aufgebracht zu werden (Bild 4). Mit umgekehrter Polarität des Steuerstromes ist die Wirkung umgekehrt, und die Steuermöglichkeit ist äußerst gering. Bei richtiger Beschaltung ergeben sich Verstärkungswerte bis  $10^3$ .

Der Unterschied zwischen strom- und spannungsgesteuertem Transduktor kann mit Hilfe der Kennlinien verdeutlicht werden. Man unterscheidet zwei Kennlinienfelder: das  $I_L$ - $I_{St}$ -Kennlinienfeld und das Ausgangskennlinienfeld. Das  $I_L$ - $I_{St}$ -Kennlinienfeld zeigt die Abhängigkeit des Laststromes vom Steuerstrom bei unterschiedlichen Lastwiderständen (Bild 5a). Beim stromgesteuerten Transduktor ist die Polarität des Steuergleichstromes gleichgültig; somit ergibt sich ein symmetrisches Kennlinienfeld. Daß die Kennlinie nicht bis Null geht, liegt an den Hysteresiseigenschaften des verwandten Kernmaterials. Daher fließt auch bei nicht vorhandenem Steuerstrom ein kleiner Arbeitsstrom. Das Ausgangskennlinienfeld zeigt die Abhängigkeit der Lastspannung und des Laststromes vom Steuerstrom (Bild 5b). Werden zusätzlich für verschiedene Belastungen Widerstandsgeraden eingezeichnet, so zeigt es sich, daß der stromgesteuerte Transduktor in einem bestimmten Arbeitsbereich Konstantstromeigenschaften hat, das heißt, er verhält sich wie ein Generator mit hohem  $R_L$ .

Da der spannungsgesteuerte Transduktor abhängig von der Richtung des Steuerstromes ist, sieht das  $I_L$ - $I_{St}$ -Kennlinienfeld anders aus (Bild 6a). Auch hier geht der Laststrom nicht bis auf Null zurück. Der Steuerstrom muß von geringen negativen Werten über Null ins Positive reichen, um den Transduktor auszusteuern. Es ist also ersichtlich, daß bei entgegengesetzter Polarität eine Steuerung nicht möglich ist. Auch im Ausgangskennlinienfeld finden die Einheiten Verwendung, die bereits vom stromgesteuerten Transduktor bekannt sind. Der spannungsgesteuerte Transduktor läßt über einen großen Bereich die Spannung am Verbraucher nahezu konstant, so daß man hier von einem Generator mit kleinem  $R_L$  sprechen kann (Bild 6b).

Transduktoren werden sowohl für kleine als auch für große Leistungen sowie für Niederfrequenz- und Hochfrequenzanwendungen hergestellt. Für kleine Leistungen (meistens auch für HF-Anwendungen) werden die Induktivitäten überwiegend auf Bandringkerne aus hochpermeablen Nickel-Eisen-Legierungen oder auf Ferritkerne gewickelt. Transduktoren für große Leistungen haben im allgemeinen gesteckte Kerne aus gewalztem Transformatorblech. Den prinzipiellen Aufbau eines solchen Transduktors zeigt Bild 2a, und Bild 7 zeigt den Aufbau zweier steuerbarer HF-Induktivitäten. Häufig werden diese Transduktoren zum Schutz gegen me-

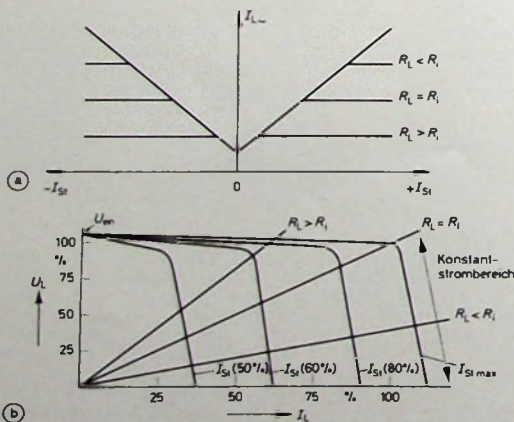


Bild 5.  $I_L/I_{St}$ -Kennlinienfeld (a) und Ausgangskennlinienfeld (b) des stromgesteuerten Transduktors

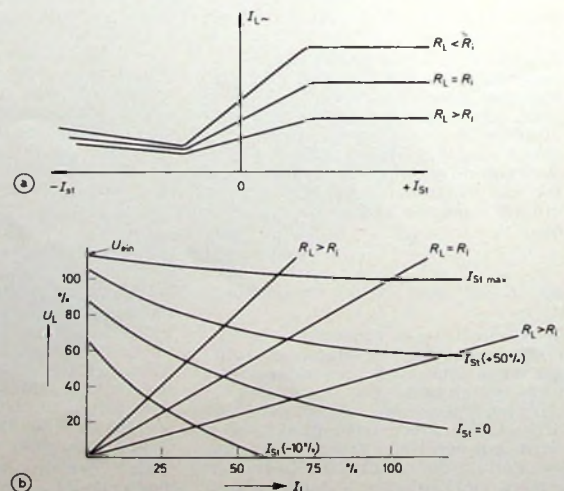


Bild 6.  $I_L/I_{St}$ -Kennlinienfeld (a) und Ausgangskennlinienfeld (b) des spannungsgesteuerten Transduktors



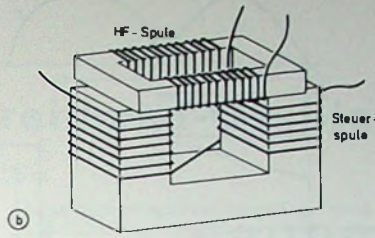
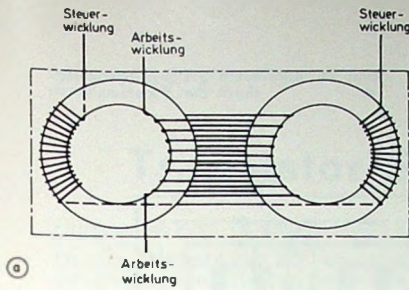


Bild 7. a) Transduktor mit zwei getrennten Kernen; b) HF-Transduktor (Magnetvariometer)

chanische und klimatische Einflüsse in dichte Epoxydharzgehäuse eingebaut. Die mit Lötstiften versehenen Bauteile sind auch für die Verwendung in gedruckten Schaltungen geeignet.

Der Frequenzbereich dieser Transduktoren reicht je nach Typ bis etwa 250 MHz. Innerhalb des vom Hersteller empfohlenen Frequenzbereichs werden Gütewerte bis 100 erreicht. Bild 8 zeigt den Verlauf der Induktivität in Abhängigkeit vom Steuerstrom. Die nebeneinander verlaufenden Teilkurven der Kennlinie hängen von der Hysterese ferromagnetischer Stoffe für zunehmenden und abnehmenden Steuerstrom ab. Die Abweichung ist jedoch gering. Steuert man den Transduktor nur mit zunehmendem Strom an, so läßt sich auch diese Abweichung ausblenden. Wegen Überhitzungsgefahr sollten Transduktoren nicht überlastet werden; HF-Transduktoren verstimmen dann auch leicht die Resonanzfrequenz des entsprechenden Schwingkreises. Im allgemeinen ist eine Umgebungstemperatur von  $-40$  bis  $+100^{\circ}\text{C}$  zulässig.

Grundsätzlich kann ein Transduktor mehrere Arbeits- und Steuerwicklungen haben, so daß entweder mehrere galvanisch getrennte Arbeitskreise von einer Steuerquelle beeinflusst werden, oder galvanisch voneinander getrennte Steuerwicklungen wirken auf einen Arbeitskreis. Die Kombination beider Möglichkeiten ist dabei ebenfalls möglich.

Transduktoren sind einfach im Aufbau und sofort betriebsbereit. Hinzu kommt noch, daß keine Wartung erforderlich ist und keine abnutzbaren Teile vorhanden sind. Als Nachteil ist zu erwähnen, daß das Gewicht und der Platzbedarf relativ groß sind. Außerdem geben sie unangenehme Brummgeräusche von sich und lassen sich nur langsam steuern. Diese Nachteile führten dazu, daß sie aus der Leistungselektronik vom Thyristor fast völlig verdrängt wurden; in der HF-Technik und Farbfernsehtechnik jedoch haben sie einen festen Platz gefunden.

### Anwendungen

In der Leistungselektronik wurden Transduktoren zur Spannungsregelung von Generatoren und Ladegeräten, für die Drehzahlsteuerung, zur Bremsung von Induktionsmotoren, zur Temperaturregelung, Helligkeitssteuerung usw. eingesetzt. Weit verbreitet sind sie heute noch in der Schifffahrt (Ruderanlagen, Regelung von Generatoren) und Luftfahrt sowie bei der Steuerung von Förderanlagen, Walzstraßen usw.

Es lassen sich nicht nur Wechselstromverbraucher mit Transduktoren steuern, sondern auch Gleichstromverbraucher. Bild 9 zeigt die Beschaltung eines spannungsgesteuerten Transduktores als Ladegerät.

Die am weitesten verbreitete Anwendung findet der Transduktor zur Zeit in Farbfernsehgeräten. Deswegen wird diese im folgenden etwas näher erläutert. Wie von den Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten her bekannt sein dürfte, entsteht wegen der unterschiedlichen Radien der Bildschirmkrümmung und der unterschiedlichen Distanz Bildmitte-Katode der Bildröhre die sogenannte Kissenverzerrung. Bei gleichem Ablenkwinkel des Elektronenstrahls in horizontaler Richtung hat der Strahl am oberen und unteren Bildrand einen größeren Weg zurückzulegen als in der Bildschirmitte; dasselbe trifft für die vertikale Richtung zu, wo der Weg zum rechten beziehungsweise linken Bildschirmrand größer ist.

Bei Schwarz-Weiß-Geräten tritt diese Kissenverzerrung nur einmal auf, während sie bei Farbgeräten infolge der drei um  $120^{\circ}$  versetzt angeordneten Elektronenkanonen gleich dreimal auftritt. Diese drei sich überlappenden Muster können aber trotzdem wie eins angesehen werden, da sie durch eine ihnen gemeinsame Größe, den Ablenkestrom, verursacht werden. Ein Kompromiß zwischen Unschärfe und Geradlinigkeit des Bildes durch entsprechende Gestaltung der Ablenkspulen und zusätzliche Magnete, wie in der Schwarz-Weiß-Technik üblich, darf hier nicht eingegangen werden, da die Punktschärfe wegen

der Farbreinheit über die ganze Bildschirmfläche erhalten bleiben muß. Eine mechanische Formgebung der Ablenkspulen würde zu Deckungsfehlern führen, deren Beseitigung einen zu großen Aufwand erfordern würde. Der Ablenkestrom muß derart beeinflusst werden, daß die Zeilen genau waagrecht verlaufen und stets die gleiche Länge haben. Der Anfang der ersten Zeile eines Teilbildes sei mit 2, die Mitte mit O und das Ende dieser Zeile mit 4 bezeichnet (Bild 10). Eine Korrektur wäre überflüssig, wenn diese Zeile den direkten Weg 2-4 einschlagen und nicht durch 1-3-5 verlaufen würde. Das Ergebnis dieser Betrachtung ist der Nord-Süd-Korrekturbetrag O-3 der ersten Zeile am oberen Bildrand, und zwar nur in Zeilenmitte, denn 1 und 5 liegen auf den Verbindungsgeraden, die den korrigierten Verlauf der ersten Zeile darstellen.

Für die mittlere Zeile des Bildes ist in Nord-Süd-Richtung keine Korrektur notwendig, da diese Zeile von L auf einer Geraden durch M nach R verläuft. Bei der unteren Zeile ist wieder eine Korrektur erforderlich; sie hat den umgekehrten Verlauf wie die erste Zeile, so daß also der Betrag 8-U zur Korrektur erforderlich ist. Jede Zeile zur Bildmitte hin muß um einen etwas geringeren Betrag korrigiert werden als die vorhergehende, woraus zu ersehen ist, daß der Korrekturbetrag am oberen Bildrand positiv, in der Mitte des Bildes Null und am unteren Bildrand negativ gerichtet ist.

Die Form des Bildablenkstromes ist die gleiche wie bei einem Schwarz-Weiß-Empfänger. Durch die Bildablenkspulen fließt ein Sägezahnstrom, der während eines Bildhinlaufs von einem negativen Maximum über Null zu einem positiven Maximum verläuft. Zerlegt man diesen Sägezahnverlauf in 312 Teile (Zeilenanteile während eines Halbbildes), wobei jeder einer Zeilendauer entspricht, so kann man auf diesem Hinlauf die beschriebenen Partien mit den entsprechenden gekennzeichneten Punkten 1...10 darstellen. Dabei ist zu erkennen, daß im Zeitraum der ersten oberen Zeile der Bildablenkstrom von Punkt 1 über 3 nach 5 nicht stetig abnehmen darf, sondern er muß, will man den Punkt 3 nach O verschieben, von 1 aus größer werden, über 3 ein Maximum haben und bei 5 wieder den Wert des normalen Bildablenkstromes erreichen. Die Korrektur der ersten Zeile kann durch eine Stromüberlagerung des Ablenkestromes mit einem parabelförmigen, zeilenfrequenten Strom vorgenommen werden. Für die zur Mitte hin folgenden Zeilen müssen die Ströme kleiner werden und in der Mitte des Bildhinlaufs den Wert Null haben. Von dort aus müssen

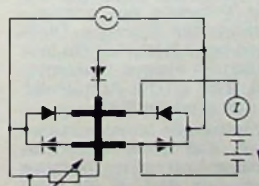
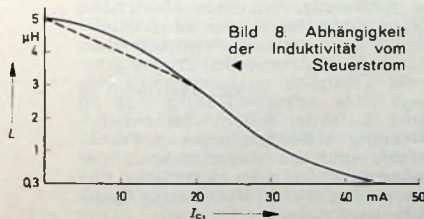
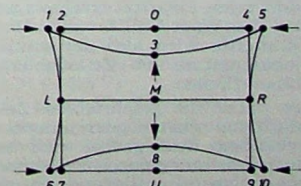


Bild 9. Transduktor mit Gleichstromausgang

Bild 10. Korrekturen der Kissenverzerrung





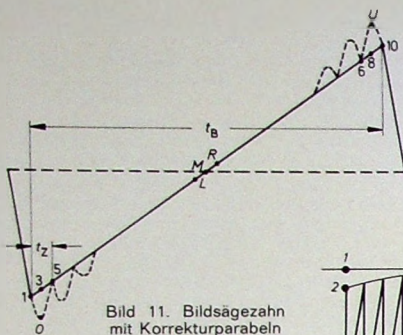


Bild 11. Bildsägezahn mit Korrekturparabeln

Bild 12. Korrigierter Zeilenablenkstrom

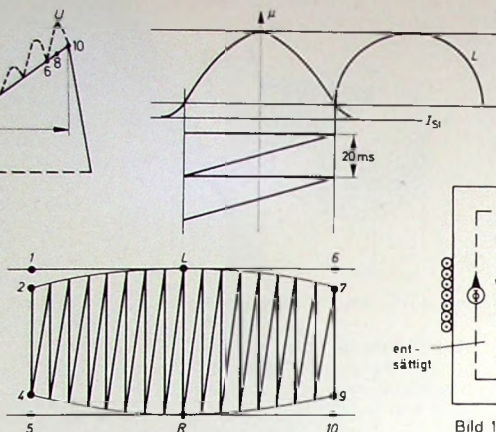


Bild 13. Aussteuerung des Transduktors durch den Bildablenkstrom

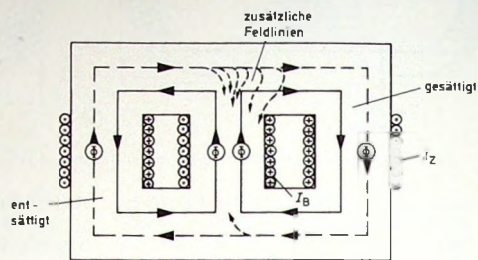


Bild 14. Feldlinienverlauf im Transduktorkern

diese Zeilenparabeln wieder größer werden, nachdem auch ihre Richtung gewechselt hat (Bild 11).

Die Ost-West-Korrektur betrifft den Zeilenablenkstrom, der die Zeilenbreite in allen Bildpartien bestimmt. Da der Zeilenablenkstrom über eine Bildperiode immer die gleiche Größe behält, die Kissenform des Bildes aber die oberen und unteren Zeilen zu breit erscheinen läßt, müssen diese Zeilen gekürzt, die Zeilenbreite also durch Verringern des Zeilenablenkstromes verkleinert werden. Dazu wird der Zeilenablenkstrom so moduliert, daß er am Bildanfang ein Minimum, in der Mitte ein Maximum und am unteren Ende des Bildes wieder ein Minimum hat. Diese Modulation erfolgt mit der Bildablenkfrequenz (Bild 12). Das bedeutet, daß man die Ströme zur vertikalen und zur horizontalen Ablenkung wechselseitig miteinander moduliert, das heißt, daß man die Zeilenablenkung im Takt der Bildfrequenz und umgekehrt auch den Bildablenkstrom zeilenfrequent entsprechend verformt.

Diese Verformung erfolgt über einen Transduktor, auf dessen Außenschenkeln die beiden Arbeitswicklungen und auf dessen Mittelschenkel die Steuerwicklung aufgebracht ist. Legt man eine Wicklung in den Kreis der Zeilen- und die andere in den Kreis der Bildablenkung, so erreicht man, daß die beiden Ablenkströme sich gegenseitig modulieren. Die Arbeitswicklung des Transduktors liegt parallel zur Zeilenablenkspule und die Steuerwicklung in Serie mit der Bildablenkspule.

Der Bildablenkstrom durchfließt die Steuerspule; dabei magnetisiert er den Eisenkern des Transduktors so vor, daß sich die Induktivität der Arbeitswicklung von Zeile zu Zeile des geschriebenen Bildes ändert. Die größte Induktivität besteht dabei in der Bildmitte. Dort erfolgt keine Vormagnetisierung über die Steuerwicklung, da der in ihr fließende Strom dort seine Polarität wechselt und dabei den Wert Null durchläuft. In der Bildmitte wird also der größte Ablenkstrom in die Zeilenablenkspule hineinfließen.

Je näher die geschriebene Zeile jedoch zum oberen oder unteren Bildrand liegt, desto größer wird die Vormagnetisierung durch die Steuerspule, da der sie durchfließende Strom grö-

ßere positive oder negative Werte annimmt als in der Bildmitte. Die Induktivität der Arbeitswicklung nimmt ab, es fließt ein größerer Anteil des Zeilenablenkstromes durch den Transduktor und weniger durch die Ablenkspule. Die horizontale Ablenkung der Elektronenstrahlen wird also um so mehr verkleinert, je näher die gerade geschriebene Zeile zum oberen oder unteren Bildrand liegt. Dadurch erhält man eine Kissenzerrung in Ost-West-Richtung, da der Kisseneffekt gerade die obersten und untersten Zeilen besonders lang zu schreiben scheint (Bild 13).

Die Korrektur für die einzelnen Zeilen in vertikaler Richtung geht ähnlich vor sich. Hier ist erforderlich, daß sich dem Vertikalstrom entsprechend seiner Größe Parabelstromzusätze im richtigen Sinn überlagern. Ohne besondere Einwirkungen auf den Mittelschenkel würden die zeilenfrequenten Steuerströme durch den Mittelschenkel keinen resultierenden magnetischen Fluß bewirken. Im Bild 14 sind die Stromrichtungen in einem bestimmten Augenblick durch Punkte und Kreuze dargestellt. Die Richtung der Feldlinien ist durch Pfeile markiert. Bei positivem Strom in der Steuerwicklung gehen die Feldlinien des mittleren Schenkels je zur Hälfte durch die beiden anderen Schenkel. Wenn gleichzeitig ein zeilenfrequentes Feld in der angegebenen Richtung vorhanden ist, wird der Kern in einem Schenkel mehr, im anderen Schenkel weniger gesättigt. Das Feld wird aus dem höher gesättigten Schenkel zum Teil herausgedrängt.

Dadurch ist die Symmetrie gestört, da der eine Schenkel eine größere Spannung in den mittleren Schenkel induziert als der andere. Diese Spannungen heben sich nicht gegenseitig auf. In die vom Bildablenkstrom durchflossene Steuerwicklung wird also eine zeilenfrequente Impulsspannung induziert. Wechselt der Bildablenkstrom seine Polarität, wechselt auch die Polarität des parabelförmigen induzierten Stromes. Diese Impulse haben beim höchsten Bildablenkstrom, also am oberen und unteren Bildrand, ihre größte Amplitude; in der Bildmitte sind sie Null.

Bei vielen Schaltungen ist es technisch unvermeidbar, daß diese zeilenfrequenten Ströme mit einer solchen Polarität auftreten, daß sie die Kor-

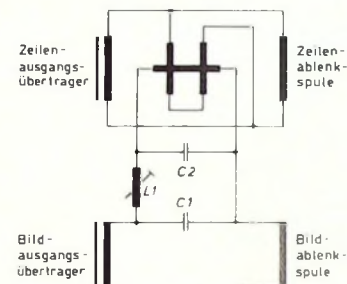


Bild 15. Prinzipschaltung für die Kissenzerrung

rektur in der falschen Richtung vornehmen würden. Will man hier eine richtige Kissenzerrung vornehmen, so müssen die eingespeisten zeilenfrequenten Ströme um 180° verschoben werden. Das kann man erreichen, indem man die Steuerwicklung in einen Schwingkreis einschließt, dessen Frequenz etwas niedriger als die Zeilenfrequenz ist (Bild 15). Es tritt dann zwischen der in der Steuerwicklung und über C1 stehenden Spannung eine Phasenverschiebung in der gewünschten Richtung auf. Dieser Effekt wird durch den unmittelbar an der Steuerwicklung liegenden Kondensator C2 unterstützt. Es tritt dann die erste Phasenverschiebung zwischen der Steuerwicklung und C2 und anschließend eine zweite über L1 und C1 ein. Zusammenfassend kann man sagen, daß der Transduktor in Ost-West-Richtung als stromgesteuerter Transduktor arbeitet, in Nord-Süd-Richtung dagegen als gesättigte Drossel (Rückwirkung).

Die praktisch angewandte Schaltung ist komplizierter. Die Ausgangswicklung des Zeilentransformators ist meistens in der Mitte unterteilt, und beide Hälften sind über einen Kondensator verbunden. Diese Unterteilung ist notwendig, um eine elektrische Zentrierung des Bildes zu ermöglichen. Um wegen des hierfür erforderlichen Gleichstromes den Transduktor nicht zusätzlich vorzumagnetisieren, liegt seine Arbeitswicklung nur an einer Hälfte der Zeilentransformatorwicklung. Außerdem liegen am Transduktor und am Resonanzkreis der Steuerwicklung noch zusätzliche Widerstände, die die dort stehende Spannung korrigieren.



# Transistor-Breitband-Oszillograf „TBO 70“

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 28 (1973) Nr. 1, S. 30

Da die Verdrahtung der einzelnen Baugruppen bereits besprochen wurde, ferner eine gedruckte Verdrahtung (GV) vorhanden ist, fällt das Thema Gesamtverdrahtung recht kurz aus. Die Printplatten GV und SP sind durch folgende Punkte zu verbinden: 1, 2, 3, 4 und 7. Die Punkte GV-5/6 mit SP-5/6 (Helltahtleitung) sind mit 60-Ohm-Koaxialkabel (z. B. Antennenleitung) zu verbinden. Der Schirm liegt mit beiden Enden an Punkt 6. Das

kann noch einmal zwischen Schaltbild und Schaltung verglichen werden, um eine unerwünschte „Rauchprobe“ beim Einschalten zu vermeiden. Leider wird oft die Wichtigkeit einer genauen optischen Prüfung unterschätzt. Das Ergebnis teilt sich dann durch ausgefallene Bauelemente mit. Wenn die optische Kontrolle abgeschlossen ist, kann an die elektrische Prüfung der Baugruppen gedacht werden. Die hierfür vorhandenen

che Kurvenformen an den angegebenen Meßpunkten (Mp) auftreten. Ferner sind im Bild 60 und Bild 61 Hilfsschaltungen angegeben, die die Inbetriebnahme der Oszillografenröhre erleichtern. Im Komplex der Hochspannungserzeugung (HS) treten Gleichspannungen bis zu 4,1 kV auf. Aus diesem Grunde sollte hier grundsätzlich bei Schaltungseingriffen die Betriebsspannung abgeschaltet werden. Zwar kann man erwarten, daß

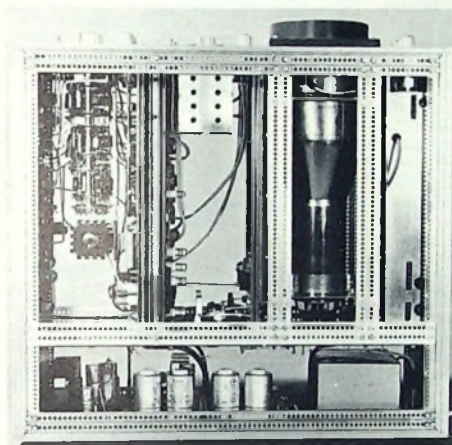


Bild 56. Draufsicht (ohne Deckblech)

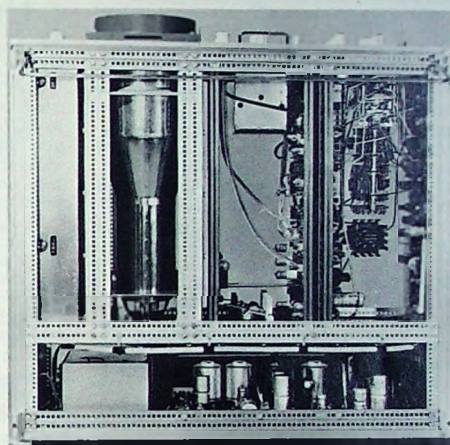


Bild 57. Unteransicht (ohne Bodenblech)

Kabel kann am unteren Tiefenreduzierprofil abgefangen werden. Die 14-V-Spannung wird über abgeschirmte NF-Leitung den entsprechenden Punkten der Printplatte GV (Bu 3) zugeführt. Die Verbindung zur Armaturenplatte (SP-7/8/9) sind mit Schalt-draht auszuführen.

Bei den Verbindungen zwischen der Printplatte GV und der Oszillografenröhre (Bu 3-10/19-X und Bu 5-10/18-Y) ist auf äußerst kapazitätsarme Verdrahtung zu achten. Zum Schluß ist nur noch die Verbindung des Netzgerätes (St 1) mit der gedruckten Verdrahtung zu erwähnen. Diese ist als kurzer Kabelbaum auszuführen. Der Kabelbaum ist praktischerweise zu annähernd gleichen Teilen aufzuspleißen, um genügend Raum für die kapazitätsarme Verlegung der Leitungen zur X-Ablenkung der Bildröhre zu erhalten. In den Bildern 56 und 57 ist der Oszillograf in Draufsicht und Unteransicht ohne Abdeckbleche zu sehen, und Bild 58 zeigt die Rückansicht.



Bild 58. Rückansicht

Prüfanleitungen sind für die komplizierteren Baugruppen in leicht übersehbare Abschnitte unterteilt, so daß Abgleichfehler durch Überforderung des Prüfenden weitgehend vermieden werden können.

Die Prüfanleitungen enthalten zunächst eine Rubrik Grundeinstellungen. Hier ist festgehalten, in welcher Stellung veränderbare Bedienelemente wie Potentiometer, Schalter und so weiter vor dem Anlegen der Betriebsspannung an die betreffende Baugruppe stehen sollen. Diese Einstellungen sind als erste Abgleicharbeit durchzuführen. Daran schließen sich dann die Abschnitte Gleichspannungsmessung und Wechselspannungsmessung für die jeweilige Baugruppe beziehungsweise den Baugruppenabschnitt an. Die Reihenfolge der zur Prüfung gelangenden Baugruppen sollte auf jeden Fall eingehalten werden. Zu den Prüfanleitungen gehört auch eine Zusammenfassung der auftretenden Kurvenformen (Bild 59). Hier ist aufgezeichnet, wel-

entgegengesetzt zur Starkstromtechnik erst die Hochspannung und dann der Techniker zusammenbricht (hier wurde absichtlich übertrieben), aber immerhin dürfte ein Stromschlag mit mehreren kV keine Begeisterung hervorrufen. Man sollte also vermeiden, unter Spannung zu arbeiten und sollte für Abgleichzwecke gut isoliertes Werkzeug benutzen.

## 6.2. Prüfen und Einmessen

Bei den Messungen wurden folgende Meßgeräte verwendet: Meßoszillograf „MO 10/13“ von Grundig, Zweistrahl-oszillograf „PM 3231“ von Philips, Funktionsgenerator „Typ 142“ von Wavetek, Timer Counter „Typ TC 13“ von Advance Instruments, Breitband-Voltmeter „Type A 404“ von Ferisil und „A-Multizet“, 50 kOhm/V, von Siemens.

### 6.2.1. Netzgerät (NG)

Grundeinstellung (s. Bild 3):

- P 1, P 2 und P 3 in Mittelstellung,
- St 1-21/22 (-237 V)
- mit 10,5 kOhm/25 W belasten,
- St 1-28/29 (+260 V)
- mit 12,5 kOhm/25 W belasten,
- St 1-30/31 (+215 V)
- mit 4,5 kOhm/25 W belasten.

Alle anderen (geregelten) Spannungen werden ohne äußere Last gemessen. Die im Schaltbild angegebenen Spannungen sind mit den Trimmwider-

## 6. Inbetriebnahme

### 6.1. Vorprüfung

Nachdem alle Printplatten bestückt sind und der Zusammenbau beziehungsweise die Verdrahtung ausgeführt ist, sollte sich eine genaue optische Kontrolle anschließen. Hier



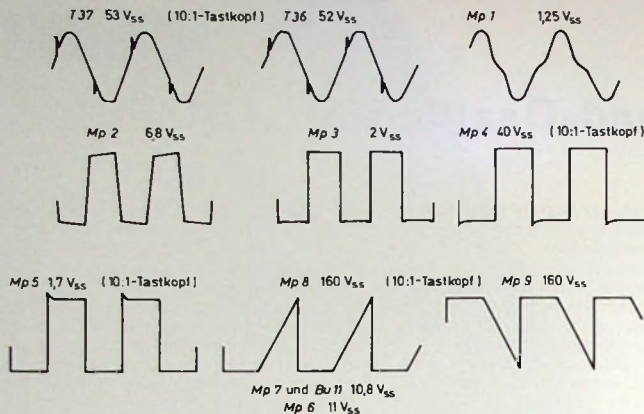


Bild 59. Zusammenstellung der an den Meßpunkten auftretenden Kurvenformen

ständen  $P1...P3$  einzustellen. Danach erfolgt eine Überprüfung der der Gleichspannung überlagerten Brummspannung (100 Hz).

Beim Mustergerät wurden folgende Werte gemessen:

|            |           |                   |
|------------|-----------|-------------------|
| St 1-3/4   | 0,7       | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-5/6   | 1         | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-7/8   | < 0,05    | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-16/17 | < 0,05    | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-19/20 | 1,8       | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-21/22 | 37        | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-28/29 | 32        | mV <sub>eff</sub> |
| St 1-30/31 | 0,5...1,0 | mV <sub>eff</sub> |

Werden die genannten Werte ohne allzugroße Abweichungen erreicht, ist das Netzgerät einsatzbereit. Die Lastwiderstände bleiben angeschaltet!

## 6.2.2 Hochspannungserzeugung (HS) und Oszillografenröhre

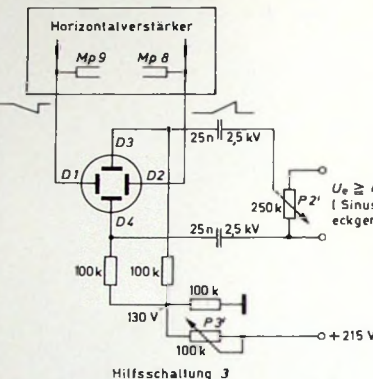
Grundeinstellung (s. Bild 4):

- P 27 (Arbeitspunkt) Linksanschlag,
- P 20 (Abgleich) Mittelstellung,
- P 21 (Kalibrierung) Mittelstellung,
- P 22 (Intensität grob) Mittelstellung,
- P 23 (Intensität) Mittelstellung,
- P 24 (Fokus) Mittelstellung,
- P 25 (Geometrie) Mittelstellung,
- P 26 (Astigmatismus) Mittelstellung.

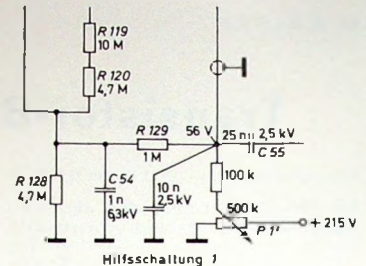
Alle Einstellungen erfolgen ohne Horizontal- und Vertikalablenkstufen.

### 6.2.2.1 Abgleich des Hochspannungsozillators

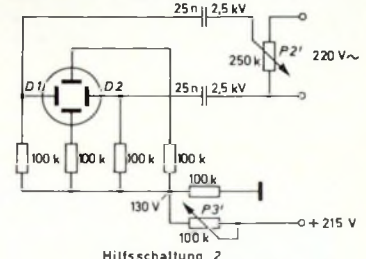
Die Oszillografenröhre wird zunächst nicht angeschlossen. Mit P 20 wird die negative Katodenspannung ( $-U_K$ ) auf  $-1300$  V eingestellt. Danach ist die Katodenspannung mit einem Widerstand von  $10\text{ MOhm}/1\text{ W}$  zu belasten. Der Lastwiderstand kann zum Beispiel über eine Drucktaste angeschaltet werden, mit der abwechselnd Leerlauf und Lastfall für  $-U_K$  geschaltet wird. Das daraus resultierende  $\Delta U$  ist mit P 27 auf den kleinsten Wert zu bringen. Beim Mustergerät wurde ein  $\Delta U$  von  $\leq 10$  V erreicht. Das entspricht einer Änderung der Katoden-



Hilfsschaltung 1



Hilfsschaltung 2



Hilfsschaltung 3

spannung von  $\approx 0,8\%$  bei einem Lastsprung von 0 auf  $130\text{ }\mu\text{A}$  bei  $1,3\text{ kV}$ . Danach wird die Nachbeschleunigungsspannung  $+U_{g6}$  gemessen. Diese muß bei  $2800\text{ V}$  liegen. Die Gesamtbeschleunigungsspannung beträgt somit, auf die Katode bezogen,  $4100\text{ V}$ . An den Kollektoren von T 36 und T 37 muß eine fast sinusförmige Spannung (Kurvenform s. Bild 59) von  $52\text{ V}_{ss}$  bis  $53\text{ V}_{ss}$  zu messen sein. Mit P 21 wird die Eichspannung auf  $100\text{ mV}_{ss}$  eingeregelt.

### 6.2.2.2 Anschließen der Oszillografenröhre

Die Oszillografenröhre wird unter Berücksichtigung der Hilfsschaltungen 1 und 2 (Bild 60) an die Baugruppe HS angeschlossen. Die Hilfsschaltung 1 ist notwendig, um den fehlenden Aufhellimpuls nachzubilden. Hierzu wird eine Spannung von  $+56\text{ V}$  an den Fußpunkt des  $U_{g1}$ -Spannungsteilers gelegt (R 128, Anschluß 4 an Masse). Hilfsschaltung 2 legt alle Ablenkplatten der Oszillografenröhre an die geforderten  $+130\text{ V}$  (Plattenspannung). Gleichzeitig wird durch die Ansteuerung der horizontalen Ablenkplatten D 1, D 2 mit Netzfrequenz die Zeitachse geschrieben und das Einbrennen eines Punktes bei nicht ausgelenktem Strahl vermieden. P 2 ist so einzustellen, daß die Oszillografenröhre in horizontaler Richtung nicht überschrieben wird.

Jetzt kann die Wirkung der Potentiometer P 23...P 26 überprüft werden, wobei zu beachten ist, daß die Schleifenstellung von P 23 durch P 22 be-

Bild 61. Hilfsschaltung zum Abgleich des Horizontalverstärkers

einflußt wird und die endgültige Einstellung von P 25 (Geometrie) erst bei ausgeschriebenem Schirm sinnvoll ist. Bei mittlerer Helligkeit wurde im Mustergerät ein Strahlstrom, gemessen in der Zuleitung der Nachbeschleunigungselektrode, von etwa  $13\text{ }\mu\text{A}$  festgestellt.

Die Gleichspannungsmessungen wurden mit einem  $\mu\text{A}$ -Multizet ( $R_i = 50\text{ kOhm/V}$ ) und Vorwiderständen zur Meßbereichserweiterung durchgeführt. Daraus resultierte ein Gesamtinstrumentenwiderstand im  $2\text{-kV}$ -Bereich von  $100\text{ MOhm}$  und im  $4\text{-kV}$ -Bereich von  $200\text{ MOhm}$ .

Nach Abschluß der Messungen sind die Hilfsschaltungen zu entfernen, und die Baugruppe HS ist aus dem Gehäuse herauszuziehen.

## 6.2.3 Horizontalablenkung (HA)

### 6.2.3.1 Triggerschaltung (s. Bild 5)

Grundeinstellung:

- P 4 (Arbeitspunkt) Mittelstellung,
- P 5 (Niveau) Mittelstellung,
- P 6 (Justierung) Mittelstellung,
- P 7 (Arbeitspunkt) Mittelstellung,
- S 2 (Triggerart) extern  $\sim$  (kein Triggersignal),
- S 3 (Triggerpolarität) beliebig.

Die Betriebsspannungen für den Horizontalverstärker ( $-237\text{ V}$  und  $+260\text{ V}$ ) werden abgetrennt, und der Schalter S 4 wird auf externe Ablenkung gestellt.

Gleichspannungsmessung:

Mit P 4 wird  $0\text{ V}$  an MP 1 eingestellt. Hierfür verwendet man am besten ein möglichst hochohmiges Instrument ( $R_i = 100\text{ kOhm/V}$ ). Ein zweites In-



strument wird an *Mp 2* angeschlossen und beim Hin- und Herschalten mit *S 3* etwa 5,7 V durch Betätigen von *P 6* eingestellt. *P 5* muß hierbei in Mittelstellung stehen! Tritt beim Schalten mit *S 3* an *Mp 2* eine Spannungsänderung auf, so ist diese durch wechselseitiges Abgleichen von *P 4* und *P 6* zu beseitigen (*P 4* und *P 6* beeinflussen sich gegenseitig). Steht an *Mp 1* eine Spannung von 0 V und ändert sich die Spannung an *Mp 2* beim Hin- und Herschalten mit *S 3* nicht mehr, so ist dieser Abgleich beendet. Dann wird mit *P 7* 5 V an der Basis von *T 14* eingestellt.

Die Wirkung von *P 5* und *S 3* kann wie folgt an *Mp 2* kontrolliert werden:

*S 3* auf +, *P 5* in Linksanschlag (Stellung -), 2,4 V,

*S 3* auf +, *P 5* in Rechtsanschlag (Stellung +), 8,9 V,

*S 3* auf -, *P 5* in Linksanschlag (Stellung -), 8,9 V,

*S 3* auf -, *P 5* in Rechtsanschlag (Stellung +), 2,2 V.

Wechselspannungsmessung:

*S 2* auf Netz (50 Hz),

*S 3* auf -,

*P 5* in Mittelstellung.

Jetzt müssen folgende Signale mit einem Oszillografen zu messen sein (Kurvengestalt s. Bild 59):

an *Mp 1* 1,25  $V_{ss}$ ,

an *Mp 2* 6,8  $V_{ss}$ ,

an *Mp 3* 2,0  $V_{ss}$ .

Sind die angegebenen Messungen durchgeführt, so kann die Zeitablenkschaltung überprüft werden.

#### 6.2.3.2. Zeitablenkschaltung (s. Bilder 6 und 7)

Grundeinstellung:

*P 5* (Niveau)

Mittelstellung,

*P 8* (Stabilität aut.)

Mittelstellung,

*P 9* (Stabilität)

Linksanschlag,

*P 10* (Stabilitätsbereich)

Mittelstellung,

*P 11* (Kalibrierung)

Mittelstellung,

*P 12* (Zeit fein)

Rechtsanschlag,

*P 13* (Zeitlinienlänge)

Mittelstellung,

*P 14* (Sägezahn-Fußpunktspannung)

Mittelstellung,

*P 15* (Horizontalverstärker)

Mittelstellung,

*P 16* (Horizontalverstärker)

Mittelstellung,

*S 2* (Triggerart)

extern ~ (kein Triggersignal),

*S 3* (Triggerpolarität) -,

*S 4* (Ablenkung intern/extern)

intern,

*S 6* (Zeitablenkschalter)

2 ms/cm,

*L 1* Kern bündig mit oberem Rand

des Spulenkörpers,

*C 27* fast ganz herausgedreht.

Gleichspannungsmessung:

Bei den oben angegebenen Einstellungen werden die im Schaltbild angegebenen Spannungen überprüft. Die endgültigen Werte können allerdings erst nach dem dynamischen Einmessen (Wechselspannungsmessung)

erreicht werden. Trotzdem sollten die gemessenen Spannungen nicht allzu grob abweichen (Meßinstrument: 50 kOhm/V).

Wechselspannungsmessung:

An den Kontakt *St 3-25/26* (Basis von *T 15* über *R 43*) werden -40 V angelegt. Bei Linksanschlag von *P 9* wird *P 10* so eingestellt, daß gerade freilaufender Betrieb einsetzt. Zur Kontrolle wird ein Oszillograf an den Meßpunkt *Mp 6* angeschlossen. Danach sind die -40 V wieder zu entfernen.

*S 2* wird auf Netz-Trigger gestellt und der Schleifer von *P 9* langsam nach rechts gedreht. Bei halb aufgedrehtem Regler setzt die Triggerung ein (ebenfalls abhängig von *P 10*). An *Mp 6* ist nun ein mit Netzfrequenz getriggertes Sägezahnsignal zu beobachten. Jetzt wird *P 14* so eingestellt, daß ein negativer Einbruch am Sägezahnfußpunkt (Anfang des aufsteigenden Astes) verschwindet. Nachdem am *Mp 6* ein sauberer Sägezahn zu beobachten ist, wird dieser mit Hilfe von *P 13* auf eine Amplitude von 11  $V_{ss}$  eingestellt. Durch Hereindrehen des Trimmers *C 27* (Vergrößern der Kapazität) kann nun der Einsatzpunkt der Triggerung beziehungsweise des freilaufenden Betriebes in Abhängigkeit von der Schleiferstellung des Potentiometers *P 9* variiert werden. Man stellt *C 27* zweckmäßigerweise so ein, daß der stabile Triggerbereich bei etwa  $\frac{1}{4}$  bis  $\frac{1}{2}$  aufgedrehtem *P 9* auftritt und danach (spätestens bei  $\frac{3}{4}$  aufgedrehtem *P 9*) der freilaufende Betrieb einsetzt. Bei freilaufendem Betrieb befindet sich der Sägezahngenerator im freischwingenden Zustand. Dieser bleibt auch erhalten, wenn die Synchronisation fehlt (zur Kontrolle *S 2* auf extern ~ schalten).

Einstellen der automatischen Triggerung:

Zunächst wird, wie oben beschrieben, stabiler Triggerbetrieb hergestellt. Dann wird *S 2* in die Stellung automatisch gebracht. An *St 2-17/18* ist über einen Kondensator von 4,7  $\mu F$ /63 V eine 50-Hz-Sinusspannung von etwa 1  $V_{ss}$  anzulegen. *P 8* wird nun so eingestellt, daß an *Mp 6* keine Änderung zur normalen (nicht automatischen) Triggerung feststellbar ist. *P 8* stellt man zweckmäßigerweise zwischen den Einsatz der Triggerung und den Einsatz des freischwingenden Betriebes ein. Anschließend ist die 50-Hz-Triggerung wieder zu entfernen. Der Impulsformer gibt nun ständig selbst Impulse ab, mit denen der Sägezahngenerator getriggert wird. Die an *Mp 6* beobachteten Sägezähne müssen die gleiche Wiederholfrequenz aufweisen wie die Impulse des Impulsformers.

Sonstiges:

Mit einem Spannungsteiler-Tastkopf 10:1 werden noch folgende Signale oszillographiert (s. Bild 59):

an *Mp 4* Helltastimpuls 40  $V_{ss}$ ,

an *Mp 5* Schaltimpuls 1,7  $V_{ss}$ ,

und ohne Tastkopf

an *Mp 6* Sägezahnimpuls 11  $V_{ss}$ ,

an *Mp 7* und *Bu 11*

Sägezahnimpuls

Alle Messungen beziehen sich auf eine Ablenkung von 2 ms/cm. Es können

aber auch Stichproben bei anderen Zeitmaßstäben durchgeführt werden, wobei die Frequenz aus einem Generator für die Triggerung an *St 2-17/18* wie folgt gewählt werden kann:

2 ms/cm 50 Hz,

0,2 s/cm 0,5 Hz (Prüfoszillograf auf

1 s/cm einstellen),

0,5  $\mu s$ /cm 200 kHz.

Beim Überprüfen der externen Triggerung ist die Amplitude der Triggerungsspannung auf etwa 4  $V_{ss}$  zu erhöhen.

Um den Trimmer *C 33* abzugleichen, wird ein Tastkopf 10:1 an die Buchse *Bu 12* angeschlossen. Dieser Tastkopf ist an eine Rechteckspannung mit 10 kHz zu legen und der Trimmer *C 33* auf optimale Rechteckwiedergabe abzugleichen. Die Kontrolle der Rechteckwiedergabe erfolgt an *Mp 7*. Der Schalter *S 4* steht hierzu auf extern.

Nach Beendigung aller Abgleicharbeiten kann der Horizontalverstärker überprüft werden.

#### 6.2.3.3. Horizontalverstärker (s. Bild 8) Grundeinstellung:

*P 15* (Arbeitspunkt)

Mittelstellung,

*P 16* (Strahlverschiebung)

Mittelstellung,

*P 17* (Plattenspannung)

Mittelstellung,

*P 18* (Amplitude)

Mittelstellung,

*P 19* (Amplitude)

Mittelstellung,

*S 2* (Triggerart)

Netz,

*S 4* (Ablenkung intern/extern)

extern,

*S 5* (Dehnung)  $\times 1$ .

Die Lastwiderstände am Netzgerät für die Betriebsspannungen der Horizontal-Endstufe (-237 V und +260 V) sind zu entfernen. Die genannten Spannungen sind der Endstufe zuzuführen (bisher abgetrennt - siehe unter Triggerungsschaltung).

Gleichspannungsmessung:

Zunächst muß die Symmetrie des Horizontalverstärkers kontrolliert werden. Bei Mittelstellung von *P 16* wird *P 15* so eingestellt, daß sich an den Kollektoren von *T 24* und *T 25* ein Potential von -28 V einstellt. Sollte dieses nur möglich sein, wenn *P 16* von der Mittelstellung abweicht, kann *R 77* geringfügig verändert werden.

Mit *P 17* wird nun an den Meßpunkten *Mp 8* und *Mp 9* eine Spannung von +130 V (Plattenspannung) eingestellt. Dabei ergibt sich ein Kollektorpotential an *T 27* und *T 28* von +50 V. Mit dem Potentiometer *P 16* muß es möglich sein, die Plattenspannung (an *Mp 8* und *Mp 9*) um etwa  $\pm 100$  V zu verändern.

Wechselspannungsmessung:

Der Schalter *S 4* wird auf interne Ablenkung gestellt. Die Zeitablenkschaltung muß im getriggerten Betrieb (Zeitmaßstab 2 ms/cm) arbeiten. An *Mp 7* steht nun eine Sägezahnspannung von 10,8  $V_{ss}$ . An den Punkten *Mp 8* und *Mp 9* wird mit einem Spannungsteiler-Tastkopf das Ausgangssignal des Horizontalverstärkers oszillographiert. Die hier gemessene Sägezahnspannung wird mit Hilfe von *P 19* auf etwa 160  $V_{ss}$  eingestellt. (Schluß folgt)

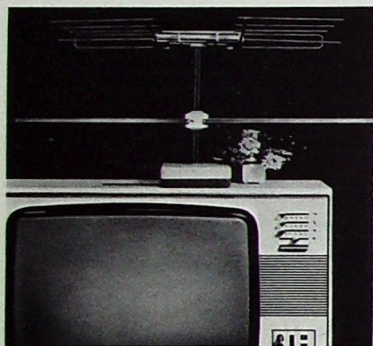


## Antennen

### Zimmer-Fernsehanenne „Zifa Spectral“

Bei den „Super-Spectral“-UHF-Antennen von *Hirschmann* sind die wirksamen Antennenelemente derart angeordnet, daß sich ein hoher Spitzengewinn bei möglichst kleinen Gesamt- abmessungen ergibt. Dieses System wurde jetzt auch für die neue Zimmer- Fernsehantenne „Zifa Spectral“ übernommen.

Die UHF-Antenne der „Zifa Spectral“ besteht aus einem Ganzwellen-Breitbanddipol, einem Reflektor und zwei waagrecht nebeneinander angeordneten Reihen mit je drei Direktoren. Mit dieser Antennenform ergibt sich ein für Zimmerantennen sehr hoher Spitzengewinn von 10 dB in den oberen UHF-Kanälen. Außerdem hat die Antenne eine gute Richtwirkung mit



Zimmer-Fernsehanenne „Zifa Spectral 21“

dem hohen Vor-Rück-Verhältnis von 15dB und dem kleinen Öffnungswinkel von 38°, so daß Geisterbilder weitgehend ausgeblendet werden können. Die UHF-Antenne und ein Faltdipol zum Empfang im VHF-Bereich III sind gegeneinander und gegen den Fuß der Antenne um 300° drehbar angeordnet, damit sie auf Sender, die aus verschiedenen Richtungen einfallen, ausgerichtet werden können.

Die neue Zimmerantenne ist als Typ „Zifa Spectral 21“ für Fernsehgeräte mit symmetrischen Eingängen für UHF und VHF sowie als Typ „Zifa Spectral 721“ für Fernsehgeräte mit koaxialer Antennenanschlußbuchse erhältlich. Sie wird in einige Teile zerlegt ausgeliefert, die ohne Werkzeug zusammenzustecken sind. Diese einfache Montage kann jeder Laie in kürzester Zeit ausführen.

### Camping-Fernsehanenne „Ca 200“

Zum Fernsehen auf dem Campingplatz reichen die ausziehbaren Antennen der tragbaren Fernsehgeräte nur selten aus. Deshalb hat *Hirschmann* spezielle Camping-Antennen entwickelt, die hoch über dem Wohnanhänger angebracht werden und in der Empfangsleistung den Antennen auf den Hausdächern entsprechen.

Zur neuen Camping-Fernsehanenne „Ca 200“ gehören eine 4-Element-Antenne für die VHF-Kanäle 5...12 des

Fernsehbereichs III (Gewinn 4...6 dB) und eine 12-Element-Antenne für die UHF-Kanäle 21...60 (Gewinn 6...13 dB). Zum Empfang der VHF-Kanäle 2...4 des Fernsehbereichs I sind an den Dipol der VHF-Antenne zwei mitgelieferte Zusatzstäbe anzustecken. Die beiden Antennen sind in etwa 80 cm Abstand voneinander am mitgelieferten Standrohr anzubringen und jeweils auf die gewünschten Sender auszurichten.

Im Deckel des Anschlußkastens der UHF-Antenne ist eine Weiche eingebaut. Daran sind fertig angeschlossen ein 1 m langes koaxiales Verbindungskabel mit dem Deckel des Anschlußkastens der VHF-Antenne sowie ein 6 m langes koaxiales Anschlußkabel mit einer Empfängerweiche zum Anschließen eines Fernsehempfängers mit zwei symmetrischen Eingängen für VHF und UHF. Für Geräte mit Koaxial-Antennenbuchse ist die Empfängerweiche gegen einen mitgelieferten Koaxialstecker auszutauschen. Die beiden Deckel werden auf die Anschlußkästen der Antennen aufgesteckt und mit Renkverschlüssen befestigt. Zum Halten des Kabels dienen drei Isolatoren am Standrohr.

Das 4 m lange Standrohr besteht aus drei zusammensteckbaren Teilen aus Leichtmetall mit Verdrehungssicherung der Rohrteile. Am Ende eines Rohrteiles ist eine Bodenplatte mit vier Verankerungszähnen fest angebracht. Zum Befestigen des Standrohres an jedem beliebigen Rangiergriff des



Camping-Fernsehanenne „Ca 200“

Wohnanhängers dient ein Halter mit Flügelschrauben. Das Standrohr kann aber auch frei aufgestellt und mit drei Zeltleinen und drei Heringen abgespannt werden. Ein Abspannring zum Anbringen der Leinen wird mitgeliefert. Während der Fahrt sind die Teile der „Ca 200“ in zwei robusten Plastikbeuteln mit Reißverschluß klein zusammengepackt.

## Schaltsekunde in der Silvesternacht

In der Silvesternacht 1972, und zwar genau eine Stunde nach Beginn des Jahres 1973 in der Mitteleuropäischen Zeit (MEZ), gab es zum zweitenmal eine „Schaltsekunde“, also eine zusätzliche Sekunde. Die letzte Minute der ersten Stunde des ersten Januar 1973 hatte somit genau 61 Sekunden. Alle Uhren, die auf die Sekunde genau gehen sollen, mußten deshalb um 1 Uhr nachts für die Dauer von 1 Sekunde angehalten werden.

Die erste Schaltsekunde gab es am 1. 7. 1972 um 1 Uhr nachts. Das Verfahren, von Zeit zu Zeit – wenn erforderlich, jeweils zum Jahresanfang und/oder in der Jahresmitte – eine zusätzliche Sekunde als Schaltsekunde einzufügen, ist zu Beginn des Jahres 1972 eingeführt worden. Das Neue an der Zeitskala besteht darin, daß man die aus der Umdrehung der Erde um ihre Achse hergeleitete astronomische Sekunde („Sekunde der mittleren Sonnenzeit“) durch die 1967 im Rahmen des Internationalen Einheitensystems (SI) neu definierte und seit 1969 in der Bundesrepublik gesetzliche Zeiteinheit „Sekunde“ ersetzt hat, die als das 9 192 631 770-fache der Eigenschwingung des Cäsiumatoms festgelegt ist. Diese Sekunde, auch „Atomsekunde“ genannt, ist etwas kürzer als die vorher verwendete Sekunde der mittleren Sonnenzeit; deshalb muß man gegenwärtig ein- bis zweimal im Kalenderjahr eine Schaltsekunde einfügen, damit sich der Tagesrhythmus gegenüber

der Uhrzeit nicht mehr und mehr verschiebt.

Der Vorteil der atomar definierten Sekunde besteht darin, daß sie zeitlich unveränderlich ist und mit außerordentlicher Genauigkeit hergestellt werden kann. Die Sekunde der mittleren Sonnenzeit ändert sich dagegen ständig, und zwar deshalb, weil sich die Drehgeschwindigkeit der Erde fortlaufend ändert. Außer jahreszeitlichen Rotationsschwankungen der Erde gibt es auch unмотivierte Änderungen sowie eine allmähliche außerordentlich geringe, aber doch meßbare Abbremsung der Erdrotation. Es ist jedoch auch möglich, daß sich die Erde eines Tages wieder etwas schneller um ihre Achse dreht, so daß keine zusätzlichen Sekunden in die Zeitskala eingefügt werden müssen, sondern daß man im Gegenteil gezwungen sein wird, hin und wieder eine Sekunde ausfallen zu lassen. Eine ausgefallene Sekunde würde eine „negative Schaltsekunde“ sein.

Die gegenwärtig genaueste Atomuhr mit einem Fehler von nur etwa einer Sekunde auf 100 000 Jahre wurde in der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) entwickelt und steht in der Atomuhrenhalle der PTB in Braunschweig. Die hier hergestellte „Amtliche Zeitskala“ wird über den auf 77,5 kHz arbeitenden Langwellensender DCF 77 verbreitet, der im Dauerbetrieb Zeitsignale größter Genauigkeit aussendet.



# Transistor-Einkreis-Baustein für KW

## Technische Daten

Frequenzbereich: 3,5... 3,8 MHz  
(80-m-Band)  
Schaltungsprinzip: Audion mit NF-Stufe  
Rückkopplungsregelung: Potentiometer  
Spannungsversorgung: 9 V  
Stromaufnahme: 10 mA (Ruhestrom)

Für den Anfänger bietet der im folgenden beschriebene Einkreisempfänger eine gute Möglichkeit zum Experimentieren. Er ist mit geringen Mitteln aufzubauen und ermöglicht mit Hilfe einer Langdrahtantenne recht guten KW-Empfang. Bei der für das 80-m-Band ausgelegten Konstruktion wurde die Spulenplatte (Bild 1)



Bild 1. Ansicht der Spulenplatte

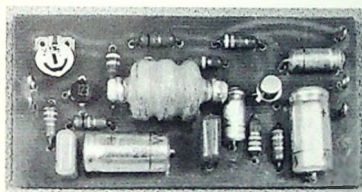


Bild 2. Blick auf die Platine mit Audion-Transistor (links) und NF-Transistor (rechts)

mit den frequenzbestimmenden Bauelementen vom eigentlichen Empfangsteil (Bild 2) getrennt. Der Empfang weiterer KW-Bereiche läßt sich durch Änderung der Spulenplatte erreichen.

## Schaltung

Das Signal gelangt über die Spule L 1 zum frequenzbestimmenden Schwingkreis mit der Spule L 3, dem Drehkondensator C 7, dem Verkürzungskon-

densator C 8 und dem kapazitiven Spannungsteiler C 9, C 10 (Bild 3), der den Schwingkreis an den Eingangswiderstand des Transistors T 1 anpaßt. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor von T 1 über Kondensator C 11, Regler P 1 zur Spule L 2. Die Rückkopplungsspule muß umgekehrten Wicklungssinn haben wie die Spulen L 1 und L 3. Mit dem Potentiometer P 1 läßt sich der Rückkopp-

Tab. 1. Spulendaten

| Spule | Induktivität<br>µH | Wdg. | HF-Litze     |
|-------|--------------------|------|--------------|
| L 1   | 3,5                | 12   | 30 × 0,05 mm |
| L 2   | 0,7                | 5    | 30 × 0,05 mm |
| L 3   | 12                 | 26   | 30 × 0,05 mm |

Spulenkörper „Sp 9 GW“  
mit Kern „GW 9/20 × 0,75“

lungsgrad stetig einstellen. In Tab. 1 sind die Spulendaten aufgeführt.

Transistor T 1 arbeitet mit Kollektorgleichrichtung. Man kann daher den Emitter abblocken. Die Schaltung enthält zu diesem Zweck den Elektrolytkondensator C 2 und den Rollkondensator C 1. Die am Kollektor entstehende NF wird über die HF-Drossel

punktstabilisierung ist der Emitterwiderstand R 8 vorhanden, der für die NF durch Kondensator C 6 überbrückt ist. Die am Arbeitswiderstand R 7 entstehende NF wird mit Kondensator C 5 ausgekoppelt, an den ein Kopfhörer oder ein weiterer Verstärker für Lautsprecherwiedergabe angeschlossen werden kann.

Die Betriebsspannung des Bausteines ist 9 V. Bei Batteriebetrieb empfiehlt es sich, parallel zur Batterie einen Elektrolytkondensator von etwa 100 bis 250 µF zu schalten, der das Ansteigen des Batterieinnenwiderstandes bei zunehmender Entladung verhindert. Netzteile sind meistens so niederohmig, daß auf den Parallelkondensator verzichtet werden kann.

## Aufbau

Die Spulenplatte ist getrennt von der übrigen Schaltung in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt. Die An-



Bild 4. Gedruckte Schaltung der Spulenplatte (Maßstab 1:1)



Bild 5. Gedruckte Schaltung des Audion- und NF-Teiles (Maßstab 1:1)

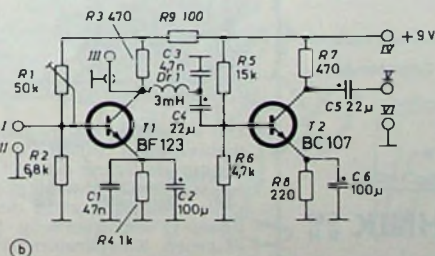
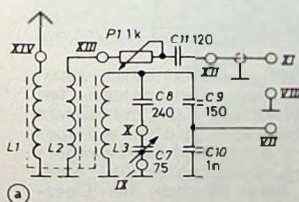


Bild 3. Schaltung des Einkreisempfängers; a) Spulenplatte, b) NF-Stufe

schlüsse für Drehkondensator, Rückkopplungsregler und Basis von T 1 sind an Lötösen geführt. Auf der Spulenplatte (Bild 4) mit den Abmessungen 27 mm × 50 mm sind auch sämtliche Kondensatoren untergebracht, deren

## Einzelteilliste

|                                       |                |
|---------------------------------------|----------------|
| Widerstände, 0,3 W                    | (CRL-Dralowid) |
| Einstellregler „62 WTD-K“             | (CRL-Dralowid) |
| Elektrolytkondensatoren, 16 V         | (Wima)         |
| Kondensatoren „FKS-2“, 100 V          | (Wima)         |
| HF-Drossel, Best.-Nr. 30-32-020, 3 mH | (Rim)          |
| Lötösen, Best.-Nr. 35-50-100          | (Rim)          |
| keramische Kondensatoren (C 8, C 9)   | (Rim)          |
| Spulenkörper „Sp 9 GW“                | (Vogt)         |
| Spulenkern „GW 9/20 × 0,75“           | (Vogt)         |
| Transistoren BF 123, BC 107           | (Intermetall)  |



# Transistor-Schaltungstechnik

von Herbert Lennartz und Werner Taeger

## Aus dem Inhalt

- Die verschiedenen Transistorarten (pnp-, npn-, legierte, gezogene und Mesa-Transistoren)
- Transistorsymbole
- Darstellung der Transistorparameter
- Kennlinien von Transistoren
- Kennzeichnende Eigenschaften der Transistoren
- Der Transistor als Verstärkerelement
- Gegenkopplungen
- Gleichstromverstärker mit Transistoren
- Der Transistor als elektronischer Schalter
- Transistoroszillatoren
- Der Transistor in der allgemeinen Elektrotechnik
- Der Transistor in der Rundfunkempfangstechnik
- Der Transistor in der Fernsehtechnik
- Breitbandverstärker
- Messungen an Transistoren

254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · 280 Formeln  
ISBN 3 87853 017 x Ganzleinen 27,- DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland, durch Buchverkaufsstellen (Fachhandlungen mit Literatur-Abteilung) sowie durch den Verlag

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK** GMBH  
1 BERLIN 52 (Borsigwalde)

Werte sich natürlich bei Bandwechsel ändern. Die zweite Platine (Bild 5) mit den Abmessungen 38 mm × 75 mm verwendet als Anschlußpunkte zur Spulenplatine und für die Ausgangsspannung Lötösen. Die genaue Bestückung der Platinen geht aus den Bildern 6 und 7 hervor; beide Platinen wurden nach dem Foto-Verfahren aus kupferbeschichtetem 1,5-mm-Epoxyd-Glashartgewebe hergestellt.

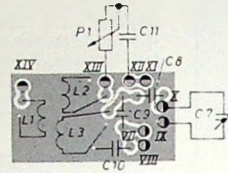


Bild 6. Bestückungsplan der Spulenplatine

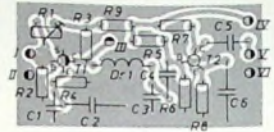


Bild 7. Bestückungsplan für die Platine nach Bild 5

## Inbetriebnahme und Abgleich

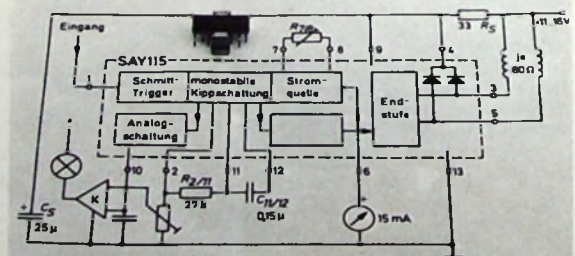
Zunächst müssen die Platinen sorgfältig auf Bestückungsfehler überprüft werden. Wichtig ist, daß die Elektrolytkondensatoren richtige Polung haben und die Transistoren richtig eingesetzt sind. Dann schaltet man ein Milliampere-Meter zwischen Pluspol der Batterie und Punkt IV der Platine. Die Stromaufnahme sollte etwa 10 mA betragen. Bei starken Abweichungen von diesem Wert ist sofort auszuschalten und die Fehlerursache zu beheben. Der Basisregler R 1 wird so eingestellt, daß bei stark angezogener Rückkopplung (minimaler Wert von P 1) die Rückkopplung weich einsetzt. Diese Einstellung ist etwas kritisch und mit größter Sorgfalt vorzunehmen.

Die Spulen L 1, L 2, L 3 sind auf einen Körper gewickelt, dessen Ferritkern bei Mittelstellung des Drehkondensators C 7 auf Bandmitte abgeglichen wird. Die Verbindungsleitungen zwischen Spulenplatine und Audiontransistor sollten so kurz wie möglich sein. Ihre Leitungslänge beeinflusst die Empfangsfrequenz und hauptsächlich den Rückkopplungseinsatz.

## Neue Halbleiter- Bauelemente

### Tachometer-IS SAY 115

Mit der SAY 115 stellt *Intermetall* eine monolithisch integrierte Schaltung vor, die für den Einsatz in elektronischen Tachometern von Kraftfahrzeugen entwickelt wurde. Die neue Schaltung ermöglicht die Funktionen Geschwindigkeitsanzeige, Kilometerzähler und Geschwindigkeitsüberwachung. Die Ansteuerung der SAY 115 ist durch Signale beliebiger Form möglich, so daß beliebige Geber (zum Beispiel Reedkontakte, Abreißoszillatoren, induktive Geber) eingesetzt werden können. Prellungen des Eingangssignals verursachen keine Fehler bei der Geschwindigkeitsanzeige. Auch temperaturbedingte Widerstandsänderungen beeinflussen die Anzeige nicht.



Die Steuerung des Kilometerzählers erfolgt durch einen mehrstufigen Binärteiler, der über einen integrierten Leistungsausgang den Schrittmotor des Kilometerzählers speist. Zur Geschwindigkeitsüberwachung dient ein spezieller Analogausgang, der eine geschwindigkeitsproportionale Gleichspannung liefert. Durch Anschluß eines externen Komparators ist es dann möglich, bei Über- oder Unterschreiten einer frei wählbaren Geschwindigkeit ein Warnsignal zu erzeugen.



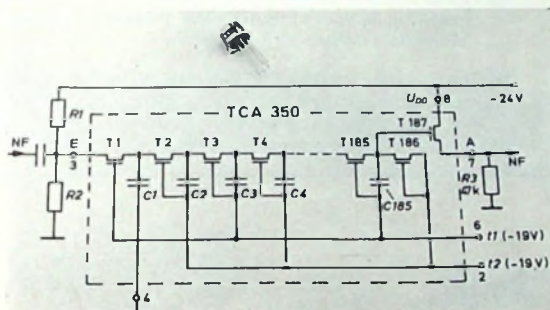
## Einspulen-Uhrenantriebsschaltung TCA 840

Zum Antrieb von Armbanduhren mit Einspulen-Unruh- oder Einspulen-Stimmgabel-System hat *Intermetall* die integrierte Schaltung TCA 840 in Bipolartechnik entwickelt. Besondere Merkmale der neuen Schaltung sind ein speziell für Armbanduhren entwickeltes Miniaturgehäuse (außer der Antriebsspule ist nur noch ein externer Kondensator erforderlich), eine gegen äußere Einflüsse stabilisierte mechanische Schwingungsamplitude und eine bei Unruh-schwingern nur geringe Amplitudenabweichung im Umgebungstemperaturbereich von  $-10$  bis  $+60$  °C. Technische Daten: Nennversorgungsspannung  $1,35 \dots 1,5$  V, Frequenz der Antriebsspulse  $2,5 \dots 12$  Hz, Stromverbrauch  $8,5 \mu A$ . Die Lieferung erfolgt in zwei Ausführungen, und zwar als Typ TCA 840 A (grün) für Uhren mit leichtem Unruh-schwinger und als Typ TCA 840 B (rot) für Uhren mit Stimmgabel-schwinger oder mit relativ schwerem Unruhssystemen.

## MOS-Verzögerungsleitung TCA 350 für analoge Signale

Die TCA 350 von *Intermetall* ist eine monolithisch integrierte Schaltung in MOS-Technologie zum Verzögern von analogen Signalen im Frequenzbereich von NF bis 250 kHz. Die Schaltung eignet sich besonders für Anwendungen in elektronischen Musikinstrumenten, zum Beispiel Orgeln, Gitarren usw. Sie ermöglicht es, mit solchen elektronischen Instrumenten spezielle, bisher nicht realisierbare Tonvariationen (Töne), beispielsweise Geigenklänge, zu erzeugen. Die TCA 350 ist ferner geeignet, als Verzögerungsleitung in Videogeräten nach dem Tri-PAL-Verfahren an Stelle von Glasverzögerungsleitungen.

Die Schaltung ist nach dem Eimerkettenprinzip aus 185 hintereinandergeschalteten Feldeffekttransistoren und 185



integrierten Kondensatoren aufgebaut. Die Taktfrequenz kann  $f_1 = 5 \dots 500$  kHz betragen, die Verzögerungszeit ergibt sich zu

$$\tau = \frac{185}{2 \cdot f_1}$$

Die TCA 350 wird im Metallgehäuse TO-77 mit sechs Anschlüssen geliefert.

## Lehrgänge

### Kurse in Esslingen

An der Technischen Akademie Esslingen e.V., 73 Esslingen, Rotenackerstraße 73, Telefon (07 11) 3 79 36, Telex 7-256 475 akas d, werden in der nächsten Zeit unter anderem folgende Lehrgänge durchgeführt:

- 5.- 6. 2. 1973: Die Technik der weichmagnetischen Werkstoffe
- 7.- 9. 2. 1973: Einführung in EDV-Systeme
- 7.- 9. 2. 1973: Theorie und Praxis der Netzplantechnik
- 14.-16. 2. 1973: Hochfrequenztechnik/II
- 14.-16. 2. 1973: Feldeffekt-Transistoren - Integrierte MOS-Schaltungen und ihre Schaltungstechnik
- 21.-23. 2. 1973: Operationsverstärker
- 21.-23. 2. 1973: Elektronenstrahl-Oszillografen
- 15.-16. 3. 1973: Das Arbeiten mit Elektronenstrahl-Oszillografen

Nähere Auskünfte gibt die Akademie.

### Berichtigung

Testbericht: Hi-Fi-Stereo-Tonabnehmersystem „M 15 E-Super“. FUNK-TECHNIK Bd. 28 (1973), Nr. 1, S. 21-23.

Auf den Seiten 21 und 22 sind infolge eines nicht rechtzeitig erkannten technischen Fehlers die Bilder 1, 4 und 5 nicht mit ausgedruckt worden. Es handelt sich um nachstehend wiedergegebene Bilder:

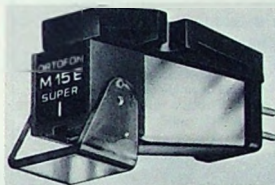
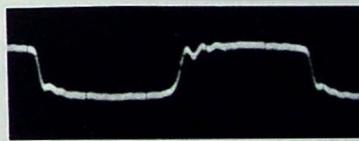


Bild 1. Magnetisches Tonabnehmersystem von Ortofon

Bild 4. Systemaufbau und auswechselbarer Nadelträgerereinschub



Bild 5. Oszillogramm der Ausgangsspannung beim Abtasten einer Rechteckschwingung mit 1 p Auflagekraft (Abschlußwiderstand 47 kOhm)



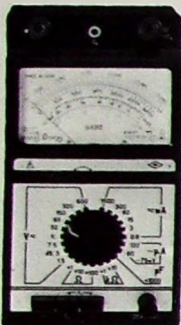
**Heninger**





## Vielfach-Meßinstrumente für Werkstätten · Service · Robust · Präzise · Bewährt

Drehspulmeßwerke durch Kernmagneten geschützt und staubdicht gekapselt. Spannbandlagerung. Skaleneinteilung der 96-mm-Instrumente: 3larbig. Spezialdrehschalter mit veredelten Kontaktflächen zur Wahl des gewünschten Meßbereichs. Abmessungen: je 8 115 x H 215 x T 90 mm. Gewicht: je ca. 1,5 kg. Zubehör: Metallkassette und je 1 Ohmmeter-Batterie, 2 Prüfkabel, Bedienungsanleitung.

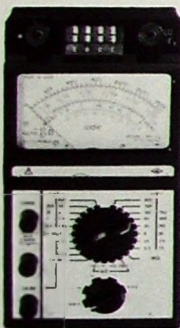


### Modell „u 4313“

Spiegelskala. Große Genauigkeit. Hoher Innenwiderstand: 20 000  $\Omega/V$  bei  $\sim 2000 \Omega/V$  bei  $\sim$ . Drucktasten für die Wahl der Meßart.

#### Meßbereiche:

10 Gleichspannungsb. 0...75 mV/1,5/3/7,5/15/30/60/150/300/600 V  
8 Gleichstromb. (Spannungsabfall max. 0,23 V): 0...60/120  $\mu A$ /0,6/3/15/60/300/1500 mA  
9 Wechselspannungsb. 0...1,5/3/7,5/15/30/60/150/300/600/1500 Veff  
6 Wechselstromb. (Spannungsabfall max. 0,95 V): 0...0,6/3/15/60/300/1500 mA  
9 dB-Bereiche (0 dB = 1 mW an 600  $\Omega$ ): -16...+58 dB  
5 Widerstandsb. 0...500/5000  $\Omega$ /50/500 k $\Omega$ /5 M $\Omega$   
1 Kapazitäts-Meßbereich: 2000...500 000 pF  
Grund-Anzeigetoleranzen (Lage horizontal  $\pm 2^\circ$ , Temperatur  $\pm 15$ ,  $\pm 25^\circ C$ ): Gleichspannung und Gleichstrom:  $\pm 1,5\%$  Skalenendwert (S.E.). Wechselspannung und Wechselstrom:  $\pm 2,5\%$  S.E. Widerstandsbereich  $\pm 1$  mm Anzeigewert. Alle übrigen Widerstandsbereiche:  $\pm 1$  mm Anzeigewert. Alle Pegel- und Kapazitätswerte:  $\pm 1,5$  mm Anzeigewert. Zulässiger Temperatur-Arbeitsbereich:  $-10^\circ$ ... $+45^\circ C$ .  
Bestell-Nr. 41-21-400 komplett DM 109,-



### Modell „u 4341“ mit Transistorprüfer

Dieses Vielfachmeßinstrument mit einem Innenwiderstand von 16 000  $\Omega/V$  bei  $\sim$  und 3300  $\Omega/V$  bei  $\sim$  ermöglicht zusätzlich die Messung von 4 Transistor-Kennwerten (CBO, EBO, CBE und Verstärkung B), mit denen die Brauchbarkeit der handelsüblichen Transistoren auf Fehler untersucht werden kann. 2 Dreh-schalter für Meßbereichs- und Meßartwahl.

#### Meßbereiche:

8 Gleichspannungsb. 0...0,3/1,5/6/30/60/150/300/900 V  
5 Gleichstromb. (Spannungsabfall max. 0,3 V): 0...60  $\mu A$ /0,6/6/60/600 mA  
6 Wechselspannungsb. 0...1,5/7,5/30/150/300/750 Veff  
5 Widerstandsb. 0...500/5000  $\Omega$ /50/500 k $\Omega$ /5 M $\Omega$   
4 Transistor-Kennwerte: ICBO, IEBO, ICBE je max. 60  $\mu A$ /B 10...350  
Transistorverstärkung B:  $\pm 10\%$  S.E.  
Grund-Anzeigetoleranzen (Lage horizontal  $\pm 10^\circ$ , Temperatur  $20^\circ C \pm 5^\circ C$ ): Gleichspannung und Gleichstrom:  $\pm 2,5\%$  Skalenendwert (S.E.). Wechselspannung und Wechselstrom:  $\pm 4\%$  S.E. Widerstandsbereich  $\pm 1$  mm Anzeigewert. Alle übrigen Widerstandsbereiche:  $\pm 1$  mm Anzeigewert. Zulässiger Temperatur-Arbeitsbereich:  $-10$ ... $+40^\circ C$ .  
Bestell-Nr. 41-21-410 komplett DM 137,50

RIM-Electronic-Jahrbuch '73 — 772 Seiten mit dem kompletten RIM-Selbstbau- und Vertriebsprogramm. Schutzgebühr DM 7,50 + Porto. Nachnahme DM 10,30.

Alle Preise verstehen sich einschließlich Mehrwertsteuer.

# RADIO-RIM

Abt. F 2

8 München 2, Postfach 20 20 26,  
Bayerstraße 25 am Hauptbahnhof  
Telefon (08 11) 55 72 21 + 55 81 31  
Telex 05-29 166 rarim-d

## Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



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

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

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

## ● BLAUPUNKT

### Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie. Einbaubehälter für sämtliche Kfz.-Typen vorrätig. Sonderpreise durch Nachnahmeversand. Radiogroßhandlung

W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 885,  
Tel. 7 45 07 — Liste kostenlos

Ich möchte Ihre überzähligen

## RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen  
und kleinen Mengen kaufen

Bitte schreiben Sie an

Hans Kaminsky  
8 München-Solln - Spindlerstr.17



*stets griffbereit*

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

- **Sammelmappen**  
mit Stabeinhängenvorrichtung  
für die Hefte des laufenden Jahrgangs  
oder in den

- **Einbanddecken**  
für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe 9,50 DM zuzügl. Versandkosten  
(Berlin: 1 Sammelmappe 78 Pf. bis 4 Sammelmappen 1,67 DM; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 1,67 DM)

Preis der Einbanddecke: 7,50 DM zuzügl. Versandkosten  
(Berlin: 1 Einbanddecke 67 Pf. bis 3 Einbanddecken 78 Pf. bis 8 Einbanddecken 1,67 DM; Bundesgebiet: 1 Einbanddecke 1,55 DM. bis 8 Einbanddecken 1,67 DM)

Sämtliche Preisangaben einschließlich Mehrwertsteuer

- Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH, Berlin West 76 64-103

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 Berlin 52, Eichborndamm 141—167

## Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion  
suchen wir einen

## jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herrn 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



Wir entwickeln und fertigen Fernsehgeräte, Tonbandgeräte, Hi-Fi-Anlagen und Elektronenblitzgeräte „immer erster Klasse“. Hätten Sie nicht Lust, bei uns mitzuarbeiten? Wir sind bekannt für Fortschritt und Qualität!

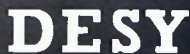
Wir suchen einen

## **Elektronik-Ingenieur**

der den Service von Metz-Geräten technisch betreut. Dazu gehört die Konzeption und Erstellung von Service-Schriften sowie Bedienungsanleitungen und die regelmäßige Information der Kundendienststellen über Service-Probleme. Zu dem Aufgabengebiet gehört ferner der gelegentliche Kontakt mit Service-Technikern, um diese über technische Fragen zu beraten. Für die Druckschriften sollten Sie die Fähigkeit haben, die Technik allgemeinverständlich darzustellen.

Bitte schicken Sie uns Ihre Bewerbung oder rufen Sie uns an. Wir vereinbaren dann ein Gespräch mit Ihnen.

**METZ-Apparatewerke 851 Fürth/Bay., Postfach 84, Tel. (0911) 78 31**

The Metz logo, featuring the word "Metz" in a stylized, italicized, sans-serif font.The DESY logo, consisting of the word "DESY" in a bold, sans-serif font inside a dark rectangular box.

ist ein modernes, international bekanntes Forschungszentrum auf dem Gebiet der Hochenergiephysik mit über 1000 Mitarbeitern. Unsere Synchrotron-Gruppe sucht einen

## **Elektroniktechniker Fachrichtung Regel-/Digitaltechnik**

für das Arbeitsgebiet der Meßwertverarbeitung in Verbindung mit einem Prozeßrechner sowie für Aufgaben der Steuer- und Regeltechnik.

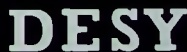
Fehlersuche und gezielte Wartung an bereits vorhandenen Geräten und Anlagen gehören ebenso zur vorgesehenen Tätigkeit wie die Mitwirkung an der Neuentwicklung (z. B. Elektronik für Rechnerinterface, Rechnersteuerung für Strahltransportsysteme). Einarbeitung in die spezielle Tätigkeit wird ermöglicht.

Es kommen Bewerber in Betracht, die über eine abgeschlossene Ausbildung (z. B. staatlich geprüfter Techniker, Rundfunk- und Fernsehtechniker oder -meister) verfügen. Vor allem jedoch ist Berufspraxis erwünscht; dementsprechend möchten wir ganz bevorzugt auch ältere Bewerber ansprechen.

Wenn Sie an einer Mitarbeit unter guten sozialen Bedingungen, die etwa denen des öffentlichen Dienstes entsprechen, interessiert sind, rufen Sie uns bitte an oder schreiben Sie uns. Wir erteilen Ihnen gern nähere Auskünfte.

**DEUTSCHES ELEKTRONEN-SYNCHROTRON**

2 Hamburg 52 (Groß-Flottbek), Notkestieg 1 · Tel.-Durchwahl-Nr. 89 69 83 31 oder 335

The DESY logo, consisting of the word "DESY" in a bold, sans-serif font inside a dark rectangular box.



# COUPON

**Ich will  
die Klingel  
von Loewe  
haben.**



**Postwendend.**

Ich weiß zwar im Augenblick noch nicht, um was es dabei geht, aber ich vermute, daß es sich um eine außergewöhnliche Aktion handelt. Außerdem denke ich, daß diese Klingel etwas ganz bestimmtes mit sich bringt.

**Name:**

Ferner möchte ich erwähnen, daß ich keine Enttäuschung erleben möchte. Denn sonst hätte ich diese Anzeige nicht ausgeschnitten und an meinen Loewe-Lieferanten geschickt.

Also: Hier ist meine Anschrift.

**Firma:**

**Anschrift:**



## LOEWE OPTA