

A 3109 D

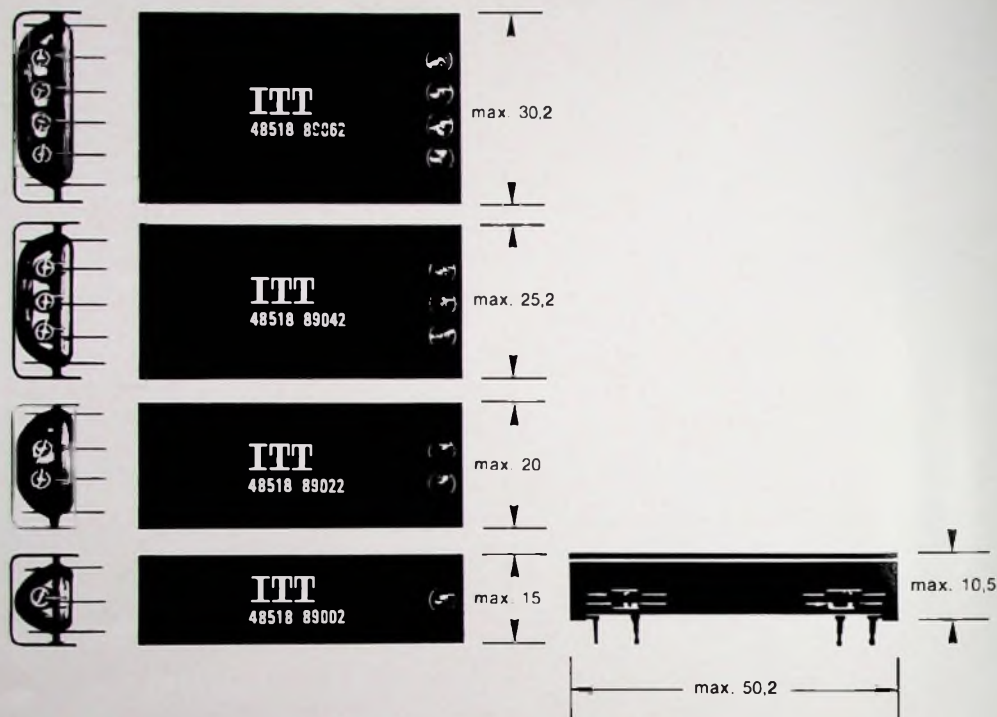
BERLIN

# FUNK- TECHNIK

3 | 1971++

1. FEBRUARHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



## Reed Relais für Industrie-Anwendungen

Die HERKON®-Relais HRE 599 und HRE 899 sind in der Schalt-, Steuer- und Regeltechnik universell einsetzbar. Durch ihre geringe Bauhöhe von nur 10,5 mm eignen sich diese Relais speziell für die Verwendung in Steckkarten, die für Einschubgestelle, z. B. ISEP®, vorgesehen sind (Teilung bis minimal 6 M).

Die besondere Form des Schirmbleches ermöglicht das Hindurchführen von Leitern unter dem Relais bei beidseitig bedruckten Leiterplatten. Das Relais HRE 599 ist für Kontaktbelastungen bis 24 VA und das HRE 899 für Kontaktbelastungen bis 60 VA ausgelegt. Die Baureihe 599 können Sie mit einem, zwei, drei oder vier Kontakten

haben, die Baureihe 899 mit einem oder zwei Kontakten. Ihre bewährten HERKON® H 50- bzw. HERKON® H 80-Kontakte sind hermetisch in Glas eingeschlossen, arbeiten zuverlässig und sind absolut wartungsfrei. Kontaktoxydation ist ausgeschlossen.

Gern senden wir Ihnen technische Unterlagen mit genauen Einzelheiten.

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

ITT Bauelemente – Bausteine der Zukunft

BAUELEMENTE **ITT**



AUS DEM INHALT

1. FEBRUARHEFT 1971

|  |     |
|--|-----|
| gelesen · gehört · gesehen .....   | 76  |
| FT meldet .....  | 78  |
| Förderung der Datenverarbeitung als Schlüsseltechnologie .....   | 81  |
| Kommerzielle Funktechnik<br>Schiffskurs nach Satelliten-Navigation .....   | 83  |
| Verstärker<br>Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern .....  | 85  |
| Rundfunk<br>Moderne ZF-Verstärker-Konzeption für Hi-Fi-FM-UKW-Empfänger .....  | 89  |
| Elektronik-Ingenieur<br>Grafische Bestimmung von Arbeitspunkt und Grenzwerten bei Spannungs- und Stromkonstantquellen mit Transistoren ..... | 91  |
| Phono<br>Vier-Kanal-Schallplattenverfahren „CD-4“ .....  | 93  |
| Dialog zwischen Mensch und Maschine · Probleme der modernen Sprachsignalverarbeitung .....   | 94  |
| Meßtechnik<br>Direktanzeigendes LC-Meßgerät in neuartiger Schaltung .....  | 97  |
| Prüfoszillator aus drei Bauteilen .....  | 100 |
| Hi-Fi-Technik<br>Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau .....   | 101 |
| Service-Technik .....  | 103 |
| Für den jungen Techniker<br>Feldeffekttransistoren .....   | 104 |
| Persönliches .....   | 106 |
| Bücher und Broschüren .....  | 106 |

Unser Titelbild: Bei der vollautomatischen Prüfung der gewickelten Verdrahtungsfelder von elektronischen Datenverarbeitungsanlagen wird im Prüffeld des Werkes Augsburg jeder Anschlußstift gegen alle anderen Stifte auf Durchgang und Isolation geprüft. Der Prüfautomat hat insgesamt 300 Adapter zu je 50 Anschlüssen.

Aufnahme: Siemens

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.: (0311) 4121031. Telex: 0181632 vrkt. Telegramme: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck-Konto: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof



# 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 Selten · 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** GM  
BH  
1 BERLIN 52 (Borsigwalde)



### Beteiligung der Rundfunkanstalten an Funkausstellungen

Nach Äußerungen der ARD wird die Beteiligung der Rundfunkanstalten an der Funkausstellung 1971 in Berlin noch einmal aus Mitteln für Gemeinschaftsaufgaben finanziert, da die Ausstellung zum ersten Male international ausgeschrieben ist. Zunächst waren hierfür 2,5 Mill. DM von der ARD vorgesehen, jetzt sind 1,75 Mill. DM angesetzt. Da das ZDF einen etwas höheren Betrag beisteuert, kann mit einer Gesamtsumme von rund 4 Mill. DM gerechnet werden. Eine finanzielle Unterstützung für spätere Ausstellungen, die für die ARD keine so große Werbewirkung haben wie für die Industrie, könnte auf regionaler Basis oder in Form einer Umlage ermöglicht werden.

### Verminderung des Zuwachses von Hörfunk- und Fernsehteilnehmern

In seiner Neujahrsansprache wies der Intendant des Bayerischen Rundfunks, Chr. Wallenreiter, unter anderem darauf hin, daß das Wachstum der Sendeanstalt bisher dadurch möglich war, weil die steigenden Kosten durch den Zuwachs an Hörern und Zuschauern ausgeglichen wurden. Nun tritt jedoch der Bayerische Rundfunk in eine neue Phase seiner Entwicklung ein, in der dieses Gleichmaß nicht mehr gewährleistet ist. Der jährliche Zuwachs an Hörfunkteilnehmern wird von 3% zu Beginn des Jahrzehnts auf rund 1% sinken, der Zuwachs an Fernsehteilnehmern ist von früher 15% im Jahresdurchschnitt bereits auf 5% gesunken und wird sich in den nächsten Jahren auf 2% vermindern.

Die Bundesrepublik ist bereits das Land mit dem größten Anteil an Farbfernsehgeräten in Europa: mehr als 1 000 000 gegenüber rund 400 000 in England, Schottland und Wales sowie rund 200 000 in Frankreich. Dies spricht nicht nur für die Güte der Geräte, sondern auch für die Gestaltung der Sendungen.

### Deutsche Geräte beim schwedischen Farbfernsehgerätestest gut beurteilt

Schwedische Institute hatten 225 Geräte 22 in- und ausländischer Marken gekauft und 1500 Stunden lang von 1300 Personen testen lassen. Diese Zeit entspricht einem etwa halbjährigen Gebrauch. Im technischen Test wurden Betriebssicherheit, Reparaturkosten, Stabilität gegen Netzspannungsschwankungen und Tonqualität untersucht und verglichen.

Ein ausgezeichnetes Urteil fällten die Staatliche Prüfungsanstalt und das Institut für Unternehmensentwicklung in Schweden, wie Grundig mitteilt, über das Farbfernsehgerät „Triumph 2650 SK Color“. Mit neun „gut“, zwei „zufriedenstellend“ und einem „besser als zufriedenstellend“ steht das Grundig-Gerät eindeutig an der Spitze der Resultat-Tabelle für die technische Untersuchung, die nach dem umfangreichen Größtest von den schwedischen Prüfern veröffentlicht worden ist. Auch in der Betriebssicherheit und bezüglich der Reparaturkosten wurde es in Klasse 1 eingestuft.

Metz wies darauf hin, daß der ebenfalls als Testgerät ausgewählte „Mallorca-Color“ mit 66-cm-Rechteckbildschirm für seine Technik die Bestnote „gut“ erhielt und auch in der übrigen Beurteilung einen Spitzenplatz belegte.

### Bayerisches Informationsnetz

Mit dem kürzlich verabschiedeten Gesetz über die Organisation der elektronischen Datenverarbeitung im Freistaat Bayern wurde die Grundlage für eine umfassende Automation der öffentlichen Verwaltung sowie für eine sehr weitgehende Integration der staatlichen und kommunalen Behörden geschaffen. Für die konzeptionelle, organisatorische und technische Realisierung eines solchen Informationssystems wurden in einer Studie von Siemens detaillierte Vorschläge unterbreitet.

### Automatische Meßboje

Ein neuartiges Bojensystem für die ständige Erfassung ozeanografischer und meteorologischer Werte wird im deutschen Bereich der Nord- und Ostsee getestet. Die von der Bojen-elektronik digital zusammengestellten Daten werden laufend zur Landstation gefunkt, wo sie entschlüsselt, umgeformt und auf Lochstreifen ausgegeben werden. An Bord der Boje sind drei Nickel-Cadmium-Batterien eingebaut, die durch einen thermoelektrischen Generator wiederaufgeladen wer-

den. Sie versorgen die elektronischen Meß- und Übertragungsgeräte mit Strom und speisen die zum Absenken der ozeanografischen Meßfühler eingebaute Winde. Die von Hagenuk, Kiel, entwickelte Boje ist so konstruiert, daß sie selbst bei stürmischer See voll funktionsfähig bleibt.

### Flughafen München-Riem erhält Fluglärm-Überwachungsanlage

Eine computergesteuerte Fluglärm-Überwachungsanlage zum Gesamtpreis von etwa 350 000 DM bestellte die Flughafen München-Riem GmbH bei Rohde & Schwarz, München. Die Anlage, deren Aufbau für März/April 1971 geplant ist, umfaßt acht feste Meßstellen sowie eine in einem Lärmmeßfahrzeug eingebaute bewegliche Meßstelle. Nach den Städten Frankfurt, Stuttgart und Düsseldorf ist München damit die vierte Großstadt in der Bundesrepublik, deren Flughafen-umgebung mit einer Lärm-Überwachungsanlage kontrolliert wird.

### Richtfunk steuert Energieversorgung

Zur Erweiterung der Energieversorgung wurde in Holland ein neues 380-kV-Netz fertiggestellt. Die Fernsteuerung der insgesamt sechs weitgehend automatisierten Unterwerke erfolgt über ein 7-GHz-Netz mit 14 Richtfunkstationen zur Übertragung der Steuersignale von der Zentrale zu den Unterstationen. Es wurde von AEG-Telefunken geplant und aufgebaut. Die Funkfelder sind zum Schutz gegen Fading mit Zweifachempfang (Diversity) und zur Vermeidung von Unterbrechungen mit zwei parallelen Linien ausgerüstet.

### Hamburg hat Europas größtes Notrufnetz

Die Zweigstelle Hamm der Vereinsbank Hamburg wurde jetzt als tausendster Notrufteilnehmer an die von Telefonbau und Normalzeit eingerichtete Polizei-Notrufzentrale im Hamburger Polizeipräsidium am Berliner Tor angeschlossen. Damit verfügt die Hansestadt über das größte Notrufnetz Europas.

### Rechnergesteuertes Lasersystem „70“ zum Abgleich von Dünn- und Dickfilmschaltungen

Für alle Anwendungen, bei denen es auf genaues und schnelles Abgleichen von Dünn- und Dickfilmschaltungen ankommt, hat Micronetics (deutsche Vertretung: Neumüller GmbH, 8 München 2) ein rechnergesteuertes Laser Trimming System entwickelt. Das Modell „70“ kann vollautomatisch bis zu 10 000 Widerstände je Stunde mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,5\%$  abgleichen. Dabei ist vom Anwender lediglich dafür zu sorgen, daß die abzugleichenden Widerstände hinreichend schnell zugeführt werden. Alle anderen Funktionen einschließlich Klassifizierung der Widerstände werden vom System vollautomatisch durchgeführt. Der schnelle und genaue Abgleich ist möglich, weil alle auf einem Substrat befindlichen Widerstände gleichzeitig erfaßt werden.

### NF-Verstärker EAA-0015 in Dickfilmtechnik

Der quasi-komplementäre, in Klasse B arbeitende Verstärker EAA-0015 der EAI-Electronic Associates Incorporated, USA, ist in Dickfilmtechnik ausgeführt. Er hat eine Ausgangsleistung von 15 W Sinus bei einem Klirrfaktor von 0,6% für  $f = 1$  kHz. Der Verstärker ist in einem Gehäuse mit den Abmessungen 5,3 cm  $\times$  2,7 cm  $\times$  1 cm untergebracht. Für 15 W Sinus-Ausgangsleistung ist er auf ein Kühlelement mit  $K_{th} = 3,5$  grd/W zu montieren. Zum Betrieb sind sechs externe Bauelemente erforderlich, und zwar fünf Kondensatoren und ein Trimpotentiometer. Die Speisespannung kann 14...40 V betragen. Für Vollaussteuerung wird eine Eingangsspannung von 0,35 V benötigt.

### Drehimpulsgeber „GIO-76“

Die neuen Drehimpulsgeber der Serie „GIO - 76“ von TWK-Elektronik, Kessler + Co., 4 Düsseldorf, werden für maximal 500 Impulse je Umdrehung gefertigt. Zwei Ausgänge ermöglichen die Vor-Rückwärtszählung sowie die Verdoppelung oder Vervielfachung der Impulszahl. Ein zusätzliches Nullsignal dient zur Umdrehungszählung oder Synchronisation des Zählers. Als Lichtquellen werden entweder Miniaturlampen langer Lebensdauer (100 000 h) oder Galliumarseniddioden verwendet. Mit einer eingebauten Anpassschaltung (100 Ohm Ausgangsimpedanz) ist die störungsfreie Impulsübertragung auf weite Entfernungen möglich.



## Bahn frei der neuen Technik



### Zum Thema «neue IMPERIAL-Technik»:

Die technische Leistung von IMPERIAL ist inzwischen ordentlich «in Fahrt» gekommen. Das möchten wir Ihnen, dem Fachmann, mit unseren neuen Geräten gern beweisen.

Mit Farbfernsehgeräten in 110° Ablenktechnik und volltransistorisiertem Chassis C 1000. Mit dem neuen Chassis M 100 für Schwarz/Weiß-Tischgeräte und Portables.

Mit HiFi-Geräten, die mehr bieten, als die Norm verlangt. Mit Cassetten-Recordern für Batterie- und Netzanschluß. Aber das sind nur ein paar Beispiele.

**Wir beweisen unseren Slogan**

\*Der TÜB = techn.  
Überwachungs-  
Beauftragter

# IMPERIAL

von innen heraus gut

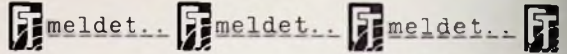


## Funkentstörung leicht gemacht

mit BERU-Funkentstörmitteln für jeden Wagentyp. Jeder Satz enthält alle für die Entstörung eines Wagens notwendigen Entstörteile. Deshalb wählen Fachleute für rationelle Arbeit

# BERU FUNKENTSTÖRMITTEL

Verlangen Sie bitte die Schrift: „Funkentstörung leicht gemacht“ von BERU · D 7140 Ludwigsburg



### Europäisches Konsortium für Satellitenbau

Industriefirmen aus acht der zehn Mitgliedsländer der europäischen Raumfahrt-Organisation ESRO haben ein Konsortium gegründet, um gemeinsam Anwendungs- und Forschungssatelliten anzubieten, die von der ESRO ausgeschrieben werden.

Dem neuen Konsortium unter dem Namen STAR (Satelliten für Telekommunikation, Anwendung und Raumforschung) gehören als Mitglieder an: *British Aircraft Corporation* (Großbritannien), *Contraves AG* (Schweiz), *CGE-Fiar* (Italien), *Dornier System* (Bundesrepublik), *Fokker V. F. W.* (Niederlande), *L. M. Ericsson AB* (Schweden), *Montedel* (Italien), *Sabca* (Belgien), *Thomson-CSF* (Frankreich). *AEG-Telefunken* hat sich diesem Konsortium speziell für die Ausarbeitung von Studien und die Entwicklung von Nachrichtensatelliten im Rahmen des europäischen Programms angeschlossen.

### Weitgehend automatisierte Beschichtungsanlage für Farbbildröhren bei Sylvania Benelux jetzt voll einsatzbereit

Die wahrscheinlich modernste und weitgehend automatisierte Beschichtungsanlage für Farbfernsehbiröhren, die in Europa derzeit in Betrieb ist, hat jetzt ihre volle Kapazität im Werk der *Sylvania Benelux* in Tienen, Belgien, erreicht. Der Bau besteht aus einem Haupttrakt für die Phosphorbeschichtung der Röhrenschirme und zwei Nebentrakten, wo der Ausgleichslack und der Aluminiumspiegel aufgebracht werden. Die Anlage hat einschließlich der Geräte etwas über 7,2 Mill. DM gekostet.

### Kienzle-Tochtergesellschaft in Berlin

Um der wachsenden Nachfrage nachzukommen, hat die *Kienzle Apparate GmbH*, Villingen/Schwarzwald, in verschiedenen europäischen Ländern sowie in den deutschen Wirtschaftsschwerpunkten Tochtergesellschaften gegründet, die unter dem Namen *Kienzle Datensysteme (KDS)* firmieren. Als jüngste dieser Tochtergesellschaften wurde jetzt die *Kienzle Datensysteme KG*, Berlin, vorgestellt, die für den Vertrieb und Einsatz der Geräte der Daten- und Bürotechnik, die Erstellung von Maschinenprogrammen (Software) sowie für den Kundendienst und die technische Betreuung aller in West-Berlin eingesetzten Kienzle-Maschinen zuständig ist. Weitere KDS-Gesellschaften bestehen in London, Stockholm, Madrid, Basel, Wien, München, Frankfurt, Koblenz, Köln, Düsseldorf, Dortmund, Gießen, Hannover und Hamburg.

### Moderne Amateurfunkstation für 5 DM

Der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) plant in Baunatal bei Kassel den Bau eines Amateurfunkzentrums. Er verfügt zwar nach den üblichen kommerziellen Gesichtspunkten über die erforderlichen Geldmittel, will aber nach Möglichkeit keinen zusätzlichen Kredit in Anspruch nehmen. Deshalb wurden die Mitglieder aufgefordert, 5 DM auf das Postcheckkonto Essen 3000 (Deutsche Bank AG, Filiale Bochum) einzuzahlen. Jeder linke Zahlkartenabschnitt mit dem Vermerk „Sonderkonto DARC 322/9580“ stellt ein Los dar, das am 3. April gezogen wird. Auf diese Art können DARC-Clubmitglieder zu einer modernen Station kommen. Die Chancen sind gut, weil 1/4 der eingehenden Spenden als Gewinne ausgeschüttet werden sollen.

### Lehrgang „Antennenbau“ in Stuttgart

Ein für Radio- und Fernsehtechniker, Elektroinstallateure sowie Elektro- und Fernmeldemechaniker eingerichteter Lehrgang wird nach folgendem Plan zweimal durchgeführt:

Entstehung und Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen, Frequenzbereiche, Wellenausbreitung im Raum und auf Leitungen, Eigenschaften und Verlegung von Kabeln · Antennenarten, Antennenweichen, Verstärker, Frequenzumsetzer · Richtlinien, Planung und Errichtung von Einzel- und Gemeinschaftsantennen · Anforderungen an Antennenanlagen für den Empfang von Stereo-Rundfunk- und Farbfernsehsendungen · VDE-Vorschriften.

Beginn: 12. Februar und 26. März 1971; Unterricht jeweils Freitag von 18 bis 21 Uhr und Sonnabend von 8 bis 17 Uhr, insgesamt rd. 12 Stunden; Gebühr 40,- DM. Anmeldungen an: Landesgewerbeamt Baden-Württemberg, 7 Stuttgart 1, Postfach 831.



*stets griffbereit*

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

- **Sammelmappen**

mit *Stabeintängevorrichtung* für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den

- **Einbanddecken**

für jeweils einen kompletten Jahrgang

*eine Nachschlagewerk von bleibendem Wert*

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis d. Sammelmappe 9,- DM zuzügl. Versandkosten (Berlin: 1 Sammelmappe 44 Pf, bis 4 Sammelmappen 1,11 DM; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 1,11 DM)

Preis d. Einbanddecke: 7,- DM zuzügl. Versandkosten (Berlin: 1 Einbanddecke 33 Pf, bis 5 Einbanddecken 44 Pf, bis 10 Einbanddecken 1,11 DM; Bundesgebiet: bis 2 Einbanddecken 1,- DM, bis 10 Einbanddecken 1,11 DM)

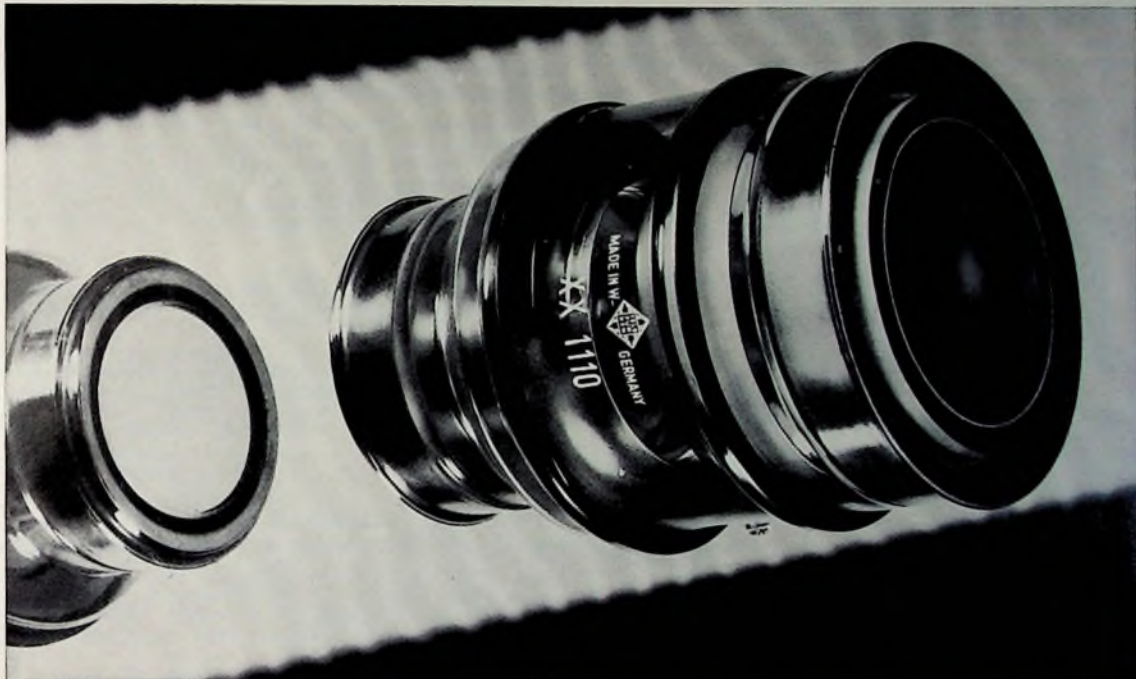
Sämtliche Preisangaben einschließlich Mehrwertsteuer

- Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postcheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167

# Das ist die XX 1110, eine neue Bildverstärkerröhre von AEG-TELEFUNKEN



Diese neue Bildverstärkerröhre ist ein hochwertiges fotoelektrisches Wandlerelement von großer Bedeutung für die zukünftige Entwicklung handlicher und hochempfindlicher Beobachtungsgeräte.

Die hervorragenden Eigenschaften der XX 1110 führen zum Einsatz auf dem Gebiet der aktiven und passiven Nachtsichttechnik, der Röntgentechnik, der Elektronen-Mikroskopie, der Protonen-Beugungs-Mikroskopie und der Astronomie.

Die XX 1110 ist eine einstufige 4-Elektroden-Röhre für die Verstärkung von sichtbarem Licht und kurzwelliger IR-Strahlung mit elektrostatischer Fokussierung und Bildumkehrung, planem Fiberglas-Eingangsfenster und 38 mm nutz-

barem Kathodenfenster, variabler Verkleinerung zwischen 1:0,7 und 1:0,3 mit entsprechender Steigerung der Lichtverstärkung zwischen ca. 400 und 3000-fach und einfacher Hell - Dunkel - Tastmöglichkeit.

Die XX 1110 bietet eine ganze Reihe von Vorteilen z. B.:

Hohe Lichtverstärkung, geringe Untergrundhelligkeit, geringe Verzeichnung und hohe Auflösung, gut ankoppelbar an optische Systeme durch planes Fiberglas-Eingangsfenster. Eingangsfenster unter anderem passend für die Verwendung von Kleinbildkameraobjektiven. Kurze stabile Ausführung in Glasmetalltechnik. Der Betrieb ist aus Spannungswandler - Geräten mit geringem Strombedarf möglich.

Wollen Sie mehr über die XX 1110 wissen, schreiben Sie an:

AEG-TELEFUNKEN  
79 Ulm  
Röhrenvertrieb  
Söflinger Straße 100



Bildverstärkerröhren von  
AEG-TELEFUNKEN

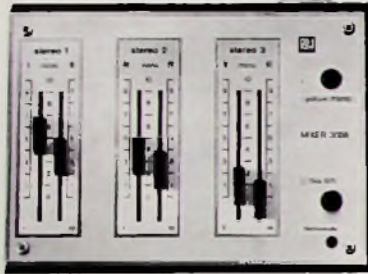


Ideale

# Ela-Mono-und Stereokomponenten

Mischpulte und Verzerrer für das Heim-Tonstudio  
in bewährter RIM-Bausatzform und betriebsfertig.

Einige Vorschläge aus dem neuen RIM-Electronic-Jahrbuch '71 — 672 Seiten — Schutzgebühr DM 6,— + DM 1,— für Porto Inland, Vorkasse Ausland DM 8,50, (Postscheckkonto München Nr. 137 53), Nachnahme Inland DM 7,80.



Mixer 3006

### 3- bzw. 6-Kanal-Mono-Stereo-Mischpult »Mixer 3006« mit integrierter Schaltung

Zur Mischung von 3 Stereo- oder 6 Mono-Tonquellen, davon 2 hochempfindliche Stereo- bzw. 4 monaurale Eingänge zum Anschluß von Mikrofonen. Sämtliche Eingänge zusätzlich zum Anschluß von miteinander mischbaren Tonträgern, z. B. Tunern, Tonbandgeräten, Plattenspielern mit Kristallsystemen. Zur Mischung der angeschlossenen Tonquellen 6 getrennte Schieberegler, über die die Balance-regelung erfolgt.

Eingänge:

Stereo I bzw. Mono I + II 2-60 mV, ca. 40 kΩ bzw. 50 mV-1,2 V, ca. 0,5 MΩ  
Stereo 2 bzw. Mono III + IV 2-60 mV, ca. 40 kΩ bzw. 50 mV-1,2 V, ca. 0,5 MΩ  
Stereo 3 bzw. Mono V + VI 70 mV, ca. 0,5 MΩ

Mono/Stereo-Umschaltung durch Drucktaste Netzkontrolle durch Miniatur-Kontroll-Lämpchen. Stromversorgung: 200 V~. Eingebautes stabilisiertes Netzteil. Maße: B 175 × T 150 × H max. 75 mm.

Preise:

Flachbahnregler Stereo-  
Mischpult »Mixer 3006«

Baumappte:

05-11-055  
5,-

Bausatz:

01-11-055  
199,50

Fertig:

02-11-055  
245,-

### Mono-Verzerrer »VZM 500« und Zweikanal-Stereo-Verzerrer und -Klangregister »VZS 500«

Der Mono- sowie der 2-Kanal-Verzerrer sind sowohl als Klangregisterbausteine einzeln als auch in Zusammenschaltung mit dem oben dargestellten aktiven Mischpult »Mixer 3006« verwendbar. Durch Kombination dieser Geräte lassen sich Mischpulte mit Klangregister aufbauen.

Auf Grund der auf 5 Frequenzbereiche verteilten 5 bzw. 10 Klangsteller in Flachbahnregler-Ausführung ist eine äußerst vielseitige Frequenzbeeinflussungsmöglichkeit gegeben. Es können durch entsprechende Einstellung der Regler „Ver- und Entzerrungen“ von Tonquellen mit nichtlinearem Charakter durchgeführt oder bestimmte Frequenzgänge nachgebildet werden. Datenmäßig besitzen die zwei Geräte dieselben großen Variationsbereiche.

Eingang: max. 200 mV. Eing.-Impedanz: etwa 50 kΩ.

Frequenzbereich: 30-20 000 Hz ± 1 dB.

5 bzw. 10 Klangsteller:

- I: + 18 --- - 12 dB b. 40 Hz.
- II: + 18 --- - 12 dB b. 200 Hz.
- III: + 18 --- - 12 dB b. 3 kHz.
- IV: + 18 --- - 12 dB b. 7 kHz.
- V: + 18 --- - 12 dB b. 16 kHz.

Toleranz: ± 3 dB. Linearstellung: gekennzeichnet. Ausg.-Impedanz: etwa 10 kΩ. Verstärkung: 0 dB. Stromversorgung: 220 V~. Stromaufnahme: etwa 9 VA. Maße: B 350 × T 135 × H 75 mm.

Preise:

1-Kanal-Verzerrer- und  
Klangregister »VZM 500«

Baumappte:

05-11-085  
5,80

Bausatz:

01-11-085  
219,-

Fertig:

02-11-085  
275,-

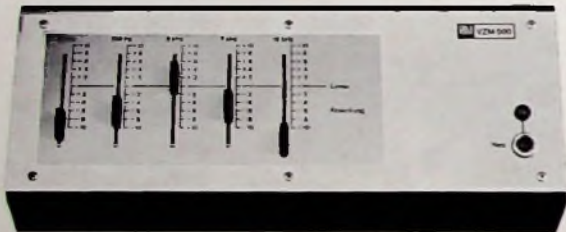
2-Kanal-Stereo-Verzerrer- und  
Klangregister »VZS 500«

01-11-090

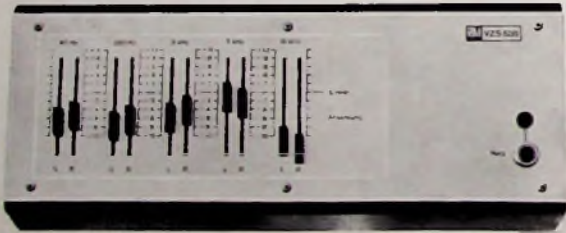
275,-

02-11-090

350,-



Verzerrer VZM 500



Verzerrer VZS 500



Kombination Mixer 3006 und Verzerrer VZS 500  
— ein Stereo-Mischpult mit Klangregister

## Kennen Sie schon das neue ela-system 1004?

Ein universelles fortschrittliches Verstärkersystem zum Bau von Transistor-Mischverstärkern mit Ausgangsleistungen von 50 und 120 Watt nach Maß. Fordern Sie bitte Informationsprospekt »RIM-ela-system 1004« an!

**RADIO-RIM**

Abt. Elek-  
tronik F 2

8000 München 2, Bayerstr. 25 · Postfach 202 026  
Telefon (08 11) 55 72 21 · Telex 05-28 166 rarim-d



## Förderung der Datenverarbeitung als Schlüsseltechnologie

Für die Jahre 1971 bis 1975 ist ein Förderungsprogramm für die Datenverarbeitung geplant, das alle einschlägigen Maßnahmen der Ressorts der Bundesregierung und der Deutschen Forschungsgemeinschaft umfassen wird (2. DV-Programm). Informationsgespräche und eine Klausurlagung mit Wissenschaftlern, Mitarbeitern von Herstellerfirmen und von Anwendern sowie Analysen und Studien dienen der Vorbereitung des Programms. Besonders strenge Maßstäbe wurden auch an die Ermittlung des voraussichtlichen Nutzens staatlicher Förderung angelegt. Nach Informationen des Bundesministeriums für Bildung und Wissenschaft (BMBW) vom 27. 12. 1970 sind die Umriss des Programms jetzt abzusehen, haben aber noch vorläufigen Charakter. Es soll im Gegensatz zum 1. DV-Programm der Förderung der Datenverarbeitung in voller Breite dienen. Vorgesehen ist hierfür ein Betrag von annähernd 4,2 Milliarden DM. Der nach der Bedarfsschätzung auf die Jahre 1971 bis 1974 entfallende Teil der Kosten ist allerdings aus den Ansätzen der mittelfristigen Finanzplanung des Bundes nur zu etwa 75 v. H. gedeckt. Die endgültige Formulierung des Programms wird daher eine erneute Straffung der Prioritäten notwendig machen.

Die Förderungsmaßnahmen des 1. Datenverarbeitungsprogramms waren vornehmlich auf die direkte Industrieförderung ausgerichtet. Hierbei müssen die aufeinander abgestimmten Maßnahmen der Deutschen Forschungsgemeinschaft, des BMBW, des Bundesministeriums für Wirtschaft und des Bundesministeriums für Arbeit als Ganzes betrachtet werden. Nimmt man alle diese seit 1952 laufenden Förderungsmaßnahmen zusammen, so ergibt sich bis Ende 1970 ein Betrag von etwa 680 Millionen DM. In dieser Summe sind nicht enthalten die Mittel für die Anwendung der Datenverarbeitung bei Kernforschungszentren und der Deutschen Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (DFVLR) sowie bei Forschungsgruppen der Hochenergiephysik und in der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt. Von dem Gesamtbetrag entfallen etwa 60 v. H. auf Hochschulen, andere öffentliche Einrichtungen und Stipendien, etwa 40 v. H. auf gewerbliche Unternehmen.

Die deutsche Elektronik-Industrie hat erst relativ spät mit der Entwicklung und Herstellung von größeren Rechnern für den kommerziellen Markt begonnen. Zu diesem Zeitpunkt waren vor allem in den USA bereits große und leistungsfähige Unternehmen entstanden. Das 1. Datenverarbeitungsprogramm hatte deshalb das Ziel, durch die Förderung deutscher Hersteller Wettbewerb zu schaffen. Wenngleich Mittel der öffentlichen Hand in der BRD nicht im gleichen Umfang wie zuvor in den USA bereitgestellt werden konnten, so hat die deutsche Industrie doch inzwischen einen Marktanteil erobert, der sie als einen ernsthaften Konkurrenten zumindest der mittelgroßen ausländischen Unternehmen ausweist.

Förderungsmittel wurden an die Datenverarbeitungs-Industrie in Form direkter Zuwendungen für Forschungs- und Entwicklungsarbeiten gegeben. Das BMBW hat für ausgewählte forschungs- und zukunftsorientierte Entwicklungsarbeiten Zuschüsse bis zu 50 v. H. der nachgewiesenen Selbstkosten, das Bundesministerium für Wirtschaft für marktnahe Entwicklungsarbeiten zunächst Darlehen, dann bei Erfolg rückzahlbare Zuschüsse von 25 v. H. bis 35 v. H. der nachgewiesenen Selbstkosten bewilligt. Vom BMBW wurden Projekte bei 12 Firmen, vom Bundesministerium für Wirtschaft (BMWi) Projekte bei 24 Firmen gefördert; weiterhin hat das BMWi bei 32 Firmen die Entwicklung von standardisierter Anwender-Software teilfinanziert.

Das Ausmaß der Anwendung der Datenverarbeitung in der Bundesrepublik Deutschland lassen folgende Zahlen erkennen: Am 1. Januar 1970 waren in der BRD etwa 6350 größere Rechenanlagen im Wert von ungefähr 8 Milliarden DM und etwa 15000 Kleinstrechner-Anlagen im Werte von etwa 840 Millionen DM installiert.

Engpässe, die der Ausweitung der Anwendung der Datenverarbeitung entgegenstehen, sind vor allem

- ▶ einschneidender Personalmangel auf allen Qualifikationsebenen für Systemanalyse, Programmierung und Betrieb sowie unzureichende Schulung der Führungskräfte bei den Anwendern;
- ▶ mangelnde Erschließung neuer zukunftsreicher Anwendungsgebiete; die DV-Systeme sind noch nicht benutzerfreundlich genug;
- ▶ ein Mangel an Datenleitungen in den Ortsnetzen innerhalb der BRD, der dem allgemeinen Trend entgegensteht, Kleinstrechner als „intelligente Terminals“ an größere Anlagen anzuschließen und die Möglichkeiten der Datenfernübertragung für größere Verbundsysteme auszunutzen.

Um diese Engpässe abzubauen, über die Datenverarbeitung als Schlüsseltechnologie zu verfügen und die Wettbewerbssituation weiterhin zu verbessern, soll das 2. DV-Programm die folgenden Zielsetzungen enthalten:

1. Die Datenverarbeitung soll als eine der bedeutsamsten Schlüsseltechnologien gefördert werden. Die Technologie der Datenverarbeitungsanlagen wird zu Recht als Schrittmacher der modernen Entwicklungen auf dem Gebiete der Elektronik bezeichnet. Die hier erreichten Fortschritte in der Technik integrierter Schaltungen, in der Bauelemententwicklung und in der Mikrominiaturisierung finden ihren Niederschlag in der kommerziellen Elektronik, in der Nachrichtentechnik und in der Unterhaltungselektronik. Die Verbindung von Maschinen- und Apparatebau und steuernder und regelnder Datenverarbeitung wird zunehmend enger. So trägt nicht zuletzt die Datenverarbeitung dazu bei, die Wettbewerbsfähigkeit der deutschen Investitionsgüter auf dem Weltmarkt zu erhalten und zu fördern.

2. Ferner sollen die Voraussetzungen für eine stärkere und breitere Anwendung der EDV in Wirtschaft, Wissenschaft und Verwaltung als Instrument der Rationalisierung und Leistungssteigerung zur Erhaltung und Förderung der Wettbewerbsfähigkeit unserer Volkswirtschaft geschaffen werden.

3. Die von der öffentlichen Hand zu erbringenden Dienstleistungen sollen mit Hilfe der Datenverarbeitung rationalisiert und verbessert werden. Die öffentlichen Dienstleistungen weisen Steigerungsraten auf, die größer sind als die Steigerungsraten des Bruttosozialprodukts. Der hohe Anteil der Personalkosten, besonders im Bildungswesen und im Gesundheitswesen, läßt die Kosten in diesen Bereichen sehr schnell wachsen. Um die Möglichkeiten der Medizin und des Bildungswesens für die Gesellschaft auszuschöpfen, bedarf es daher gerade in diesen Bereichen einer gezielten und intensiven Rationalisierung.

4. Ausgewogene Wettbewerbsverhältnisse auf dem EDV-Markt sollen es künftig den deutschen Datenverarbeitungs-Unternehmen ermöglichen, einen ihren Leistungen adäquaten Marktanteil in der BRD und darüber hinaus auf dem Weltmarkt zu erringen.

Priorität im Rahmen der Förderung der Datenverarbeitung in der BRD hat die Ausbildungfrage. In der beruflichen Bildung und an den Hochschulen müssen personelle und sachliche Voraussetzungen dafür geschaffen werden, daß dem rasch steigenden Bedarf an Datenverarbeitungspersonal aller Qualifikationsebenen entsprechen, berufsbezogene Kenntnisse vermittelt und angemessene Fortbildung gewährleistet werden können (1.1.1969 in der BRD: etwa 50000 Datenverarbeitungskräfte; 1.1.1978 Bedarf in der BRD: laut Schätzung eines Ad-hoc-Ausschusses des Beirats für Datenverarbeitung 300000 bis 420000 Datenverarbeitungskräfte).

Eine Integration der Datenverarbeitung in Forschung und Lehre aller Bereiche der Hochschule soll durch Bereitstellung einer reichlichen und leicht zugreifbaren Rechenkapazität ermöglicht werden. Das Rechenanlagenbeschaffungsprogramm der Deutschen Forschungsgemeinschaft, die Rechnerbeschaffung im Rahmen der Bundesförderung des Ausbaus von Hochschulen und das Programm für regionale Großrechenzentren sollen in ein einheitliches Programm zusammengefaßt werden, das von der DFG fachlich koordiniert wird. Es soll die Betriebs- und Personalkosten einbeziehen.

Nach einer ersten Schätzung besteht für Kauf und Wartung von Anlagen ein Bedarf von 1,7 Milliarden DM für die Jahre 1971 bis 1975. Verstärkt wird der Ausbau der Informatikbereiche. Das Forschungsprogramm Informatik sieht die gemeinsame Finanzierung von 80 bis 100 Forschungsgruppen mit insgesamt 900 bis 1200 Mitarbeitern an 15 Hochschulen durch Bund und Länder vor. Von den bis 1975 auf 300 Millionen DM geschätzten Kosten wird nach dem Entwurf einer Vereinbarung mit den Ländern der Bund 70 v.H. übernehmen. Das Forschungsprogramm Informatik soll auf Gruppen erweitert werden, die aus anderen Fachbereichen heraus gebildet werden und sich mit fachbezogenen Anwendungen der Datenverarbeitung beschäftigen.

Für den Hochschullehrer-Nachwuchs, an dem großer Bedarf besteht, sollen Seminare und Sommerkurse veranstaltet werden, zu denen man führende Fachleute aus aller Welt gewinnen will. Sonderzuwendungen für Studienaufenthalte deutscher Wissenschaftler im Ausland sind ebenso vorgesehen wie die Gewinnung ausländischer Wissenschaftler für deutsche Hochschulen.

In außerbetrieblichen Lehrwerkstätten und durch Blockunterricht an zentralen Schulen für eine größere Region sollen auf der Sekundarstufe II Datenverarbeitungs-Fachkräfte verstärkt ausgebildet werden. Die Anzahl der fehlenden Lehrkräfte für diesen Bereich schätzt man auf 500 bis 1000. Hier ist ein Stipendien- und Kursprogramm (je nach Ausbildung 1 bis 2 Jahre) vorgesehen, das die volle Weiterzahlung bisheriger Bezüge für den Auszubildenden vorsieht.

Weiterhin soll das 2. DV-Programm die verstärkte Erschließung von Datenverarbeitungsanwendungen vorsehen.

Mit ausgewählten Projekten aus dem öffentlichen Bereich sollen die bereits heute vorhandenen Anwendungsmöglichkeiten von Datenverarbeitungsanlagen demonstriert, damit zur Überwindung der Innovationsschwelle beigetragen und künftige Datenverarbeitungs-Märkte erschlossen werden.

Die Entwicklung standardisierter Software-Pakete soll helfen, kurzfristig eine wesentliche Rationalisierung mittels Datenverarbeitungsanlagen bei einer größeren Anzahl von Anwendern in der gewerblichen Wirtschaft zu erreichen. Bundeszuschüsse für die marktnahe Entwicklung solcher Software-Pakete, die gesamtwirtschaftlich von besonderer Bedeutung sind, sollen in einer Höhe bis zu 50 v.H. der Kosten gewährt werden.

Zur Erschließung neuartiger Anwendungen sollen Forschungs- und Entwicklungsarbeiten gefördert werden, um

► ausgewählte Bereiche auf die Möglichkeit der Anwendung von Datenverarbeitungsanlagen zu untersuchen,

► den Wissensstoff des Anwendungsgebietes bis zur Programmierung aufzubereiten,

► die Programmierung bis zur Anwendungsreife durchzuführen,

► die Programmsysteme praktisch zu erproben und umfassend zu dokumentieren.

Damit soll das System- und Anwendungswissen entstehen, mit dem im öffentlichen und nichtöffentlichen Bereich Datenverarbeitungsanlagen als Instrument der Planung, Entscheidungshilfe und Führung nutzbar zu machen sind.

Durch Risikobeteiligung und Zinszuschüsse für Kredite, die eine Mitfinanzierungsgesellschaft der Datenverarbeitungs-Unternehmen am privaten Kapitalmarkt aufnimmt, sollen die Unternehmen von dem wachstumshemmenden Kapitalengpaß bei der Vorfinanzierung des Mietgeschäfts entlastet werden.

Die industrielle Forschung in Gebieten, deren Beherrschung für eine künftige Konkurrenzfähigkeit der Datenverarbeitungs-Unternehmen von entscheidender Bedeutung ist, soll durch Zuschüsse gefördert werden, bei denen der Bund ein übertragbares Mitbenutzungsrecht an den Ergebnissen erwirbt. Den Bedarf an Mitteln hierfür schätzt man auf etwa 50 Millionen DM jährlich im Durchschnitt der Jahre 1971 bis 1975.

Richtlinien für die Beschaffung von Datenverarbeitungsanlagen mit Bundesmitteln sollen sicherstellen, daß die technischen Möglichkeiten für eine Standardisierung von Anlagen und Programmen ausgeschöpft werden und bei den Beschaffungen Hersteller mit europäischer Basis mindestens einen ihrer Leistungsfähigkeit entsprechenden Anteil erhalten.

Die Förderung ausgewählter Projekte zur Entwicklung von Gerät und Programmen der EDV soll so lange fortgeführt werden, bis die indirekten Maßnahmen hinreichend wirksam geworden sind. Bei Erfolg sollen die gewährten Zuschüsse zurückgezahlt werden. Das BMBW rechnet hier für die Jahre bis 1975 noch mit etwa 200 Millionen DM, das Bundesministerium für Wirtschaft mit 170 Millionen DM.

Bei der 1968 vom Bund und dem Land Nordrhein-Westfalen gegründeten Gesellschaft für Mathematik und Datenverarbeitung kann mit zunehmendem Wachstum des Fachbereichs Informatik an den Hochschulen die hochschulmäßige Grundlagenforschung reduziert werden. Sie soll sich dann stärker Aufgaben widmen, die aus der Praxis an sie herangetragen werden; ein Interesse daran besteht sowohl bei der Industrie als auch bei öffentlichen und privaten Anwendern.

Eine vorläufige überschlägige Schätzung ergäbe für die Durchführung des gesamten Programms in den Jahren 1971 bis 1975 insgesamt folgenden prozentualen Mittelbedarf:

► Ausbildung, Hochschulen (Hochschulrechner, Informatikprogramm, Hochschullehrer-Nachwuchs, DV-Schulen, Lehrkräfte für DV-Schulen): 60 v.H.;

► DV-Anwendungen (Demonstrations-DV-Projekte, standardisierte Software-Pakete, Erschließung neuartiger Anwendungen): 14 v.H.;

► DV-Industrie (Mitfinanzierung, industrielle Forschung, Überleitungsprogramm, das heißt laufende Entwicklungsvorhaben des BMBW und auslaufende Förderung der marktnahen Entwicklung durch den BMWi): 20 v.H.;

► Sanderprogramme (Gesellschaft für Mathematik und Datenverarbeitung mbH; Förderung der DV-Forschung durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft [ohne Großgeräte]): 6 v.H.

# Schiffskurs nach Satelliten-Navigation

## 1. Grundprinzip

Nach Freigabe im Jahre 1967 der betrieblichen Einzelheiten des Satelliten-Navigationssystems, wie es seit 1964 von der US Navy benutzt wird, erfolgte von ITT Federal Laboratories die Modifizierung und Weiterentwicklung des Systems für den zivilen Sektor. Dort findet es bereits in jüngster Zeit auf Schiffen der Handelsmarine Anwendung. Es ist weltweit bei jedem Wetter betriebsfähig und arbeitet mit in 1000 km Höhe umlaufenden Polarbahnsatelliten des NNSS (Navy Navigations Satellite System). An jedem Punkt der Erde erlaubt es eine Ortsbestimmung mit etwa 200 m Genauigkeit. Das zugrunde liegende Prinzip ist sowohl in Ausführung als auch in der Bedienung verhältnismäßig einfach. Bild 1 gibt einen schematischen Überblick. Ein Satellit in erdnaheer Umlauf-

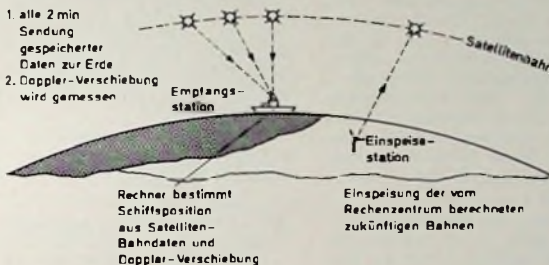


Bild 1. Prinzip der Satelliten-Navigation

bahn sendet alle zwei Minuten Signale hoher Frequenzkonstanz sowie Zeit- und Bahnangaben, die den genauen Standort des Satelliten als Funktion der Zeit ergeben. Die in einem Rechenzentrum ermittelten vorausberechneten Zeit- und Bahnangaben werden dem Satelliten dabei von festen Erdstationen zugeleitet.

An Bord des Schiffes werden die jeweils wieder vom Satelliten ausgestrahlten Daten empfangen, und die Dopplerverschiebung des HF-Trägers wird gemessen. Die Dopplerverschiebung ist eine Funktion der Relativgeschwindigkeit des Satelliten in bezug zum Schiff. Der Empfang von drei aufeinanderfolgenden 2-min-Sendungen des Satelliten sowie die vom Schiffsempfänger gemessene zugehörige Dopplerverschiebung genügen zur Positionsbestimmung.

Da die Erde sich unter dem umlaufenden Satelliten dreht, kann ein Benutzer, der sich an einem bestimmten Punkt der Erdoberfläche befindet, nur einen Bruchteil der Umlaufbahn ausnutzen. Standortbestimmungen sind in der Zeit möglich, in der der Satellit vom Benutzer „gesehen“ werden kann. Das sind beispielsweise bei einem bestimmten Standort ungefähr 18 min eines Bahnlaufes von 108 min Dauer.

Für die Positionsbestimmung ist nur ein einziger Satellit erforderlich, jedoch werden gewöhnlich mehrere in

Umlaufbahnen gehalten. Dadurch kann die Standortbestimmungshäufigkeit erhöht werden. In einem System mit vier Satelliten besteht am Äquator alle 138 min die Möglichkeit einer Positionsbestimmung; die Häufigkeit wächst in höheren Breitengraden, beispielsweise auf 68 min bei 30° Breite.

## 2. Schiffsanlage

### 2.1. Allgemeines

Die Grundausrüstung einer Schiffsanlage besteht aus einer Empfangsantenne, einem Empfänger und einem Digitalrechner zur Verarbeitung und Auswertung der empfangenen Daten zur Positionsbestimmung. Bild 2 zeigt

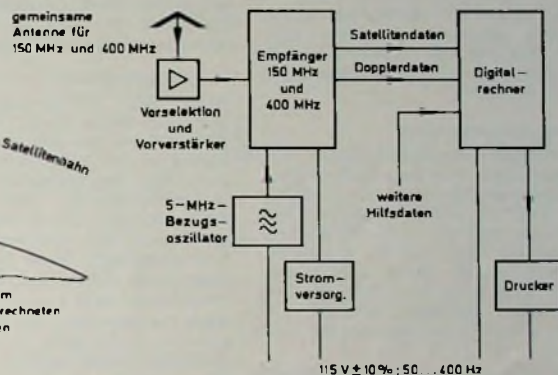


Bild 2. Vereinfachtes Blockschema der Schiffs-Empfangsanlage

das Blockschema einer typischen Schiffsanlage. Das System arbeitet gleichzeitig auf den beiden Frequenzen 150 MHz und 400 MHz. Zwei Frequenzen werden benutzt und zwei unabhängige Messungen der Dopplerverschiebung vorgenommen, um die Brechung der Signale beim Durchgang durch die Ionosphäre zu kompensieren. Da die Dopplerverschiebung der Frequenz proportional ist und die scheinbare Verschiebung durch die Brechung angenähert umgekehrt proportional zur Frequenz angesetzt werden kann, erlaubt die Messung bei zwei Frequenzen, den Brechungsfehler zu eliminieren. Ein voll ausgebautes Zweifrequenzsystem liefert einen Positionsfehler von ungefähr 0,1 Seemeilen für einen beliebigen Punkt der Erdoberfläche. Ein vereinfachtes Einfrequenzsystem bei 400 MHz bringt einen Fehler von rund 0,25 sm (Seemeilen) am Tage und ungefähr 0,1 sm in der Nacht, da ionosphärische Brechungseffekte nachts vernachlässigbar sind.

### 2.2. Empfangsantennen

Antennen großer Richtwirkung sind nicht erforderlich. Im Normalfall sollte der Antennengewinn unterhalb des Horizontes möglichst stark abfallen, um Störungen durch Mehrwegereflexionen der Seeoberfläche zu vermeiden. Diese Forderung muß für eine Schiffsanlage allerdings leicht modifiziert werden, so

daß die Antenne über den Horizont hinausreicht, um Empfangsunterbrechungen auch bei schwerem Schlingern zu vermeiden.

Entweder verwendet man zwei Antennen (eine für jede Betriebsfrequenz), oder man benutzt eine Breitbandantenne; beispielsweise liefert eine konische Spiralantenne ausgezeichnete Ergebnisse bei beiden Betriebsfrequenzen. Die einfachste Antennenanordnung wären zwei Peitschenantennen, eine für jede Frequenz. Peitschenantennen sollten jedoch möglichst vermieden werden, da sie in der Vertikalen eine Nullstelle haben und deshalb Daten bei Satellitendurchgängen mit einer Ele-

vation von mehr als 70° verlorengehen würden.

Es ist unvermeidbar, daß Empfangssignale von Satelliten sehr schwach sind. Um eine weitere Signalabschwächung in den verhältnismäßig langen Kabeln zwischen Mastantenne und Empfänger zu vermeiden, wird für jede Frequenz ein Vorverstärker eingesetzt, der die Kabeldämpfungen ausgleicht. Bei Anlagen mit weniger als 30 m Antennenkabel ist ein Vorverstärker nicht erforderlich.

### 2.3. Empfänger

Für jede Betriebsfrequenz wird ein Empfänger mit zwei Eingangsstufen benutzt. Es handelt sich um Empfänger mit Phasenrückkopplung, das heißt, die Phasemodulationsoszillatoren folgen der Phase des Empfangssignals (Phase-locked-loop-Prinzip = PLL). Dieser Empfängertyp ist wegen der geringen Energie der Satellitensignale zweckmäßig. Die Signale haben eine sehr geringe Bandbreite, die es gestattet, die Signale verhältnismäßig leicht vom Rauschen zu trennen. Voraussetzung ist dabei, daß die effektive Bandbreite auf einen vernachlässigbaren Betrag der zu messenden Dopplerverschiebung (typischer Wert 0 bis 50 Hz) eingestellt werden kann. Nur ein phasengeregelter Empfänger kann diese Abstimmstabilität liefern.

Entsprechend Bild 2 werden von einem 5-MHz-Bezugsoszillator kohärente Empfängeroszillatorfrequenzen abgeleitet. Hierfür lassen sich kommerziell erhältliche Geräte benutzen, die eine Kurzzeitstabilität von ungefähr  $10^{-10}$  haben. Diese Stabilität liegt in der gleichen Größenordnung wie beim Grundoszillator des Satelliten selbst und gewährleistet, daß die Messungen der Dopplerverschiebung nicht durch Kurzszeitchwankungen des Empfängeroszillators beeinträchtigt werden.

#### 24. Rechner

Die Auswertung der Satellitendaten, der Dopplerverschiebung und der Brechungskorrektur wird mit einem Digitalrechner vorgenommen. Die Anforderungen an den Rechner sind verhältnismäßig gering. Die wichtigsten Gesichtspunkte bei der Wahl eines geeigneten Rechners sind:

##### a) Verwendungsbereich des Rechners

Soll der Rechner nur für die Satelliten-Navigation verwendet werden, oder wird er noch für die Verarbeitung anderer Daten oder für wissenschaftliche Zwecke gebraucht?

##### b) Rechengeschwindigkeit

Die Rechengeschwindigkeit hängt von den Forderungen des Benutzers ab und kann eine unmittelbare Auswirkung auf die Wahl des Rechners haben. Falls der Benutzer nach dem Satellitendurchgang fünf Minuten auf die Positionsberechnung warten kann, genügt ein einfacher Prozeßrechner; falls das Ergebnis sofort vorliegen soll, ist ein Rechner höherer Geschwindigkeit erforderlich.

Von diesen Grundannahmen ausgehend, läßt sich der passende Rechner aus den vielen verfügbaren Typen wählen. Auch Mehrzweckrechner mit einer auch für Satellitenpositionsbestimmungen im allgemeinen ausreichenden Speicherkapazität und Programmiermöglichkeit sind ohne weiteres erhältlich.

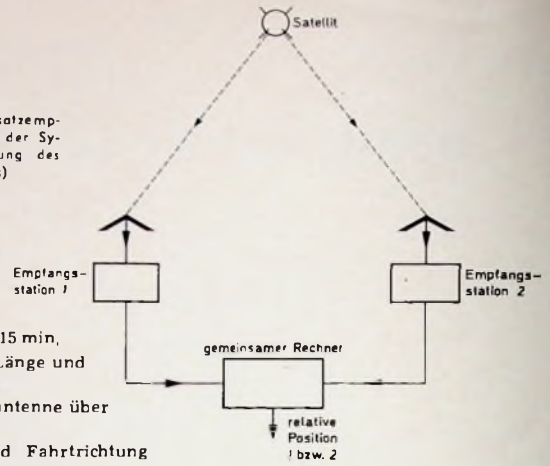
Wenn zum Beispiel bei geophysikalischen Untersuchungen und ähnlichen Aufgaben die sofortige Positionsausgabe nicht erforderlich ist, kann auf einen Bordrechner ganz verzichtet werden. Die Daten und Messungen eines Satellitendurchganges werden dann für spätere Auswertung auf Lochstreifen oder anderen Speichermitteln festgehalten. Da die Satellitendaten stets genaue Zeitangaben enthalten, kann die Positionsberechnung unter genauer Korrelation mit zugehörigen geophysikalischen Daten später von einer Rechnerzentrale vorgenommen werden.

#### 25. Aufbau und Inbetriebnahme

Die einzelnen Schritte zum Aufbau und zur Inbetriebnahme einer Satelliten-Navigations-Schiffsanlage sind verhältnismäßig einfach. Im allgemeinen braucht der Empfänger nicht bei jedem Satellitendurchgang erneut abgestimmt zu werden; der Funker muß nur mit Hilfe von Anzeigelampen beobachten, ob Signalerfassung und Synchronisierung stattfinden.

Am Ende des Satellitendurchganges werden die örtlichen Daten in den Rechner eingegeben:

Bild 3. Prinzip eines Versatzeempfängers zwecks Verbesserung der Systemgenauigkeit (Ausschaltung des Satelliten-Bahnfehlers)



- Datum und GMT  $\pm 15$  min,
- Positionsschätzung Länge und Breite  $\pm 3^\circ$ ,
- Höhe der Empfangsantenne über dem APL-Ellipsoid,
- Geschwindigkeit und Fahrtrichtung des Schiffes

Nach Eingabe dieser Daten beginnt der Rechner sofort mit der Auswertung und liefert über den Datenausdruck genaueste Positionsangaben an den Navigator, die dann als Grundlage für weitere Kursberechnungen dienen.

#### 3. Versatzeempfang

Auch das Zweifrequenzsystem hat noch eine Fehlerquelle, die der Benutzer nicht beeinflussen kann. Das ist der Fehler in der Satellitenposition selbst, die - aus den Bahndaten berechnet - unvorhersehbare oder unbekanntene Schwankungen der bremsenden Atmosphäre und des Gravitationsfeldes der Erde unterliegt. Diese Effekte verursachen einen Fehler bis zu 100 m Standardabweichung.

Eine Verbesserung der Systemgenauigkeit um den Faktor 10 ist mittels der Versatzmethode möglich (Bild 3). Dabei werden zwei Positionsbestimmungen von zwei unabhängigen Geräten an verschiedenen Orten in Sicht des Satelliten gemacht (100 bis 500 m voneinander entfernt). Aus der Differenz der beiden Messungen ergibt sich die relative Position der beiden Orte ohne den Bahnfehler des Satelliten. Bei einer typischen Versatzmessung befindet sich ein Empfänger an einem unbekanntem Ort, während der andere an einem genau bekannten Bezugspunkt (beispielsweise einer festen Küstenstelle) untergebracht ist. Die relative Position des unbekanntem im Verhältnis zum bekannten Ort wird dann bestimmt.

Eine Vereinfachung bei der Versatzmethode ist die Möglichkeit, nur mit einer Frequenz zu arbeiten, da der Brechungsfehler sich bei der Versatzmethode gleichfalls weitgehend aufhebt, allerdings nur bei Stationen mit weniger als 50 m Abstand.

Zusammenfassend kann man also sagen: Bei der Versatzmethode müssen Messungen an zwei Orten ausgeführt werden, sie erlaubt jedoch die sehr genaue Bestimmung eines Punktes gegenüber einem Bezugspunkt.

#### 4. Schlußbetrachtung

Wie bereits angedeutet, lassen sich mit der Satelliten-Navigation auch Ortsbestimmungsprobleme der Ozeanographie, Geophysik und ähnlicher Aufgabengebiete lösen, bei denen es sich um Beziehungen zwischen Schiff und Küste handelt. Die 970 BRT große „Prospekta“, eines der jüngsten Schiffe der

deutschen Handelsflotte, ist in dieser Beziehung gewissermaßen schon „das Schiff von morgen“. Das von der Werft D. W. Kremer und Sohn in Elmshorn gebaute und von der Dampfschiffahrtsgesellschaft „Neptun“ in Bremen bereedete Schiff verfügt über modernste Einrichtungen. Dazu zählen neuzeitlichste nautische Geräte, darunter mehrere elektronische Navigationssysteme für die Satelliten-Navigation (einschließlich Rechen- und Datenerfassungsanlagen sowie Datendruckers), die den Kurs des Schiffes automatisch bestimmen können.

Von dem modernen Satelliten-Navigationssystem dürfte in Zukunft die gesamte Handelsschiffahrt profitieren.

#### Schrifttum

- Chernoz, J.: Schiffsanlagen für die Satellitennavigation. Elektr. Nachrichtenwesen Bd. 44 (1969) Nr. 2, S. 152-156
- Satelliten-Navigationssysteme. Elektr. Nachrichtenwesen Bd. 45 (1970) Nr. 3, S. 296
- Satelliten-Navigationssystem. Technical Report Nr. 2/1970 der ITT Aerospace/Optical Division, USA

#### Enteisen von Radarantennen

Auf Schiffen, die nördliche Breiten befahren und dabei häufig in arktische Gewässer kommen, verlesen naturgemäß nicht nur Decks und Aufbauten, sondern auch die Radarantennen der Schiffe. Durch einen stärker werdenden Eisansatz an diesen Antennen wird die Leistungsfähigkeit des Radars immer geringer, wobei es sogar bis zum völligen Ausfall der Anlage kommen kann.

Die Decca Radar Ltd. hat deshalb in langwierigen Versuchen nach einer wirkungsvollen Enteisungsmethode gesucht. In den Entwicklungslaboratorien in Chessington wurden in Kältekammern arktische Bedingungen simuliert und verschiedene Methoden erprobt. Hierbei stellte sich unter anderem heraus, daß Eis unter extremen Bedingungen mit einer Geschwindigkeit von bis zu 15 cm/h wachsen kann.

Das Ergebnis dieser Forschungen, Untersuchungen und Tests ist ein mit Preßluft aufblasbarer Neoprene-Überzug über dem Kunststofffenster der Schiltzantenne. Eis von einer Dicke bis zu 10 cm wird durch die Ausdehnung des Überzuges beim Einblasen der Preßluft abgesprengt. Dieses Verfahren hat sich sowohl bei allen Laboratoriumsversuchen als auch bei den See-Erprobungen als sehr wirksam erwiesen. Hierbei stellte sich auch heraus, daß der Neoprene-Überzug die Leistungsfähigkeit des Radars kaum beeinflußt. Pf.

# Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern

Tab. IV. Lineare Gleichrichter, Absolutwertverstärker

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd 26 (1971) Nr. 2, S. 59

## 4 Lineare Gleichrichter, Absolutwertverstärker [19] ... [23]

Bei der Gleichrichtung von Wechselspannungen zu Meßzwecken wirkt sich die nichtlineare Kennlinie der Gleichrichterdioden im allgemeinen sehr ungünstig aus. Besonders bei niedrigen Spannungen treten beträchtliche Linearitätsfehler auf. Einfache Diodenschaltungen sind als Meßgleichrichter völlig ungeeignet, wenn die Spannungen nennenswert kleiner als 1 V sind. Auch dieses Problem ist mit Hilfe von Operationsverstärkern zu lösen.

Bei der Einweggleichrichtung mit Operationsverstärker (Schaltung 1, Tab. IV) wird die positive Halbwelle der Eingangsspannung  $U_{21}$  wegen der in Durchlaßrichtung geschalteten Diode  $D_2$  invertiert am Ausgang als Spannung  $U_{31}$  wirksam. Die positive Halbwelle am Ausgang (entspricht negativer Halbwelle am Eingang) wird unterdrückt, da in diesem Falle die Diode  $D_1$  leitend wird, Diode  $D_2$  aber sperrt.

Ausgezeichnete Gleichrichtereigenschaften hat die Doppelwegschaltung (Schaltung 2) in Strom-Parallelgegenkopplung mit Diodenbrücke im Gegenkopplungszweig. Der Ausgangsstrom  $I_{43}$  ist identisch mit dem eingepprägten Gegenkopplungsstrom und wird von der Diodencharakteristik nicht beeinflusst. Nachteilig ist der Umstand, daß der Ausgangsstrom nicht gegen den Bezugspunkt 0 fließt, besonders dann, wenn er zu anderen Zwecken als nur zur Anzeige benötigt wird. Eine Doppelwegschaltung mit gemeinsamem Bezugspunkt für Ein- und Ausgangsspannung ist in der Schaltung 3 dargestellt. Der Operationsverstärker arbeitet hier in Spannungs-Parallelgegenkopplung. Die positive Halbwelle der Eingangsspannung  $U_{21}$  erscheint invertiert am Ausgang als negative Halbwelle  $U_{31}$  gleicher Amplitude. Der Transistor  $T$  ist gesperrt. Die negative Halbwelle der Eingangsspannung  $U_{21}$  erzeugt am Ausgang des Operationsverstärkers eine positive Spannung. Der aus Gründen niedriger Restspannung invers betriebene Transistor  $T$  wird leitend und schaltet die negative Halbwelle direkt auf den Lastwiderstand  $R_A$  im Ausgang durch. Da die Eingangsspannungsquelle in beiden Halbwellen unterschiedlich belastet wird, arbeitet diese Schaltung nur bei niedrigen Quellenwiderständen im Eingang einwandfrei. Schaltungen dieser Art sind auch als sogenannte Absolutwertverstärker geeignet. Gute Eigenschaften als Absolutwertverstärker hat die Schaltung 4 für Eingangsspannungen  $> 0,7$  V, wenn die Kennlinien der Dioden  $D_1$  bis  $D_3$  weitgehend übereinstimmen. Bei positiven Eingangsspannungen  $U_{21}$  wird der Eingang  $E_2$  des Operationsverstärkers angesteuert. Die Ausgangsspannung  $U_{31}$  entspricht der Eingangsspannung  $Für$

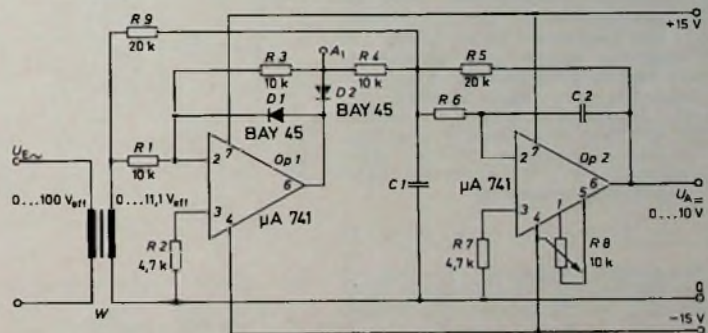
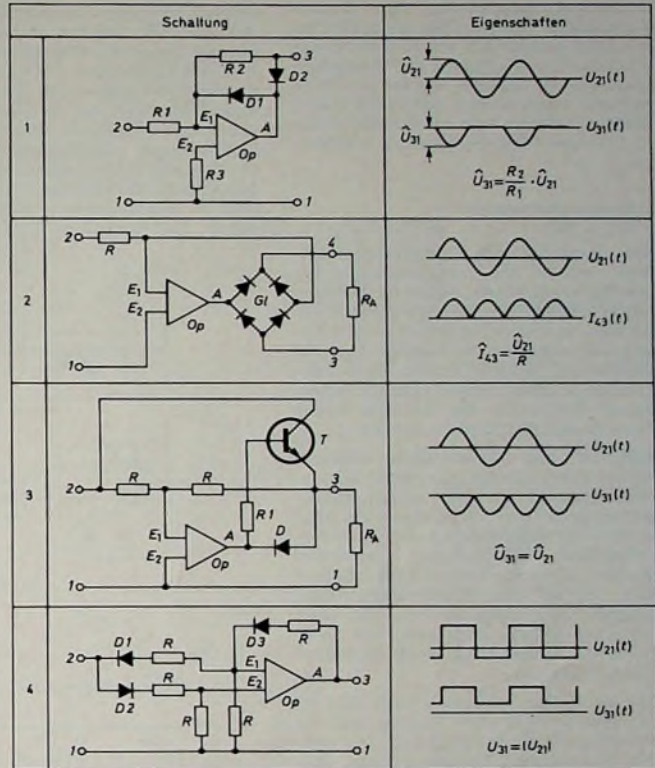


Bild 7. Doppelweggleichrichterschaltung mit zwei Operationsverstärkern für Meßzwecke

negative Eingangssignale arbeitet der Verstärker invertierend. Die Ausgangsspannung  $U_{31}$  entspricht im Betrag ebenfalls der Eingangsspannung, hat aber positives Vorzeichen. Die Diode  $D_3$  im Gegenkopplungszweig kompensiert die Nichtlinearität der Eingangsdioden. Unproblematisch sind Doppelweggleichrichterschaltungen mit zwei Operationsverstärkern. Die Wirkungsweise wird am Beispiel der Meßschaltung Bild 7 erläutert. Sie dient zur Umsetzung ei-

ner Wechselspannung von 0 bis 100  $V_{eff}$  in proportionale eingepprägte Gleichspannung von 0 bis 10 V. Zur galvanischen Trennung des Eingangskreises von der Meßschaltung sowie zur Meßbereichsanpassung ist der Wandler  $W$  vorhanden. Der Operationsverstärker  $Op 1$  arbeitet mit seinen Beschaltungselementen als Einweggleichrichter. Positive Halbwellen der Wandlersekundärspannung erzeugen am Punkt  $A_1$  negative Halbwellen gleichen Betrags. Negative Eingangssignale werden unter-

drückt. Von der Spannung am Punkt  $A_1$  abgeleitet, fließt ein Halbwellenstrom in den Summenpunkt des Operationsverstärkers Op 2. Gleichzeitig wird aus der Eingangsspannung über Widerstand R9 ein Wechselstrom halber Amplitude gebildet und dem Strom vom Ausgang des Verstärkers Op 1 überlagert. Als Resultat entsteht eine Doppelweggleichrichtung. Zur Mittelwertbildung ist der Operationsverstärker Op 2 gleichzeitig als Aktivfilter beschaltet. Die Welligkeit der Ausgangsspannung ist dadurch kleiner als  $0,5 \frac{1}{n}$ . Mit den angegebenen Schaltungen sind Meßgleichrichter mit Linearitätsfehlern  $< 2 \frac{1}{100}$  ohne Schwierigkeiten realisierbar.

### 5. Rechenschaltungen

[24] ... [26]

Der Siegeszug des Operationsverstärkers begann im Analogrechner. Die Durchführung von Rechenoperationen war seine ursprüngliche Aufgabe. Hochwertige Operationsverstärker addierten und subtrahierten, multiplizierten und dividierten, differenzierten und integrierten – lange bevor sich die allgemeine Elektronik die Vorteile dieser Technik zunutze machen konnte.

Addition und Subtraktion erfolgen durch Überlagerung von Strömen im Summenpunkt des spannungs-parallel-gekoppelten Verstärkers, die über Bewertungswiderstände aus den zu verknüpfenden Spannungen gewonnen werden. Integration und Differentiation sind durch Kondensatorbeschaltung möglich. Multiplikation und Division erfordern jedoch, falls nicht nur feste Faktoren einzustellen sind, beträchtlichen Aufwand.

Die Multiplizierschaltung nach Bild 8a arbeitet nach dem Prinzip der modulierten Sägezahnspannung. Die beiden Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  sind miteinander zu multiplizieren. Dazu lädt die Stromquelle  $Q_1$  den Kondensator C1 mit konstantem Strom  $I_1$  auf. Der Vergleichler steuert den Schalter S1 und veranlaßt die Entladung des Kondensators, wenn dessen Spannung  $U_{C1}$  mit der Eingangsspannung  $U_1$  identisch ist. Auf diese Weise entsteht eine Folge von Sägezahnimpulsen (Bild 8b), deren Periodendauer  $\Delta T$  jeweils der Spannung  $U_1$  proportional ist

$$\Delta T = t_n - t_{n-1} = k_1 \cdot U_1 \quad (8)$$

Ein zweiter Kondensator C2 wird von der Stromquelle  $Q_2$  aufgeladen, deren Strom  $I_2$  der Steuerspannung  $U_2$  proportional ist. Daher hängt der Anstieg der Kondensatorspannung  $U_{C2}$  linear von dieser Steuerspannung ab. Die jeweilige Entladung des Kondensators C2 wird ebenfalls vom Vergleichler gesteuert und erfolgt durch den Schalter S2 synchron zur Entladung des Kondensators C1. Der Mittelwert  $U_m$  der Sägezahnspannung am Kondensator C2 ist deshalb der Zeit  $\Delta T$  und der Spannung  $U_2$  proportional

$$U_m = k_2 \cdot \Delta T \cdot U_2 \quad (9)$$

Die Verknüpfung der Gleichungen (8) und (9) ergibt

$$U_m = k_1 \cdot k_2 \cdot U_1 \cdot U_2 \quad (10)$$

Die beschriebene Schaltung ist also ein Multiplikator. Zur Mittelwertbildung dient ein Aktivfilter.

Die praktische Realisierung dieses Prinzips zeigt die Schaltung im Bild 9. Als Stromquellen zur Kondensatorladung arbeiten bereits beschriebene Schaltungen mit den Operationsverstärkern Op 1 und Op 3. Der Spannungsvergleich erfolgt im Operationsverstärker Op 2. Als Schalter für die Kondensatorladung dienen die Transistoren T1 und T2. Der Verstärker Op 4 ist als Impedanzwandler geschaltet. Er verhindert eine Belastung des Kondensators C2 durch das Aktivfilter und damit einen nichtlinearen Spannungsanstieg. Die vorliegende Schaltung arbeitet als Einquadranten-Multiplikator mit den im Bild 8 angegebenen Polaritäten. Die durch die Spannung  $U_{E1}$  bestimmte

Frequenz der Sägezahnimpulse liegt im Bereich 50 Hz bis 20 kHz für Spannungen von 10 bis 0,1 V. Diese Schaltung ist, wenn die Stromquelle  $Q_1$  ebenfalls in Abhängigkeit von einer Spannung gesteuert wird, auch zum Dividieren geeignet.

Mit kleinerem Verstärkeraufwand wird diese Aufgabe von der Schaltung nach Bild 10 gelöst. Dieser Quotientenmesser arbeitet nach dem Prinzip der Pulsdauermodulation. Dem Verstärker Op 1 werden die Größen zugeführt, die im Nenner des Quotienten stehen sollen. Im Kollektorkreis der Transistoren T1 und T2 fließt ein eingepreger Strom, der der Summe der Spannungen  $U_2 + U_3$  proportional ist. Mit diesem Strom

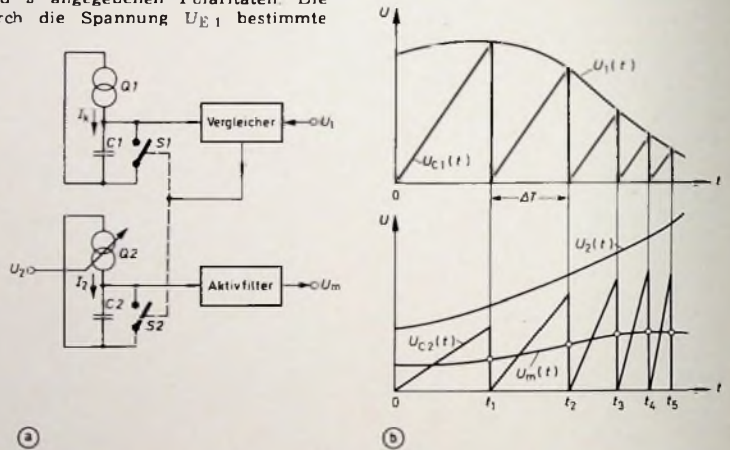


Bild 8. Multiplizierschaltung nach dem Prinzip der modulierten Sägezahnspannung

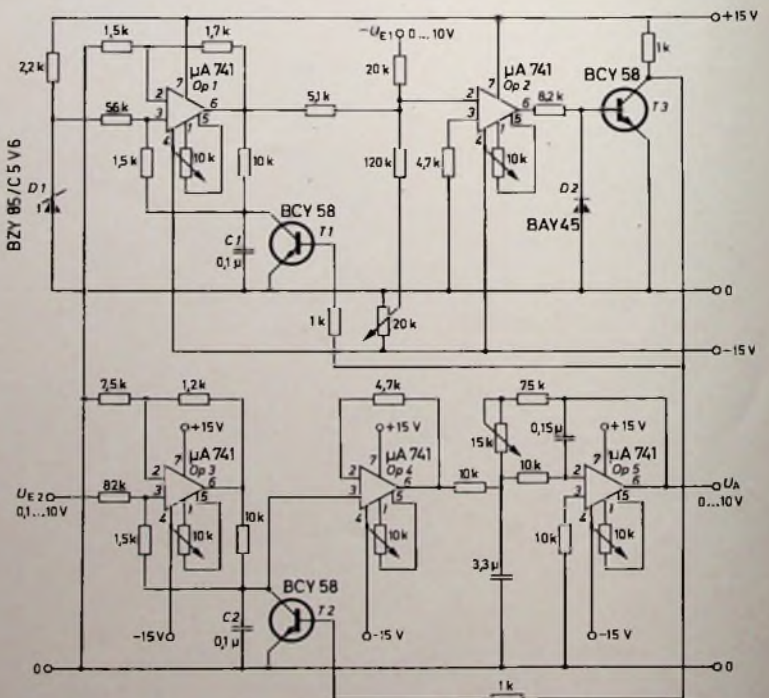


Bild 9. Vollständige Schaltung zur Multiplikation zweier Spannungen

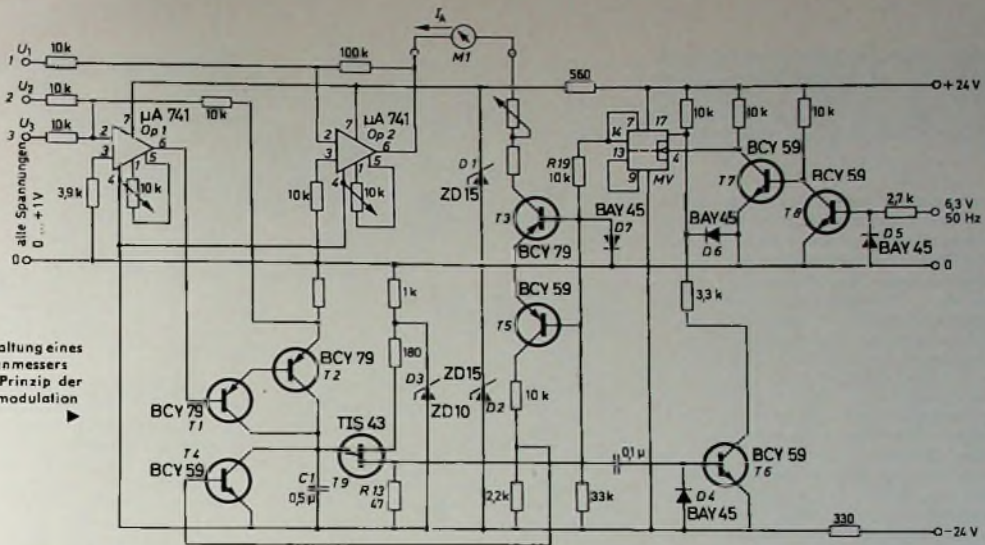


Bild 10. Schaltung eines Quotientenmessers nach dem Prinzip der Pulsdauermodulation

wird der Kondensator  $C_1$  aufgeladen, wenn der Transistor  $T_4$  gesperrt ist. Die Spannung an  $C_1$  steigt linear an, bis sie der Höckerspannung des Unijunktionstransistors  $T_9$  entspricht. In diesem Augenblick wird die Emitter-Basis 1-Strecke von  $T_9$  leitend, der Kondensator  $C_1$  entlädt sich über den Widerstand  $R_{13}$  und erzeugt einen kurzen Impuls. Dieser Impuls gelangt nach Verstärkung mit  $T_6$  zum Eingang 17 des bistabilen Multivibrators  $MV$ . Der Multivibrator ändert seinen Schaltzustand, sperrt über den Widerstand  $R_{19}$  den Ausgangstransistor  $T_3$  (dieser war während der Aufladepériode des Kondensators  $C_1$  leitend) und unterbricht so den Stromfluß durch das Anzeigeinstrument  $M_1$ . Gleichzeitig schaltet der Multivibrator den Transistor  $T_4$  über den Transistor  $T_5$  ein, so daß zunächst kein neuer Aufladevorgang beginnen kann. Erst ein neuer Taktimpuls, der in diesem Falle mit den Transistoren  $T_7$  und  $T_8$  aus der Netzfrequenz gewonnen wird (Taktzeit  $T = 20$  ms), kippt den Multivibrator  $MV$  am dynamischen Eingang 4 in seine Ausgangslage zurück. Dadurch wird der Transistor  $T_3$  leitend und  $T_4$  gesperrt; der Aufladevorgang beginnt von neuem. Auf diese Weise werden dem Instrument  $M_1$  des Ausgangskreises Impulse mit der Frequenz 50 Hz zugeführt, die von den Eingangsspannungen  $U_2$  und  $U_3$  dauermoduliert und von der Eingangsspannung  $U_1$  amplitudenmoduliert sind. Für den mittleren Ausgangsstrom  $I_A$  gilt

$$I_A = k \frac{U_1}{U_2 + U_3} \quad (11)$$

beziehungsweise, wenn die Eingänge 1 und 3 verbunden werden,

$$I_A = k \frac{U_1}{U_1 + U_2} \quad (12)$$

Der Quotientenmesser errechnet in diesem Falle den prozentualen Anteil von  $U_1$  an der Summe  $U_1 + U_2$ .

## 6. Impulsschaltungen

[27] ... [29]

Die Tatsache, daß sich der Ausgang eines Operationsverstärkers mit nur geringen Spannungsdifferenzen am Ein-

Tab V Impulsschaltungen

|   | Schaltung | Eigenschaften |
|---|-----------|---------------|
| 1 |           |               |
| 2 |           |               |
| 3 |           |               |

gang in seine Endlagen steuern läßt, macht sich auch die Impulstechnik zunutze. Die Schaltung 1 in Tab. V erzeugt bei jeder Flanke des Eingangssignals  $U_{31}$  einen positiven Ausgangsimpuls. Das Eingangssignal wird mit dem Kondensator  $C_1$  differenziert (Spannung  $U_{41}$ ) und über die Dioden  $D_1$ ,  $D_2$  den Verstärkereingängen zugeführt. Der positive Impuls gelangt zum Eingang  $E_2$  des Operationsverstärkers. Der negative Impuls am Eingang  $E_1$  wird durch den Verstärker invertiert. Diese Impulsformstufe eignet sich zur Ansteuerung von monostabilen Multivibratoren und ähnlichen Schaltungen.

Bei den Schaltungen 2 und 3 in Tab. V ist die Rückkopplung als Mitkopplung ausgeführt. Der astabile Multivibrator (Schaltung 2) erzeugt eine Rechteckim-

pulsfolge, deren Frequenz durch die Beschaltungselemente gegeben ist

$$f = \frac{1}{2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad (13)$$

Am Ausgang 4 ist eine mit den Z-Dioden  $D_1$  und  $D_2$  stabilisierte Spannung abnehmbar.

Die Schaltung 3 stellt einen monostabilen Multivibrator dar. In der stabilen Phase ist Transistor  $T_1$  leitend und die Spannung  $U_{31} \approx 0$ . Ein positiver Impuls am Eingang steuert den Verstärker  $Op$  auf negatives Ausgangspotential, und  $T_1$  wird gesperrt. Seine Kollektorspannung ist jetzt positiv. Dieser bedingt stabile Zustand wird

beendet, wenn der Kondensator C 1 (Potential  $U_{51}$ ) auf die Spannung  $U_{31}$  aufgeladen ist. Die Zeit  $T_0$ , während der sich der Multivibrator in seiner bedingt stabilen Phase befindet, ergibt sich zu

$$T_0 = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 2. \quad (14)$$

Die Diode D 1 ist zur schnellen Entladung des Kondensators C 1 beim Übergang vom bedingt stabilen in den stabilen Zustand erforderlich.

Völlig anderer Natur sind die Aufgaben, die die Operationsverstärker im optoelektronischen Impulsübertrager mit Tastverhältnisregelung nach Bild 11 übernehmen. Optoelektronische Koppler mit Lumineszenzdiolen als Sender und Phototransistoren oder -diolen als Empfänger eignen sich gut zur galvanischen Trennung von Impulskreisen. Nachteilig wirkt sich dabei jedoch eine Ansprechschwelle der Empfangsschaltung aus, wenn das Impulssignal im Sendekreis stark verschliffene Flanken hat. Im Empfangskreis entstehen dann Impulsverzerrungen.

Die vorliegende Schaltung beseitigt diesen Effekt. Die den Eingangsklemmen zugeführten Spannungsimpulse steuern die Lichtquelle La 1. Die Lichtimpulse fallen auf den Phototransistor T 1, der wegen des Kondensators C 1 gleichzeitig als Tiefpaß wirkt. Am Kollektor von T 1 entsteht - je nach der Frequenz der Lichtimpulse - eine dreieck- oder sinusförmige Spannung, die über den Widerstand R 4 dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers Op 1 zugeführt wird. Dieser Verstärker arbeitet als Schaltverstärker und steuert den Ausgangstransistor T 2. Der Ausgang von Op 1 hat positives Potential, wenn die Spannung am Kollektor von T 1 negativer als am Eingang 3 ist und umgekehrt. Durch Ändern dieses Potentials am Verstärkeranschluß 3 kann man das Schaltverhältnis und damit das Tastverhältnis der Impulse am Kollektor von T 2 beeinflussen. Diese Einstellung erfolgt mit Hilfe des Verstärkers Op 2 ständig automatisch im Sinne einer Regelung auf konstantes Tastverhältnis. Der Eingang 4 des Verstärkers Op 2 liegt an der Spannung

$$U_4 = U_{11} \frac{R_9}{R_6 + R_9}. \quad (15)$$

Dem Eingang 3 wird über den Glättungskreis R 12, C 2 die mittlere Spannung  $U_m$  des Kollektors von T 2 zugeführt. Diese Spannung ist dem Impuls-Pausen-Verhältnis  $\alpha_T$  des Ausgangssignals proportional

$$U_m = \alpha_T \cdot U_H. \quad (16)$$

Die Ausgangsspannung des Verstärkers Op 2 wirkt über den Spannungsteiler R 10, R 14 und den Tiefpaß R 13, C 3 als Steuerspannung auf den Operationsverstärker Op 1 zurück. Dieser Regelkreis stellt sich so ein, daß die Spannung zwischen den Eingängen des Verstärkers Op 2 bis auf eine vernachlässigbare Proportionalabweichung verschwindet. Daraus folgt unter Verwendung der Gleichungen (15) und (16) für das Tastverhältnis

$$\alpha_T = \frac{R_9}{R_6 + R_9}. \quad (17)$$

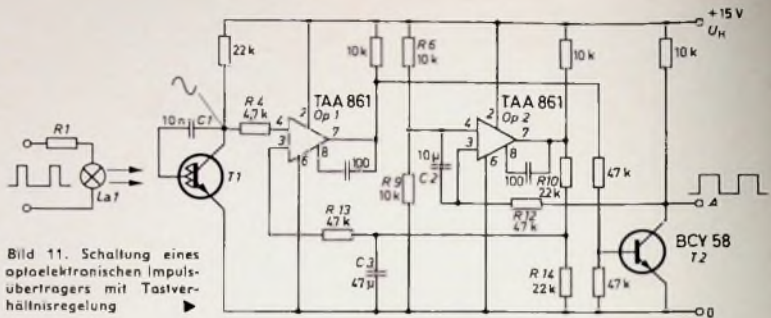


Bild 11. Schaltung eines optoelektronischen Impulsübertragers mit Tastverhältnisregelung

Das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse läßt sich mit Hilfe der Widerstände R 6 und R 9 wählen. Die Schaltung entzerrt das Eingangssignal. Störimpulse, die genügend weit außerhalb des Arbeitsfrequenzbereiches liegen, werden unterdrückt. Dieser Impulsübertrager ist für den Fernmeßbereich von 5 bis 15 Impulse/s ausgelegt.

### 7. Hinweise für das Arbeiten mit Operationsverstärkern

Obwohl Operationsverstärker recht unproblematisch sind, sollte man trotzdem einige grundsätzliche Dinge beachten, um Mißerfolge zu vermeiden. Erfahrungsgemäß neigen als Brettschaltung aufgebaute Oszillatoren zunächst dazu, nicht zu schwingen. Verstärkeraufbauten hingegen arbeiten gelegentlich als Kippschwingungsgeneratoren im Niederfrequenzbereich oder erzeugen Sinusspannungen, deren Frequenz bis ins MHz-Gebiet reicht. Im ersten Falle liegt mit größter Wahrscheinlichkeit ein Schaltfehler vor. Effekte der zweiten Art sind jedoch wesentlich undurchsichtiger Natur und haben schon manchen Schaltungstechniker fast zur Verzweiflung gebracht. Ursachen dafür sind nicht korrekt frequenzkompensierte Verstärker, ungünstige Leitungsführung und Belastungen mit Induktivitäten oder Kapazitäten, durch die sich die jeweilige Gegenkopplungsschaltung in eine Mitkopplung ändert, sowie Verkopplungen über Netzgeräte. Den zuletzt genannten Einfluß kann man durch Beschalten der Hilfsspannungsanschlüsse unmittelbar am Operationsverstärker mit Kondensatoren der Größenordnung 0,1  $\mu$ F beseitigen. Andere Schwingeffekte sind nur durch systematische Untersuchungen an der Schaltung zu beherrschen. Viele Hinweise dazu findet der interessierte Leser in [6] und [30].

In vielen Anwendungsfällen rechnet man zur Vereinfachung mit einem idealen Operationsverstärker, das heißt, seine Verstärkung wird als unendlich groß angenommen. Driftgrößen und Eingangswiderstände werden vernachlässigt, der Frequenzgang bleibt unberücksichtigt. Für Arbeitsfrequenzen  $> 1$  kHz sollte jedoch eine Frequenzkompensation nach Datenblattangaben erfolgen. Müssen die Verstärker Eingangsspannungen im mV-Bereich und Eingangsströme im  $\mu$ A-Bereich verarbeiten, so ist bei der Auswahl eines geeigneten Typs das Temperaturverhalten der Offsetgrößen besonders zu beachten. Der endliche Eingangsstrom beider Operationsverstärkereingänge erzeugt am Innenwiderstand der Quelle eine Störspannung. Bei hohen Quellen-

widerständen darf man diesen Einfluß nicht mehr vernachlässigen. Wenn integrierte Operationsverstärker in Geräten eingesetzt werden, die hochspannungsbeeinflusst sind, können kapazitive Einstrahlungen zur Zerstörung führen. Als Schutzmaßnahmen sind Dioden parallel zum Verstärkereingang - vorausgesetzt, daß die Art der Schaltung das erlaubt - sowie Schutz-Z-Dioden im Ausgangs- und Gegenkopplungskreis zu empfehlen.

### Schrifttum

- Günzel, K.: Der Operationsverstärker - ein universelles Bauelement der Elektronik. Funk-Techn. Bd 25 (1970) Nr. 22, S. 876-880.
- Mann, R. B.: FETs anchor op-amp drift. EDN (Dez. 1969) S. 51-54.
- NSC-Datenblatt „LM 709 C“, Jan. 1968.
- Günzel, K.: Operationsverstärker in integrierter Schaltungstechnik für Geräte und Anlagen der Fernmeßtechnik. Siemens-Z. Bd 44 (1970) Nr. 2, S. 80-87.
- Henkelmann, D.: Eigenschaften und Grenzen direktgekoppelter Gleichspannungs-Meßverstärker. Arch. techn. Messen Lfg 391 (1968) S. 179-183.
- Donaubauer, F., Lucius, H., u. Negele, G.: Rechenverstärker. Elektronik Bd 15 (1966) Nr. 6, S. 175 bis 178, Nr. 7, S. 205-208, und Nr. 8, S. 249-252.
- Güntner, H.: Ein Operationsverstärker mit hohem Ausgangsstrom. Elektronik Bd 19 (1970) Nr. 5, S. 145-148.
- Sedra, A. u. Smith, K. C.: Simple digitally-controlled variable-gain linear d.c. amplifier. Electronic Engng Bd 41 (1969) Nr. 493, S. 362-365.
- Transitron-Datenblatt „TE-1352 FF 4-66“ Silicon multi-current range voltage references.
- Tränkle, H. R. und Kranz, H.: Normalspannungsquellen mit Zenerdioden unter besonderer Berücksichtigung der Temperaturkompensation. Arch. techn. Messen Lfg 383 (1967) S. 277-282.
- Gassong, S., und Schrödel, G.: Zweipol-Baugruppen zur Stabilisierung von Strom und Spannung. Elektronik Bd 19 (1970) Nr. 3, S. 89-92.
- Williams, P.: Low-voltage ring-of-two reference. Electronic Engng Bd 39 (1967) Nr. 477, S. 676-679.
- Melsheimer, R. S.: If you need active filters. Electronic Design (1967) Nr. 8, S. 78-82.
- Doyle, N. P.: Swift, sure design of active bandpass filters. EDN (Jan. 1970) S. 43-50.
- Günzel, K.: Einschwingzeit und Welligkeit des Empfängerangangsstromes bei der Impulsfrequenz-Fernmessung - Optimierung durch aktive Filter, Teil II. Arch. techn. Messen Lfg 414 (1970) S. 157-162.



[16] Miedaner, H.: Vom RC-Glied zum aktiven Filter. *Elektronik* Bd. 19 (1970) Nr. 5, S. 149-152

[17] Halbleiterschaltbeispiele, Integrierte Schaltungen. München 1970, Siemens AG

[18] Dabrowski, G.: Zusammengesetzte aktive Filter. *Internat. Elektron. Rdsch.* Bd. 23 (1969) Nr. 11, S. 287 bis 292

[19] Spanil, W.: Absolute value circuit needs only one op-amp. *Electronics* Bd. 42 (1969) Nr. 1, S. 89

[20] Latham, G. R.: Inexpensive circuit generates precision unipolarity output. *Electronic Design* (24. Nov. 1969) S. 96

[21] Cate, T.: Op amps don't behave. *EDN* (April 1970) S. 57-58

[22] Firmenschrift SGS Fairchild: The application of linear microcircuits (Aug. 1967) S. 89-91

[23] Anwendung von Rechenverstärkern. *Elektronik* Bd. 15 (1966) Arbeitsblatt Nr. 6

[24] Gray, J. O. u. Jackson, M. J.: Monolithic amplifiers as operational

elements. *Electronic Engng.* Bd. 41 (1969) Nr. 495, S. 34-38

[25] Grünberg, W. D.: Analoges Multiplizieren und Dividieren nach dem Sägezahnverfahren. *Elektronik* Bd. 18 (1969) Nr. 2, S. 43-45

[26] Günzel, K. u. Ratz, E.: Fernmessung mit analoger Meßwertverarbeitung in Lastverteilerzentralen von Energieversorgungsunternehmen. *Arch. techn. Messen Lfg. 399* (1969) S. R45-R49

[27] Cakulev, T. I., u. Stojanovic, B. M.: High-performance voltage-to-frequency converter. *Electronic Engng.* Bd. 41 (1969) Nr. 493, S. 346-348

[28] Friedberg, H.: Die Anwendung integrierter Operationsverstärker. Druckschrift „TM HL 8 196 a“ der E. Sommer Elektronik GmbH

[29] Firmenschrift SGS Fairchild: The application of linear microcircuits (Aug. 1967) S. 109

[30] Müller, K. H.: Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern. *Internat. Elektron. Rdsch.* Bd. 22 (1968) Nr. 10, S. 254 bis 258

scheidet, daß die Filteranordnungen und die Verstärkerstufen vollständig voneinander getrennt sind. Der Vorteil dieser Anordnung liegt unter anderem darin, daß wegen der Aufteilung des ZF-Teils in das ZF-Filter und den ZF-Verstärker störende Beeinflussungen zwischen Filtern und Verstärkern – nämlich Filterverstimnungen und Änderung der Übertragungseigenschaften beim Begrenzungseinsatz – ausgeschlossen sind. Daher ist es möglich, die Übertragungseigenschaften im Durchlaß- und im Sperrbereich optimal zu dimensionieren. Als wichtigster Grundsatz gilt dabei: Vor der Hauptselektion muß die Verstärkung möglichst klein gehalten werden. Mit Rücksicht auf eine gute Selektion gegen benachbarte Störsender soll die Hauptfilterselektion im Zuge der ZF-Verstärkung möglichst weit vorn liegen. Man vermeidet dadurch Übersteuerungseffekte (Anstieg der Rauschzahl), Interferenzen mit Störsendern und Kreuzmodulationen. Im folgenden soll gezeigt werden, wie diese neue Konzeption eines ZF-Teils in einem UKW-FM-Empfänger praktisch realisiert wurde.

## Rundfunk

E. MATHYS

# Moderne ZF-Verstärker-Konzeption für Hi-Fi-FM-UKW-Empfänger

## 1. Einleitung

Die meisten FM-UKW-Empfänger enthalten im Zwischenfrequenzteil eine Anzahl von separaten Verstärkerstufen mit dazwischen liegenden Bandfilterkreisen. Diese Anordnung ist sowohl bei den mit Transistoren als auch bei den mit Röhren bestückten Empfängern die am meisten angewendete Schaltungsart (Bild 1). Bei den Filteranordnungen handelt es sich im allgemeinen um Zweikreis-Bandfilter, bei den Verstärkerstufen um Einzeltransistoren. Um bei einem ZF-Verstärker nach Bild 1 die Übertragungseigenschaften in den gewünschten Toleranzen zu hal-

storen entstehen, führen zu Qualitätseinbußen, besonders in bezug auf die AM-Unterdrückung. Mit wachsender Kollektorwechselspannung, das heißt mit größer werdender ZF-Amplitude, nimmt die dynamische Kollektorkapazität zu, wodurch der Kollektorkreis bei vorhandener Amplitudenmodulation im Takt der AM verstimmt wird, was eine Phasenmodulation der ZF-Schwingung zur Folge hat. Außerdem können sich, wenn ein Teil der Verstärkertransistoren als Begrenzer arbeitet, die Übertragungseigenschaften des gesamten ZF-Teils stark ändern.

Eine geringere Änderung der Übertragungseigenschaften in einem ZF-Ver-

## 2. ZF-Filter

Prinzipiell kann man das ZF-Filter sowohl als Quarzfilter, als Keramikfilter oder als LCR-Filter aufbauen. Hier soll jedoch nur das LCR-Filter untersucht werden. Dieses Filter (Bild 3) soll aus einer bestimmten Anzahl von LCR-Schwingkreisen bestehen, die alle auf die gleiche Mittenfrequenz abgestimmt und die über Reaktanzen (zum Beispiel Kondensatoren) miteinander gekoppelt sind.

Für das Filter werden folgende technische Daten gefordert:

Mittenfrequenz: 10,7 MHz;

Dämpfung (Amplitudengang)

bei  $\pm 65$  kHz: max. 3 dB,

bei  $\pm 120$  kHz: min. 10 dB,

bei  $\pm 200$  kHz: min. 35 dB,

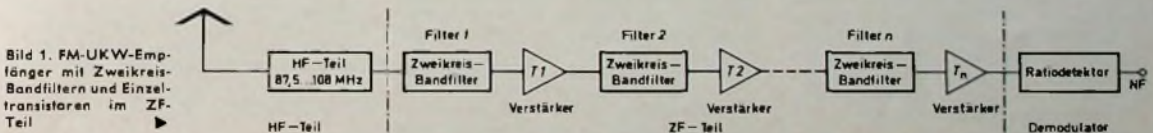
bei  $\pm 300$  kHz: min. 65 dB;

linearer Phasengang, konstante Gruppenlaufzeit: über  $\pm 100$  kHz;

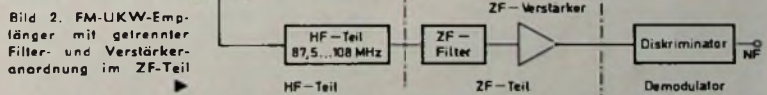
Leistungsverlust  $P_A/P_E$ : max. 20 dB;

Überschwingungen nach Dirac-Stoß:

max. 5 %.



ten, müssen viele Bauelemente genau spezifiziert und kontrolliert werden. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß die Verstärkerstufen  $T_1$  bis  $T_n$  sowohl als lineare Verstärker als auch als Begrenzer arbeiten müssen. Die Bandfilter sind, solange die Verstärkertransistoren noch nicht in der Begrenzung arbeiten, korrekt abgestimmt. Sobald die Transistoren jedoch in die Begrenzung gelangen, treten oft unzulässige Verstimnungen der Filteranordnungen auf. Diese Verstimnungen, die hauptsächlich durch die Kapazitätsänderung der Kollektor-Basis-Strecke der Transi-



stärker nach Bild 1 kann durch Verwendung von integrierten Schaltungen (Differenzverstärker) an Stelle der Einzeltransistoren erreicht werden. Wenn man Differenzverstärker einsetzt, erreicht man außerdem eine Verbesserung der Begrenzungseigenschaften des ZF-Teils.

Bild 2 zeigt eine neue Konzeption für den Entwurf eines FM-ZF-Teils, die sich von der im Bild 1 dadurch unter-

Als Dirac-Stoß wird ein Impuls bezeichnet, dessen Spannung gegen Unendlich und dessen zeitliche Dauer gegen Null strebt, wobei aber das Produkt  $U \cdot t$  endlich bleibt. Es handelt sich also um einen sehr kurzen Impuls hoher Spannung.

Wie aus den technischen Daten hervorgeht, soll das Filter im Bereich von  $\pm 100$  kHz einen linearen Phasengang haben. Nach einem Theorem von Bode

Ing. Ernst Mathys ist Entwicklungsingenieur in den Labors der Firma Willi Studer, Regensdorf - Zürich/Schweiz

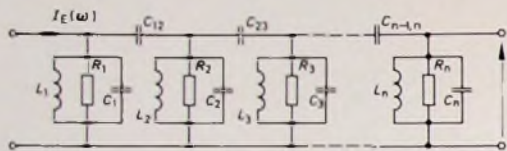


Bild 3. Schaltung eines kapazitiv gekoppelten LCR-Filters

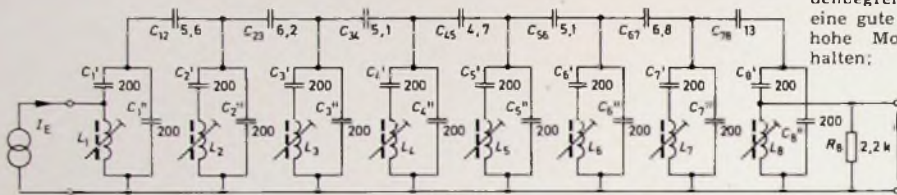


Bild 4. Schaltung eines Achtkreis-ZF-Filters ( $Q_{L1} = Q_{L2} = \dots = Q_{L8} = 110$ ,  $Q_{C1'} = Q_{C1''} = \dots = Q_{C8'} = Q_{C8''} = 2500$ )

gilt für allpaßfreie Netzwerke, zu denen auch das Filter nach Bild 3 gehört (allpaßfrei bedeutet hier, daß das Signal nur auf einem Weg vom Eingang zum Ausgang gelangen kann), daß der Phasenwinkel proportional der ersten Ableitung des Amplitudenganges ist, wenn dieser über einer logarithmischen Frequenzskala dargestellt wird. Daraus folgt, daß die Amplitudencharakteristik im Bereich  $\pm 100$  kHz einer Gauss'schen Fehlverteilungsfunktion entsprechen muß. Man nennt ein solches Filter deshalb ein Gauss-Filter. Eine Untersuchung von Übertragungsfunktionen, die eine maximal flache Gruppenlaufzeit-Charakteristik und damit einen linearen Phasengang aufweisen, ergibt, daß sich die geforderten Daten durch ein Filter achter Ordnung, also ein Achtkreis-Filter, erreichen lassen.

Für die Dimensionierung des Achtkreis-Filters konnte auf [1] und [2] zurückgegriffen werden. Der Berechnungsgang soll deshalb hier nur kurz skizziert werden. Zuerst stellt man für das Achtkreis-Filter die 8 allgemeinen Maschengleichungen auf. Diese Gleichungen werden frequenznormiert, und das Gleichungssystem wird nach  $U_A(\omega)$  aufgelöst. Dann werden von den 15 Variablen (8 Güten und 7 Kopplungen) 7 frei gewählt (in diesem Beispiel wurden die Güten der Kreise 1 bis 7 zu je 100 angenommen). Ein Koeffizientenvergleich zwischen der damit erhaltenen Übertragungsfunktion und der allgemeinen Übertragungsfunktion 8. Ordnung für ein Filter mit maximal flacher Gruppenlaufzeit liefert die restlichen unbekanntenen Größen, nämlich die Güte von Kreis 8 und die 7 Kopplungsfaktoren zwischen den Kreisen. Die Berechnung ergab folgende Werte:

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = Q_5 = Q_6 = Q_7 = 100, \\ Q_8 = 15,6;$$

$$k_{12} = 1,29 \cdot 10^{-2}, k_{23} = 1,49 \cdot 10^{-2}, \\ k_{34} = 1,20 \cdot 10^{-2}, k_{45} = 1,15 \cdot 10^{-2}, \\ k_{56} = 1,27 \cdot 10^{-2}, k_{67} = 1,63 \cdot 10^{-2}, \\ k_{78} = 3,26 \cdot 10^{-2}.$$

Bei der Bestimmung der Kopplungskondensatoren zeigte es sich, daß die Kapazitätswerte verhältnismäßig klein wurden. Daher teilte man die Schwingkreiskondensatoren  $C_1 \dots C_8$  in zwei gleich große, in Serie geschaltete Kondensatoren auf. Die Kopplungskondensatoren konnten dadurch viermal größer gewählt werden. Bild 4 zeigt die dimensionierte Schaltung des ZF-Filters. Der relativ hohe Gütewert von 2500 der 200-pF-Schwingkreiskondensatoren wurde durch Parallelschaltung

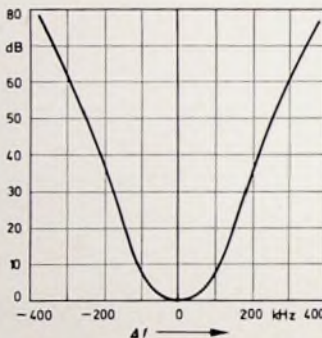


Bild 5. Amplitudengang des Achtkreis-ZF-Filters nach Bild 4

Bild 6. Gruppenlaufzeit des Achtkreis-ZF-Filters nach Bild 4

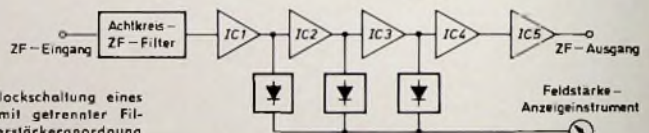
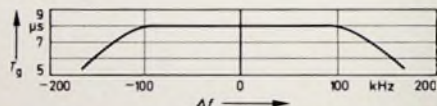


Bild 7. Blockschaltung eines ZF-Teils mit getrennter Filter- und Verstärkeranordnung

von jeweils zwei Polystyrol-Kondensatoren erreicht.

Die Abstimmung des Achtkreis-Gauss-Filters ist einfach. Das Filter wird über einen Trenntransistor in Basisschaltung aus einem 10,7-MHz-Meßgenerator gespeist und die Ausgangsspannung mit einem Gleichspannungsvoltmeter mit vorgeschaltetem Diodentastkopf gemessen. Dann werden alle Schwingkreise auf maximalen Ausschlag am Voltmeter abgeglichen. Die Bilder 5 und 6 zeigen den Amplitudengang und die Gruppenlaufzeit des ZF-Filters. Die berechneten und gemessenen Werte stimmen sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich des Filters sehr gut überein.

### 3. ZF-Verstärker

An einen ZF-Verstärker für frequenzmodulierte Signale in einem ZF-Teil nach Bild 2 mit getrennter Filter- und Verstärkeranordnung werden folgende Forderungen gestellt:

► Hohe Verstärkung in der Größenordnung von 120 dB, damit alle Signale vom Eigenrauschen bis zum stärksten Eingangssignal genügend stark begrenzt werden;

► große Bandbreite der Begrenzerstufen (5 MHz werden angestrebt und wurden am ausgeführten Gerät auch erreicht), um im Zusammenwirken mit einem Breitband-FM-Demodulator ein gutes Übernahmeverhältnis<sup>1)</sup> – angestrebt wird 1 dB (!) – zu erreichen;

► einwandfreie symmetrische Amplitudenbegrenzung ohne Zeitkonstanten, um eine gute AM-Unterdrückung auch für hohe Modulationsfrequenzen zu erhalten;

► der ZF-Verstärker soll einen Hilfsausgang, an dem ein dem Logarithmus der Eingangsspannung proportionaler Strom zur Verfügung steht, zum Anschluß eines Feldstärke-Anzeigegeräts aufweisen.

Diese Forderungen lassen sich am günstigsten mit integrierten Differenzverstärkerstufen erfüllen. Integrierte Differenzverstärker, zum Beispiel CA 3028 von RCA, sind bereits recht preisgünstig und zeichnen sich durch sehr gute Verstärker- und Begrenzer-Eigenschaften aus. Je Differenzverstärkerstufe läßt sich eine Verstärkung von etwa 24 dB erreichen. Um die benötigten 120 dB ZF-Verstärkung zu erhalten, benötigt man fünf in Serie geschaltete Verstärkerstufen (Bild 7). Am Ausgang

der Verstärkerstufen IC 1, IC 2 und IC 3 wird das ZF-Signal gleichgerichtet, und die addierten Gleichströme werden dem Feldstärke-Anzeigegerät zugeführt. Diese Gleichrichteranordnung ermöglicht es, daß Eingangssignale im Bereich von 70 dB bequem am Instrument abgelesen werden können, wobei jedoch die Anzeige logarithmisch erfolgt.

### Schrifttum

- [1] Thomsen, W. E.: Networks with mathematically flat delay. Wireless Engineer, October 1952
- [2] Meinke, H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, S. 889. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1962. Springer

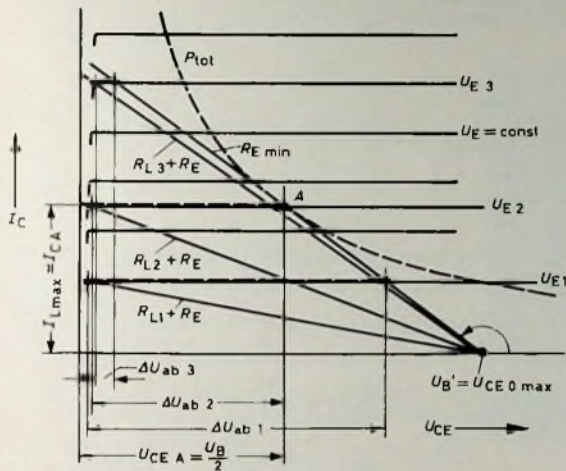
<sup>1)</sup> In Gebieten mit vielen Sendern arbeiten oft zwei oder mehrere Stationen auf derselben Frequenz. Damit ergeben sich Schwierigkeiten infolge der Gleichkanal-Einwirkung, die ein guter Tuner möglichst stark unterdrücken sollte. Die Gleichkanal-Selektion (Übernahmeverhältnis, Capture Ratio) eines Tuners wird hauptsächlich durch die Güte der Begrenzung, die Begrenzer-Bandbreite sowie durch die Demodulator-Bandbreite bestimmt.

# Grafische Bestimmung von Arbeitspunkt und Grenzwerten bei Spannungs- und Stromkonstantquellen mit Transistoren

Schluß von Funk-Technik Bd 26 (1971) Nr. 2, S. 56

## 6. Bestimmung des kleinsten Emittorwiderstandes $R_{E \min}$

Der Arbeitspunkt des Transistors darf im praktischen Betrieb nicht außerhalb der Verlustleistungshyperbel liegen. Dies kann aber auftreten, wenn  $R_L = 0$  ist, das heißt, wenn die Ersatzschaltung an den Klemmen  $a, b$  kurzgeschlossen wird. Der Emittorwiderstand muß dann so groß sein, daß der Arbeitspunkt gerade auf der Grenzlinie liegt. In diesem Fall berührt die Widerstandsgerade für  $R_{E \min}$  die Hyperbel im Punkt  $A$  (Bild 18). Bei  $R_L = 0$  ist die Neigung der Widerstandsgeraden nur durch  $R_{E \min}$  bestimmt.



## Beispiel 2

Der Transistor BC 107 hat eine maximale Kollektor-Emitter-Spannung von  $U_{CE0 \max} = 45 \text{ V}$ . Die Gesamtverlustleistung ist  $P_{\text{tot}} = 300 \text{ mW}$ . Welche Werte ergeben sich für  $I_{C A}$ ,  $\Delta U_{ab}$ ,  $R_{E \min}$ ?

$$I_{C A} = \frac{2 \cdot P_{\text{tot}}}{U_{B'}} = \frac{2 \cdot P_{\text{tot}}}{U_{CE0}} = \frac{0,6}{45} = 13,33 \text{ mA}$$

$$\Delta U_{ab} \geq \frac{U_{B'}}{2} = 22,5 \text{ V}$$

$$R_{E \min} = \frac{(U_{B'})^2}{4 \cdot P_{\text{tot}}} = \frac{45^2}{4 \cdot 0,3} = 1,7 \text{ kOhm}$$

## 7. Bestimmung des maximalen Lastwiderstandes $R_{L \max}$ und des Spannungsbereiches $\Delta U_{ab}$ für konstanten Strom

Im Bild 17 wurde bereits der Widerstand  $R_{L \max}$  angegeben. Er ist bestimmt durch die Widerstandsgerade  $R_E + R_{L \max}$ , die von  $U_{B'}$  zum Arbeitspunkt 2 auf der gewählten Kennlinie führt. Die Span-

Bild 18. Abhängigkeit des Spannungsbereiches  $\Delta U_{ab}$  vom Laststrom  $I_L$

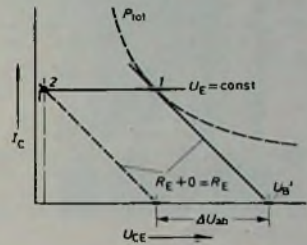


Bild 19. Regelbereich  $\Delta U_{ab}$  bei Kurzschluß des Lastwiderstandes  $R_L$

Der kleinste noch zulässige Wert für  $R_{E \min}$  ergibt sich aus einer einfachen Rechnung. Für die Gerade  $R_E$  gilt die Gleichung

$$I_C = -(U_{B'} - U_{CE}) \cdot \tan \alpha \quad (9)$$

und für die Hyperbel

$$I_C = \frac{P_{\text{tot}}}{U_{CE}} \quad (10)$$

Im Arbeitspunkt  $A$  müssen die Koordinaten beiden Gleichungen genügen

$$I_{C A} = -(U_{B'} - U_{CE A}) \cdot \tan \alpha = \frac{P_{\text{tot}}}{U_{CE A}}$$

$\tan \alpha$  ergibt sich aus der Differentiation der Hyperbelgleichung

$$\frac{d I_C}{d U_{CE}} = \tan \alpha = -\frac{P_{\text{tot}}}{U_{CE}^2}$$

$$(U_{B'} - U_{CE A}) \cdot \frac{P_{\text{tot}}}{(U_{CE A})^2} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_{CE A}}$$

$$U_{B'} - U_{CE A} = U_{CE A}; \quad U_{CE A} = \frac{U_{B'}}{2} \quad (11)$$

und

$$I_{C A} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_{CE A}} = \frac{2 P_{\text{tot}}}{U_{B'}} \quad (12)$$

Der Arbeitspunkt  $A$  muß somit bei  $U_{CE} = U_{B'}/2$  liegen. Die Größe des Widerstandes  $R_{E \min}$  läßt sich nun leicht angeben

$$R_{E \min} = \frac{U_{B'} - U_{CE A}}{I_{C A}} = \frac{(U_{B'} - U_{CE A}) \cdot U_{CE A}}{P_{\text{tot}}}$$

$$R_{E \min} = \frac{(U_{B'})^2}{4 P_{\text{tot}}} \quad (13)$$

nung  $U_{CE}$  im Punkt 2 ist die Kniespannung  $U_{CE \min}$ . Für die Spannungen  $U_{E1}$  bis  $U_{E3}$  wurden im Bild 18 die Widerstandsgeraden  $R_{L1}$  bis  $R_{L3}$  jeweils in Verbindung mit  $R_E$  eingetragen. Man kann nun einen Bereich der Klemmenspannung  $\Delta U_{ab}$  festlegen, in dem sich bei einem festen Wert von  $U_{B'}$  der Widerstand  $R_L$  ändern kann, ohne daß eine Änderung von  $I_L$  auftritt. Diese Bereiche sind für verschiedene Ströme zusätzlich im Bild 18 eingezeichnet und mit  $\Delta U_{ab1}$  bis  $\Delta U_{ab3}$  bezeichnet. Man erkennt, daß bei dem Strom  $I_{C A}$  ein Spannungsbereich  $\Delta U_{ab2} \approx U_{B'}/2$  möglich ist. Innerhalb dieses Bereiches ändert sich  $I_C$  nicht. Für  $I_C > I_{C A}$  wird der Bereich  $\Delta U_{ab3}$  wesentlich kleiner und für  $I_C < I_{C A}$  (Bereich  $\Delta U_{ab1}$ ) entsprechend größer. Man wählt den maximalen Laststrom  $I_{L \max}$  nicht größer als  $I_{C A}$  (wie er sich aus der Leistungsbedingung ergibt), weil dann der Regelbereich  $\Delta U_{ab} \geq U_{B'}/2$  damit genügend groß ist.

Wird  $R_L = 0$  gewählt, so kann sich nun die Spannung  $U_{B'}$  um  $\Delta U_{ab}$  verringern, ohne daß sich der Strom  $I_L$  ändert. Im Bild 19 ist dies für eine Kennlinie  $U_E$  und  $R_L = 0$  dargestellt. Bei der Erzeugung linearer Sägezahnspannungen ist diese Tatsache von besonderer Bedeutung, da hier unabhängig von der Spannung des Kondensators ein konstanter Ladestrom gefordert wird.

## Beispiel 3

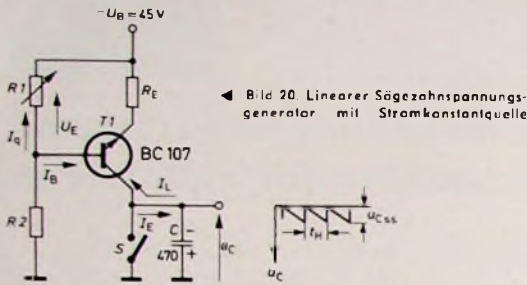
Es ist eine Konstantstromquelle mit dem Transistor BC 107 zur Aufladung eines Kondensators zu berechnen.

Bild 20 zeigt die Schaltung. Die Entladung soll durch einen sich periodisch schließenden Schalter  $S$  mit der Periodendauer  $T = 1 \text{ ms}$  erfolgen. Die Sägezahnspannung  $u_C$  am Kondensator  $C$  soll die Amplitude  $U_{C \text{ss}} = 20 \text{ V}$  haben. Da die Entladung von  $C$  mit einer sehr kleinen Zeitkonstante erfolgt, kann die hierfür benötigte Rücklaufzeit  $t_R$  vernachlässigt werden. Aus  $T = t_H + t_R$  erhält man mit  $t_R \approx 0$

$$t_H = T = 1 \text{ ms}$$

( $t_H$  ist die Hinlaufzeit.) Wird ein Kondensator mit einem konstanten Strom aufgeladen, so ergibt sich aus  $i_C = C \cdot d u_C / d t$  der Spannungsanstieg zu

$$\frac{d u_C}{d t} = \frac{i_C}{C}$$



◀ Bild 20. Linearer Sägezahnspannungsgenerator mit Stromkonstantquelle

Der Spannungsanstieg ist linear, wenn  $i_C/C$  konstant, das heißt, wenn  $i_C = I_L = \text{const. ist}$ . Dann gilt

$$\frac{d u_C}{d t} = \frac{I_L}{C}$$

$$\int_0^{t_H} d t = \frac{C}{I_L} \int_0^{U_{C,ss}} d u_C$$

$$t_H = \frac{C}{I_L} \cdot U_{C,ss} \quad (14)$$

Die zweckmäßige Konstruktion der Kennlinien  $I_C(U_{CE})$  mit  $U_E$  als Parameter soll im Bild 21 noch einmal für einen beliebigen Emittierwiderstand  $R_E$  durchgeführt werden. Nach Gl. (5) ist  $I_C = \frac{U_E - U_{BE}}{R_E}$ .

Um zunächst einen Anhaltspunkt für die Werte von  $U_E$  zu bekommen, berechnet man für  $U_{BE} \ll U_E$

$$I_C \approx \frac{U_E}{R_E}$$

$$U_E \approx I_C \cdot R_E$$

Damit kann dann je nach Maßstab der Ordinate der maximale Wert  $U_E$  festgelegt werden. Im Bild 21 ist der größte Stromwert 18 mA gewählt. Im Bild 21 gehört zum Stromwert  $I_C = 17,6 \text{ mA}$  die Kennlinie  $U_{BE} = 685 \text{ mV}$ . Die Parallele durch den Wert  $I_C$  der letzten Spalte in Tab. I ist dann mit ausreichender Genauigkeit die gesuchte Kennlinie  $U_E = \text{const}$ . Dies gilt um so mehr, je größer der Emittierwiderstand  $R_E$  ist. Mit Gl. (14) kann nun der erforderliche konstante Ladestrom  $I_L$  ermittelt werden, der den Kondensator  $C$  in der Zeit  $t_H$  auf die Spannung  $U_{C,ss}$  auflädt. Für  $I_L$  erhält man

$$I_L = \frac{C}{t_H} \cdot U_{C,ss} = \frac{470 \cdot 10^{-9}}{10^{-2}} \cdot 20 = 9,4 \text{ mA}$$

Der maximale Wert der Kondensatorspannung soll  $U_{C,ss} = 20 \text{ V}$  sein. Daher muß in einem Bereich  $\Delta U_{ab} \geq 20 \text{ V}$  der Strom  $I_L$  auf 9,4 mA konstant gehalten werden.

Der geforderte Wert des Ladestromes  $I_L$  ist kleiner als der Strom auf der Leistungshyperbel  $I_{CA} = 13,3 \text{ mA}$  im Beispiel 2. Der Spannungsbereich  $\Delta U_{ab}$  ist dann größer als  $U_{B'}/2 = 22,5 \text{ V}$ .  $\Delta U_{ab}$  entspricht hier der Spannungsänderung am Kondensator. Bei einer verlangten Spannungsänderung von  $\Delta U_{ab} = U_{C,ss} = 20 \text{ V}$  reicht der Regelbereich nach Bild 21 mit  $\Delta U_{ab} = 28 \text{ V}$  aus.

Anschließend sollen noch die Spannungsteilerwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  ermittelt werden. Die Forderung nach konstantem Ladestrom läßt sich nur erfüllen, wenn auch die Eingangsspannung  $U_E$  kon-

Tab. I. Zur Konstruktion der Kennlinien  $I_C(U_{CE})$  mit  $U_E$  als Parameter

| $U_E$<br>V | $I_C \approx \frac{U_E}{R_E}$<br>mA | $U_{BE}$<br>mV | $I_C = \frac{U_E - U_{BE}}{R_E}$<br>mA |
|------------|-------------------------------------|----------------|--|
| 30         | 17,6                                | 685            | 17,25                                  |
| 25         | 14,7                                | 680            | 14,3                                   |
| 20         | 11,7                                | 675            | 11,36                                  |
| 15         | 8,8                                 | 670            | 8,44                                   |
| 10         | 6,9                                 | 660            | 5,60                                   |
| 5          | 2,9                                 | 650            | 2,66                                   |

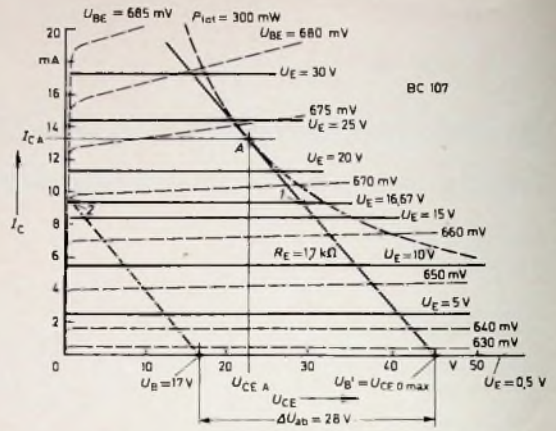
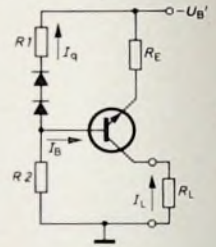


Bild 21 (oben). Bestimmung des Regelbereichs  $\Delta U_{ab}$  im Beispiel 3 für  $R_E = 1,7 \text{ kOhm}$  und  $U_{B'} = 45 \text{ V}$

Bild 22 Temperaturkompensation durch Dioden im Basiskreis



stant ist. Aus diesem Grunde muß der Spannungsteiler niederohmig sein, und es wird  $z = \frac{I_q}{I_B} = 10$  gewählt. Für  $I_L = 9,4 \text{ mA}$  ist die erste abknickende Kennlinie die für  $U_{BE} = 670 \text{ mV}$ . Damit wird

$$U_E \approx I_L \cdot R_E + U_{BE} = 9,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \cdot 10^3 + 0,67 = 16,67 \text{ V}$$

Aus der Eingangskennlinie  $I_B(U_{BE})$  entnimmt man für  $U_{BE} = 670 \text{ mV}$  einen Basisstrom von  $I_B \approx 30 \mu\text{A}$ . Dann ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_E}{I_q} = \frac{U_E}{z \cdot I_B} = \frac{16,67}{10 \cdot 30 \cdot 10^{-6}} \approx 56 \text{ kOhm}$$

und

$$R_2 = \frac{U_{B'} - U_E}{(1+z) I_B} = \frac{28,33}{11 \cdot 30 \cdot 10^{-6}} = 86 \text{ kOhm}$$

(gewählt 82 kOhm).

### 8. Temperaturabhängigkeit

In den Schaltungen nach Bild 11 und Bild 16 sind die Ausgangsspannung  $U_{ab}$  und der Laststrom  $I_L$  nur dann konstant, wenn die Ursprungsspannung  $U_0$  und der Urstrom  $I_0$  ebenfalls konstant sind. Aus den Gleichungen (5) und (8) erkennt man, daß  $U_0$  und  $I_0$  von  $U_{BE}$  abhängen. Da aber die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  temperaturabhängig ist – sie nimmt um etwa  $2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$  zu –, werden Urstrom und Ursprungsspannung von der zeitlichen Konstanz von  $U_{BE}$  beeinflusst. Diesen Temperatureinfluß kann man jedoch kompensieren, wenn man  $U_E$  den gleichen Temperaturkoeffizienten gibt wie ihn  $U_{BE}$  hat. Wählt man dann  $\Delta U_E$  gleich  $\Delta U_{BE}$ , so bleibt die Differenz  $U_E - U_{BE}$  von der Temperatur unabhängig, wie folgende Gleichung zeigt:

$$U_E + \Delta U_E - (U_{BE} + \Delta U_{BE}) = U_E - U_{BE}, \text{ wenn } \Delta U_E = \Delta U_{BE}$$

Diese Kompensation läßt sich verhältnismäßig leicht erreichen. Legt man nach Bild 22 in Reihe mit  $R_1$  eine oder mehrere Dioden, so ändern sich  $U_E$  und  $U_{BE}$  bei Temperaturänderungen um die gleichen Werte. Voraussetzung dafür ist jedoch, daß die Dioden ebenso wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors in Durchlaßrichtung gepolt sind und den gleichen Temperaturkoeffizienten haben. In diesem Fall muß auch  $U_{B'}$  stabilisiert sein, da  $U_E$  daraus durch Spannungsteilung erzeugt wird. Will man dies vermeiden, dann kann die Eingangsspannung  $U_E$  auch durch eine Z-Diode wie im Bild 14 erzeugt werden.

### Schrittum

- Tietze, U., u. Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin/Heidelberg/New York 1989, Springer
- Speiser, A. P.: Impulsschaltungen. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1963, Springer

# Vier-Kanal-Schallplattenverfahren „CD-4“

Im Heft 2/1971 wurde unter anderem kurz auf ein neues Vier-Kanal-Schallplattenverfahren der Victor Company of Japan hingewiesen<sup>1)</sup>. Über dieses Verfahren gab der Hersteller bereits im September 1970 einige Einzelheiten bekannt.

Wie aus Bild 1 hervorgeht, werden bei diesem Vier-Kanal-System aus den Einzelsignalen  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  und  $K_4$  (jeweils 30 Hz bis 15 kHz) in einer Matrix als Hauptinformationen die beiden Summen  $K_1 + K_2$  und  $K_3 + K_4$  sowie als Nebeninformationen die Differenzen  $K_1 - K_2$  und  $K_3 - K_4$  gebildet. In einem Mischer wird nun der Hauptinformation  $K_1 + K_2$  (normale Frequenzlage) die Nebeninformation  $K_1 - K_2$  mit Hilfe einer 30-kHz-Trägerfrequenz (frequenz- beziehungsweise phasenmodulierend) überlagert. Das entstehende Summensignal  $(K_1 + K_2) + (K_1 - K_2)$  wird wie bei der normalen 45°/45°-Stereo-Schallplattentechnik in einer Rillenflanke der Schallrinne aufgezeichnet (Bild 2). In gleicher Weise entsteht aus den Einzelsignalen  $K_3$  und  $K_4$  schließlich das Summensignal  $(K_3 + K_4) + (K_3 - K_4)$ , das auf der anderen Rillenflanke aufgezeichnet wird.

Bild 3a zeigt vergrößert einen Ausschnitt aus einigen Rillen einer in dieser Technik durchgeführten Aufnahme im Vergleich zu normalen Stereo-Schallplattenrillen (Bild 3b).

Bei der Wiedergabe lassen sich mit Hilfe eines speziellen Tonabnehmers

<sup>1)</sup> Schlessner, H.: Vier-Kanal-Tontechnik Funk-Techn. Bd 26 (1971) Nr. 2, S. 47 bis 50

Tab. I. Technische Daten des „CD-4“-Verfahrens

|   |
|---|
| „CD-4“-Schallplatten<br>Abspielgeschwindigkeit und Plattengröße: 33 1/3 U/min, 12";<br>45 U/min, 7"   |
| Frequenzbereich eines jeden Kanals:<br>30 Hz ... 15 kHz   |
| Übersprechen<br>$K_1 : K_3$ bzw. $K_2 : K_4 \geq 25$ dB<br>$K_1 : K_2$ bzw. $K_3 : K_4 \geq 20$ dB  |
| Signal-Rausch-Verhältnis: $\geq 50$ dB  |
| Lebensdauer: entspricht normalen Stereo-Schallplatten   |
| „CD-4“-Tonabnehmer<br>Frequenzbereich: 20 Hz ... 45 kHz<br>Abtasterradius: $5 \mu\text{m} \times 13 \mu\text{m}$<br>Auflagekraft: 1,5 p       |
| Vier-Kanal-Wiedergabeeinheit<br>Frequenzbereich in jedem Kanal:<br>30 Hz ... 15 kHz<br>Ausgangsspannung: 0,1 V<br>Bestückung: 28 Transistoren |

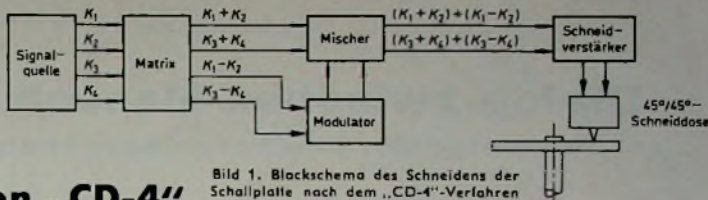


Bild 1. Blockschema des Schneidens der Schallplatte nach dem „CD-4“-Verfahren

Bild 2. Frequenzschemader Aufzeichnung der Hauptinformation (Direkt-signal) und der Nebeninformation (überlagertes Signal)

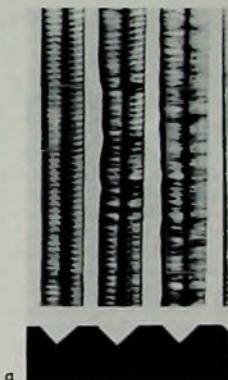
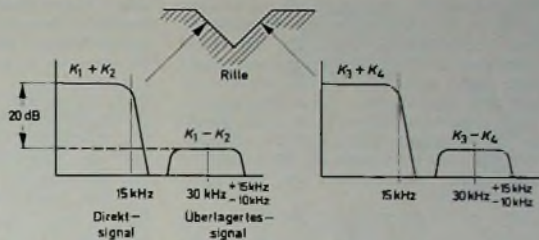


Bild 3. a) Vergrößerte Aufnahme von Schallrillen nach dem „CD-4“-Verfahren; b) desgleichen beim normalen Stereo-Verfahren

die in den Schallplattenrillen gespeicherten Summeninformationen wieder abtasten (Bild 5). Anschließend werden in einer gleichzeitig als Vorverstärker wirkenden „Vier-Kanal-Wiedergabeeinheit“ die Einzelsignale  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  und  $K_4$  wiedergewonnen und können über einen Vier-Kanal-Endverstärker vier in den Ecken eines Raumes aufgestellten Lautsprechern getrennt zugeführt werden.

In der Bezeichnung „CD-4“ des Verfahrens steht das C für compatibility, das D für discreteness und die 4 für Vier-Kanal. Jeder Kanal läßt sich getrennt (discret) wiedergeben. Die Vier-Kanal-Schallplatten sind durchaus mit normalen Stereo-Wiedergabegeräten zweikanalig zu reproduzieren; erhält wie im Bild 4 das normale Stereo-Abspielgerät einen speziellen „CD-4“-Abtaster und die zusätzliche „Vier-Kanal-Wiedergabeeinheit“ (die Kosten für diese Ergänzungen werden mit unter 100 \$ angegeben), dann kann die Wiedergabe auch vierkanalig erfolgen. Normale Stereo-Schallplatten lassen sich da-

gegen auf „CD-4“-Anlagen zweikanalig wiedergeben. Das Verfahren ist demnach kompatibel.

Der Hersteller sagt dem Verfahren ferner unverfälschte Wiedergabe (genuine-ness), Wirtschaftlichkeit (economical) und Hi-Fi-Eigenschaften nach. Die Victor Company nannte weiterhin noch die technischen Daten nach Tab. I. ja.



Bild 4. Vier-Kanal-Wiedergabeeinheit (links) als Ergänzung eines normalen Stereo-Plattenspielers

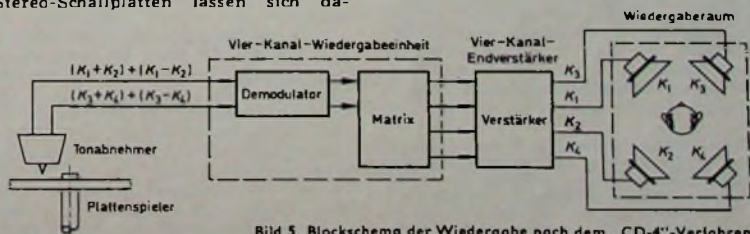


Bild 5. Blockschema der Wiedergabe nach dem „CD-4“-Verfahren

# Dialog zwischen Mensch und Maschine

## Probleme der modernen Sprachsignalverarbeitung

Das Bemühen, Sprachsignale auch über größere Entfernungen zu übertragen, hat wesentlichen Anteil an der Entwicklung der Nachrichtentechnik. Aber erst die moderne Informationstechnik bot die Möglichkeit, dem Zusammenhang zwischen Information und Signal in der Sprache nachzuspüren und damit Sprache automatisch zu erkennen oder auch automatisch zu erzeugen.

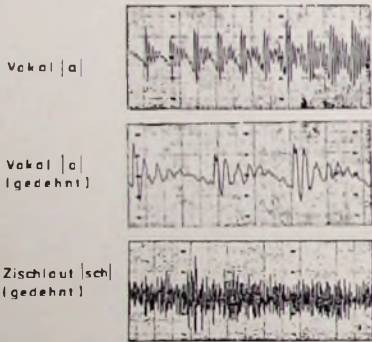


Bild 1 Oszillogramme eines Vokals und eines Zischlautes

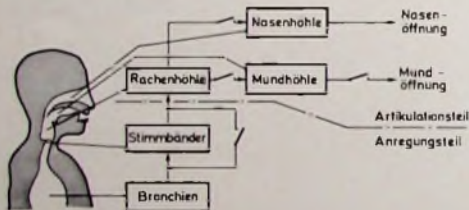


Bild 2. Modellvorstellung des Sprechtraktes

Über einige Arbeiten des Sprachlabors im Forschungsinstitut von AEG-Telefunken in Ulm zur Sprachübertragung und zur Sprachverarbeitung soll hier kurz berichtet werden.

Die Übertragung von Sprache zum Zweck der Kommunikation zwischen Menschen ist noch immer die Hauptaufgabe der Nachrichtentechnik. Schätzungsweise über 90 Prozent aller Informationen werden auch heute immer noch durch „Sprechen“ übertragen. Wie sieht nun ein solches Sprachsignal aus? Jeder Sprachlaut hat sein eigenes, ganz spezifisches Schwingungsbild (Bild 1). Man unterscheidet dabei grundsätzlich zwischen stimmhaften Lauten, bei denen die Stimmritzer als Schallquelle tätig sind, und zwischen nichtstimmhaften Lauten, die lediglich durch das Strömen von Luft

Nach einem Vortrag von Dipl.-Ing. Helmut Mangold, Laborleiter im Forschungsinstitut Ulm, anlässlich des Technischen Presse-Colloquiums (TPC) 1970 von AEG-Telefunken am 27. Oktober 1970 in Frankfurt a. M.

durch Verengungen und Ritzen erregt werden. Dieses sogenannte Anregungssignal besteht im ersten Fall aus Impulsen und im anderen Fall aus einem kontinuierlichen Rauschen. Es wird dann durch den Artikulationstrakt, der als steuerbarer Resonator wirkt, in seiner Klangfarbe so verändert, daß daraus der gewünschte Laut oder – da die Sprache ein dynamischer Vorgang ist – die gewünschte Lautfolge entsteht. Die beiden wesentlichen Merkmale eines Sprachsignals sind also die Schallanregung und die Schallartikulation. Die Anregung allein bewirkt aber noch nicht die Lautfolge. Das eigentliche „Sprechen“ geschieht durch die Bewegung der Organe des Mundes. Zur Verdeutlichung dieses Fragenkomplexes ist ein Modell vorstellbar (Bild 2), mit dem sich die meisten Fragen der Spracherzeugung und des daraus resultierenden Signals beschreiben lassen. Umgekehrt kann man an einem Modell der physiologischen Sprachperzeption durch das Gehör manche Probleme der Sprachqualität beurteilen und lösen. Sprachuntersuchungen können nie isoliert von dem die Sprache artikulierenden oder sie perzipierenden Menschen vorgenommen werden.

meter verändert und können auch quantitative Messungen über den Einfluß einer Parameteränderung auf die Systemqualität vorgenommen werden. Damit läßt sich viel schneller, als das früher jemals möglich war, entscheiden, ob ein System für den vorgesehenen Zweck brauchbar ist.

In einer Versuchsanlage lassen sich beliebige Sprachsignale in einen Digitalrechner eingeben und von diesem auch wieder ausgehen. Das Signal kann dabei ohne vorherige Informationsverminderung lediglich analog-digital gewandelt werden oder – vornehmlich für Zwecke der Spracherkennung oder der Sprachsynthese – auch mit Informationsreduktion durch einen Filteranalysator und einen Filtersynthesator ein- und ausgegeben werden. Das Programm bestimmt die Art der Verarbeitung im Rechner. Ein solches Programm läßt sich sehr einfach und schnell ändern, und damit lassen sich auch die erwünschten Systemkonfigurationen einfach und schnell simulieren. Darüber hinaus wurde in Ulm ein Bausteinsystem von Bibliotheksprogrammen zusammengestellt, das die wesentlichen Systemfunktionen simuliert, so daß der Entwurf neuer Systeme weitgehend

Bild 3 Aufbereitungsanlage für Sprache im Sprachlabor des AEG-Telefunken-Forschungsinstituts in Ulm



Wegen der Vielfalt und der Komplexität der Probleme sind die Systeme der Sprachsignalverarbeitung heute so umfangreich, daß es nicht zweckmäßig ist, bereits im Stadium der Systemdefinition Geräte zu bauen. Zu viele Parameter beeinflussen die Qualität des Systems, und das Zusammenwirken aller dieser Parameter läßt sich an einem fest verdrahteten Gerät nur schwer überschauen. Im Forschungsinstitut Ulm werden deshalb die Geräte auf einem Digitalrechner simuliert. So können die Eigenschaften „durchgespielt“, kann jeder beliebige Para-

meter durch Aufruf einer bestimmten Programmfolge und entsprechende Wahl der Programmparameter erfolgen kann.

### Digitalrechner zur Signalaufbereitung

Die im Forschungsinstitut verwendete Anlage zur Signalaufbereitung (Bild 3) arbeitet mit einem Digitalrechner „TR 10“. Erwähnt sei noch ein speziell für diesen Zweck entwickeltes Magnetbandgerät mit einem rotierenden Kopf, das die Eingabe von Einzellauten aus einem fortlaufenden Text nach vorherigem Abhören ermöglicht. Die Arbeiten zur Sprachübertragung

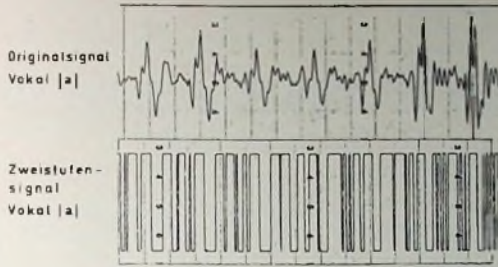


Bild 4. Zweistufensprache

Bild 5 Prinzip der Deltamodulation

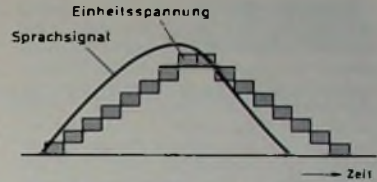
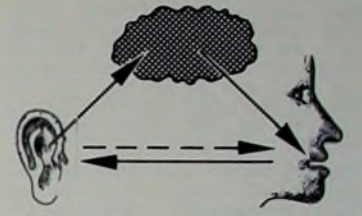


Bild 6 Analogie zwischen physiologischem und elektronischem Analyse-Synthese-System



sollen vornehmlich Verfahren finden, die eine digitale Übertragung des Sprachsignals ermöglichen und bei einer technisch vertretbaren Kanal-kapazität noch gute Verständlichkeit gewährleisten. Eines der einfachsten Verfahren hierzu ist das der Zweistufensprache (Bild 4), bei dem nach einer totalen Begrenzung des Signals auf die Nulldurchgänge nur noch Rechtecksprünge übertragen werden. Ein solches Rechtecksignal klingt rau, ist aber zumindest für Mitteilungszwecke noch recht gut verständlich. Zu seiner Übertragung werden, wie bei jeder digitalen Übertragung, sehr anspruchsvolle Übertragungsmittel benutzt: Ein Verstärker wird zu einem einfachen Schalter, ein Sender für die drahtlose Übertragung kann immer voll aus-gesteuert werden, und das Signal ist nur sehr wenig stör anfällig.

Ein anderes Verfahren, das zwar in seiner Technik etwas komplizierter ist, aber dafür verbesserte Sprachqualität bietet, ist das Verfahren der Deltamodulation (Bild 5). Dabei wird in der einfachsten Form die Kurve der Sprachschwingung durch Übereinanderstellen von Einheitsstufen oder Einheitsspannungen angenähert.

**Vocoder – ein „idealer Nachsprecher“**

Kompliziertere Systeme der Sprachübertragung nutzen die Möglichkeiten der Aufspaltung des Sprachsignals in seine Grundbestandteile (Anregungs-funktion und Artikulationsfunktion) aus und übertragen diese beiden Bestandteile getrennt mit stark ver-minderter Bandbreite. Man nennt solche Verfahren Vocoder (Voice Coder).

Analyse und Synthese haben eine gewisse Ähnlichkeit mit den physiologischen Funktionen von Gehör und Sprechtrakt. Die bei der Analyse, ähnlich der physiologischen Analyse, entstehenden Spektralsignale (Bild 6) steuern im Syntheseteil eine künstliche (elektronische) Anregungsquelle und einen künstlichen (elektronischen) Artikulationstrakt. Während bei der normalen physiologischen Sprachsignal-verarbeitung gewöhnlich eine Perzeption durch das Gehirn vollführt wird, wird beim Vocoder die Artikulation gewissermaßen direkt durch die vom Gehör analysierten Parameter vorge-nommen. Ein Vocoder ist also ein „idealer Nachsprecher“. Typisch für die halbsynthetische Sprache ist der elektronische Akzent.

**Sprachsynthese**

Die Arbeiten zur Sprachsignalverar-beitung im Ulmer Forschungsinstitut um-fassen nicht nur das gegenwärtig und in nächster Zukunft wirtschaftlich hochbedeutsame Gebiet der digitalen

Sprachübertragung, sondern es wird auch versucht, mit den Arbeitsthemen „automatische Spracherkennung“ und „automatische Sprachsynthese“ techni-sches Neuland zu erschließen, für das gegenwärtig noch Grundlagen zu erar-beiten sind. Im wesentlichen zielen diese Untersuchungen auf eine verbes-serte Kommunikation zwischen Mensch und Maschine ab. Dabei soll die Kom-munikation durch das spezifisch menschliche Medium Lautsprache ver-bessert, erleichtert und auf vielen Ge-bieten überhaupt erst ermöglicht wer-den. Man denke nur daran, welche Möglichkeiten sich aus dem direkten Kontakt zu Automaten über das Tele-phon ergeben würden.

Bei der automatischen Sprachsynthese soll – ausgehend von einem etwa in orthographischer Form vorliegenden Text – ein möglichst natürlich klingendes und verständliches Sprachsignal er-zeugt werden. Dazu verwendet man die eingangs bereits erwähnte Anlage (Bild 3) und schließt einen elektronisch steuerbaren Artikulationstrakt an den Digitalrechner an. Der Digitalrechner erzeugt dann nach bestimmten Regeln Steuersignale, die den charakteris-tischen Klangfarbenverlauf der einzel-nen Laute und ihrer Übergänge bewir-ken. Diese spezifische Klangfarbe wird durch die jeweilige Zusammensetzung der Oberwellen, das heißt durch das Frequenzspektrum eines Lautes, be-stimmt. Da dieses Lautspektrum durch die Stellung der Artikulationsorgane eindeutig gegeben ist, entspricht eine Steuerung des Spektrums dann der

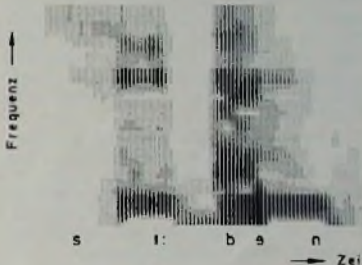
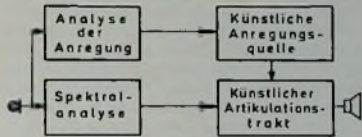
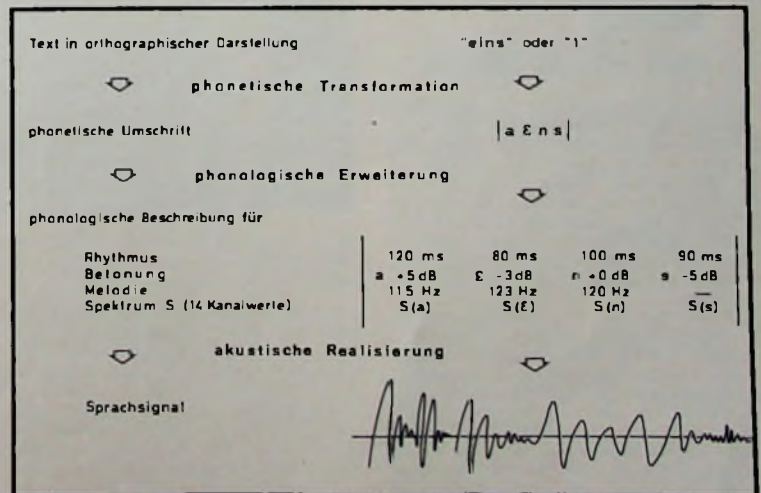


Bild 7. Spektrum der gesprochenen Ziffer 'Sieben'

Steuerung des Bewegungsablaufs beim menschlichen Sprechen. Durch Beobach-tungen am menschlichen Sprachablauf und Simulation des dabei entstehenden Signals lassen sich so Regeln für die Steuerung des elektronischen Sprech-traktes gewinnen. Wesentlich für die

Tab. I. Schema der Sprachsynthese



automatische Sprachsynthese aus einem orthographischen Text ist aber nicht nur die akustische Realisation, sondern ebenso die sprachvergleichende Vorverarbeitung (Tab. 1). Ausgehend von der orthographischen Darstellung, wird durch eine phonetische Transformation zunächst die phonetische Umschrift hergestellt und diese dann durch meßbare Daten phonologisch erweitert: Rhythmus (Lautdauer), Betonung (Lautstärke), Melodie (Tonhöhe) und Spektrum. Im vorliegenden Fall wird das Spektrum durch 14 feste Frequenzwerte nur recht grob beschrieben. Eine Erhöhung des Beschreibungsaufwandes bringt jedoch eine beachtliche Erhöhung des Rechenaufwandes mit sich.

Die phonologische Beschreibung enthält alle für die akustische Realisierung durch „Sprechregeln“ notwendigen Daten. Im Rahmen dieser akustischen Realisierung werden dann die bereits erwähnten Lautverläufe im einzelnen errechnet und anschließend auf die Syntheseeinrichtung übertragen. Dort entsteht das eigentlich hörbare Sprachsignal. Gewissermaßen als Nebenprodukt erhält man dabei auf dem Schnelldrucker der steuernden Rechenanlage noch ein Spektralbild (Bild 7), aus dem man die charakteristischen Einzelheiten des synthetisierten Signals auch grafisch entnehmen kann. Die Schwärzungsverteilung entsteht dabei durch Übereinanderdrucken von Schnelldruckertypen.

Ein anderes Beispiel für eine der vielen Anwendungsmöglichkeiten der Sprachsynthese ist die Zugauskunft, etwa in Form eines kurzen Satzes: Der nächste Zug nach Hamburg fährt um 8 Uhr 23 Minuten vom Hauptbahnhof ab. Es ist jetzt 7 Uhr 15 Minuten.

#### Spracherkennung

Das Problem der automatischen Spracherkennung ist um ein Vielfaches schwieriger zu lösen als das der Syn-

these, da man meist eine viel zu große Vielfalt von Sprechern und Sprechvariationen eines Sprechers erkennen möchte. Zudem wird bei der Sprachsynthese auch ein ziemlich schlechtes Signal nach einiger Gewöhnung vom Menschen recht gut verstanden, während die Erkennungsautomaten eine solche „Gewöhnung“ bisher nicht kennen. Im Ulmer Labor sind zur automatischen Spracherkennung einige Ansätze erarbeitet worden, die auf statistischen Messungen an Sprachspektren beruhen. Solche Erkennungsverfahren sind sprecherabhängig und müssen deshalb adaptiv (anpassungsfähig) gestaltet werden. Wieweit eine solche Anpassung an die jeweilige Sprecherqualität automatisch erfolgen kann, läßt sich im Augenblick nur abschätzen, jedoch haben die bisherigen Untersuchungen gezeigt, daß dies in gewissem Umfang möglich sein wird. Ein Teil menschlicher Mitwirkung wird freilich immer nötig sein, und sei es nur, daß der Maschine zu Beginn eines „Gesprächs“ irgendwelche Normsätze gesagt werden müssen.

Die Demonstration eines solchen Gesprächs mit einem Computer soll nur als Beispiel dienen, wie sich dies einmal abspielen könnte. Die Daten werden akustisch über das Telefon eingegeben. Der Rechner erkennt die Wünsche und antwortet jeweils in vollsynthetischer Sprache. Gesichert sind für jeden Ort bis zu fünf Abfahrtszeiten. Nachdem sich das Informationssystem gemeldet hat, kann der Dialog beginnen (R Rechner, synthetische Sprache; F Fragender, Telefonsprache).

R: Hier spricht Ihr Informationssystem AEG-Telefunken. Guten Tag! Wünschen Sie eine Zugauskunft oder den Flugplan? Bitte sprechen Sie!

F: Zugauskunft

R: Verstanden! Sie wünschen eine Zugauskunft! Bitte geben Sie den Zielort an!

F: Stuttgart

R: Nicht verstanden. Bitte wiederholen Sie!

F: Stuttgart

R: Verstanden. Sie möchten nach Stuttgart fahren. Möchten Sie vormittags oder nachmittags fahren?

F: Vormittags

R: Verstanden. Sie möchten vormittags fahren. Erste Verbindung nach Stuttgart um 3 Uhr 12 Minuten.

F: Weiter

R: Nächste Verbindung nach Stuttgart um 6 Uhr 28 Minuten.

F: Ende

R: AEG-Telefunken wünscht gute Reise!

Dieses Beispiel ist nur ein Ausschnitt der Möglichkeiten der Anlage. Für den Fall schlechten Verstehens sowohl durch den Rechner als auch durch den Frager sind immer wieder Schleifen zum Wiederholen bestimmter Textabschnitte vorgesehen. Dieses Demonstrationsmodell läuft in Echtzeit auf dem kleinen Institutsrechner ab. Deshalb konnten sowohl für die Synthese als auch für die Erkennung keine besonders ausgefeilten Verfahren verwendet werden.

Dieser kurze Überblick sollte an wenigen Beispielen die Probleme und Möglichkeiten der modernen Technik bei der Verarbeitung natürlicher Informationen aufzeigen. Solange Menschen Informationen übermitteln, wird die Sprache wohl immer das wichtigste Kommunikationsmittel sein. Es muß aber versucht werden, dieses Kommunikationsmittel möglichst effektiv in der Nachrichtenübertragung und der Nachrichtenverarbeitung einzusetzen. Dadurch werden die technischen Systeme dem Menschen nähergebracht und seinen Fähigkeiten besser angepaßt.

## Dritte Antennenanlage der Erdefunkstelle Raisting geht 1972 in Betrieb

Noch rechtzeitig zu den Olympischen Spielen 1972 in München will die Deutsche Bundespost ihre dritte Antennenanlage der Erdefunkstelle Raisting in Betrieb nehmen. Über die erste, 1964 errichtete Antenne wird der Fernmeldeverkehr zum Mittleren und Fernen Osten geführt. Über die zweite Anlage, die 1969 in Betrieb ging, läuft der Fernmeldeverkehr nach Nord- und Südamerika.

Da der Bedarf an interkontinentalen Nachrichtenverbindungen schnell zunimmt und im Atlantikbereich immer mehr Länder Erdefunkstellen errichten, war zunächst für 1973 die dritte Antennenanlage für Raisting geplant. Während der Olympischen Spiele in München wird eine Vielzahl von Übertragungskanälen für Fernsehen, Bildfunk, Rundfunk und Presse nach aller-



Welt zusätzlich benötigt, so daß die Fertigstellung der dritten Antenne auf Mitte Juli 1972 vorverlegt wurde.

Planung, Aufbau und technischer Betrieb der Erdefunkstelle Raisting und ihrer Antennen werden vom FTZ Darmstadt geleitet. Hierfür stehen die drei Fachreferate für „Satellitensystemplanung“, „Erdefunkstellen“ und „Satellitentechnik“ zur Verfügung. Die neue Antenne wird zwischen den beiden vorhandenen Anlagen errichtet (s. obenstehende Fotomontage), und sie sieht

ähnlich aus wie die zweite Antenne. Während die Antenne 1 durch ein Radome vor Witterungseinflüssen geschützt wird, verhindern bei den Antennen 2 und 3 Infrarotstrahler Vereisung und Schneeelag. Alle drei Antennen werden mit Raumfahrtpräzision von 0,003° auf die Satelliten ausgerichtet. Die Antennen 1 und 2 arbeiten mit Satelliten der Serie Intelsat-III, Antenne 3 wird mit einem Satelliten der neuen Intelsat-IV-Serie verkehren, deren erster noch im Januar dieses Jahres gestartet werden soll.



# Direktanzeigendes LC-Meßgerät in neuartiger Schaltung

**Technische Daten**

|  |
|--|
| L-Meßbereiche: 10 $\mu$ H ... 100 mH                             |
| Vollausschlag in fünf dekadischen Bereichen                      |
| C-Meßbereiche: 100 pF ... 0,1 $\mu$ F                            |
| Vollausschlag in vier dekadischen Bereichen                      |
| Meßgenauigkeit: $\approx \pm 3\%$ vom Endwert                    |
| Spannung am Meßobjekt: 30 ... 40 mV                              |
| Meßfrequenz: 3 ... 500 kHz, je nach Bereich                      |
| Stromversorgung: 18 V (2 x 9 V), stabilisiert auf $\approx 12$ V |
| Stromaufnahme: $\approx 13$ mA                                   |

Induktivitäts- und Kapazitätsmessungen sind im HF-Labor sehr oft erforderlich. Die dafür üblichen Resonanzmeßgeräte und Meßbrücken haben aber den Nachteil, daß sie von Hand auf den Meßwert eingestellt werden müssen. Direktanzeigende Kapazitätsmeßgeräte in Wechselstrom-Ohmmeterschaltungen werden in verschiedenen Ausführungen von der Industrie angeboten, und in Fachzeitschriften findet man auch Bauanleitungen für derartige Geräte [1, 2]. Bei diesem Meßprinzip verfälschen jedoch etwa vorhandene Verlustwiderstände im Meßkreis unter Umständen die Anzeige erheblich. Darum wird es für Induktivitätsmeßgeräte praktisch nicht verwendet.

Im folgenden wird ein Meßverfahren beschrieben, das die direkte Anzeige der Kapazität oder Induktivität mit einem üblichen Drehspulinstrument erlaubt. Dabei bleibt der Einfluß von Verlustwiderständen innerhalb der Anzeigetoleranzen. Die Genauigkeit der Anzeige ist je nach Schaltungsauslegung  $\pm 5\%$  vom Endwert oder besser. Für den Selbstbau werden Bemessungshinweise gegeben, und die Schaltung eines Labormusters für Kapazitätsmessungen von 5 pF bis 0,1  $\mu$ F und Induktivitätsmessungen von 0,5  $\mu$ H bis 100 mH wird besprochen.

**1. Meßprinzip**

Das Meßprinzip ist sehr einfach (Bild 1). Ein Oszillator mit der Frequenz  $f_0$  liefert sein Signal über einen Begrenzer-

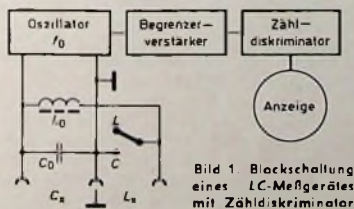


Bild 1. Blockschaltung eines LC-Meßgerätes mit Zähl-diskriminator

verstärker an einen Zähl-diskriminator mit Anzeigeelement. Der Ausschlag dieses Instrumentes ist je nach Schaltung des Diskriminators der Oszillatorfrequenz direkt oder umgekehrt proportional. Für ein LC-Meßgerät ist die Schaltung vorzuziehen, bei der die Anzeige der Frequenzänderung umgekehrt proportional ist. Außerdem sollte bei der Eigenfrequenz  $f_0$  des Oszillators auch der Ausschlag des Meßwerks Null sein. Wird jetzt zur Oszillatordspule  $L_0$  eine Spule  $L_x$  in Serie oder zum Oszillatorkondensator  $C_0$  ein Kondensator  $C_x$  parallel geschaltet, so erniedrigt sich die Frequenz nach der Beziehung

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{\frac{L_0 + L_x}{L_0}}} \quad (1)$$

oder

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{\frac{C_0 + C_x}{C_0}}} \quad (2)$$

Daraus ergibt sich, daß die üblicherweise lineare Skala des Anzeigeelementes nicht verwendet werden kann. Die neue Skalenteilung ist jedoch leicht zu berechnen und für L- und C-Messung gleich. Außerdem wird die Anzeige am Skalenanfang gedehnt. Damit ist eine dekadische Bereichumschaltung möglich und nur eine Skala für alle L- und C-Bereiche erforderlich.

**2. Schaltungsprinzip**

**2.1. Oszillator**

Wie Bild 1 zeigt, erfordert das Meßprinzip einen Oszillator mit zweipolig angeschlossenem, einseitig auf Masse bezogenem Schwingkreis. Außerdem ist eine niedrige und konstante Wechselspannung am Schwingkreis erwünscht, um zum Beispiel Kapazitätsdioden ohne Arbeitspunktverschiebung messen zu können. Auch muß der Oszillator in einem großen Frequenzbereich bei unterschiedlichsten Resonanzwiderständen sicher arbeiten, ohne Kipperschwingungen zu erzeugen.

Um diesen Forderungen zu genügen, wurde die Franklin-Schaltung [3] modifiziert (Bild 2). Die Spule  $L_0$  und der

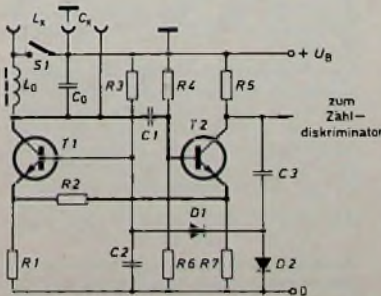


Bild 2. Modifizierter Franklin-Oszillator mit Amplitudenregelung

Kondensator  $C_0$  bilden den Oszillatorkreis, der durch eine zugeschaltete Kapazität  $C_x$  ( $S_1$  geschlossen) oder eine zugeschaltete Induktivität  $L_x$  ( $S_1$  geöffnet) zu tieferen Frequenzen hin verstimmt wird.

Die für eine Schwingungsanfänger erforderliche Mitkopplung wird mit Hilfe eines zweiten Transistors  $T_2$  erreicht, so daß eine Anzapfung des Schwingkreises oder eine Rückkopplungswicklung entfällt. Der Widerstand  $R_2$  im dicker gezeichneten Rückkopplungsweg bestimmt die Schleifenverstärkung. Am Kollektor des Transistors  $T_2$  entsteht eine verstärkte Wechselspannung, die in einem hauptsächlich durch die Widerstände  $R_5$  und  $R_7$  bestimmten festen Verhältnis zur Schwingkreiswechselspannung steht. Diese Ausgangsspannung wird durch die Spannungsverdopplerschaltung  $C_2, D_1, D_2, C_3$  zur Erzeugung einer Regelspannung gleichgerichtet, die zu der wechsellspannungsmäßig kalten Basis des Transistors  $T_1$  gelangt. Infolge der Verstärkung durch den Transistor  $T_2$  kann die Schwingkreiswechselspannung auf einen Wert unterhalb der Diodenschwellschwellenspannung stabilisiert werden. In dieser Schaltung erfüllen die Transistoren also eine Doppelfunktion. Zusätzlich zu der Aufgabe, die Schwingungen des Oszillatorkreises anzufachen und aufrechtzuerhalten, dient der Transistor  $T_2$  als Regelverstärker und  $T_1$  als Stellglied für die Amplitude der Spannung am Schwingkreis. Auf diese Weise kann bei den unterschiedlichsten Frequenzen und L/C-Verhältnissen sicheres Schwingen bei weitgehend konstanter Amplitude am Schwingkreis erreicht werden. Das später beschriebene Ausführungsbeispiel hat die Meßfrequenzen 3 kHz ... 0,5 MHz und etwa 30 mV Schwingkreiswechselspannung. Am Kollektor von  $T_2$  steht ein angehärtes Rechtecksignal (gekappeter Sinus) mit rund 0,8  $V_{GS}$  zur Speisung eines Zähl-diskriminators zur Verfügung.

**2.2. Zähl-diskriminator**

Beim Zähl-diskriminator oder Ratemeter handelt es sich um eine Schaltung, die aus einer Impulsfolge eine der Impulsfolgefrequenz proportionale Gleichspannung erzeugt. Als Beispiele seien hier

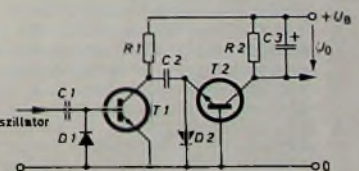


Bild 3. Begrenzer und Zähl-diskriminator

elektronische Drehzahlmesser [4] und Geiger-Müller-Zähler mit Anzeigeelement genannt.

Das Prinzip der angewendeten Ratemeterschaltung [5] sei an Hand von Bild 3 beschrieben: Der Transistor  $T_1$

Ing. G. Peltz ist Entwicklungsingenieur im Applikationslabor von Intermetall, Freiburg

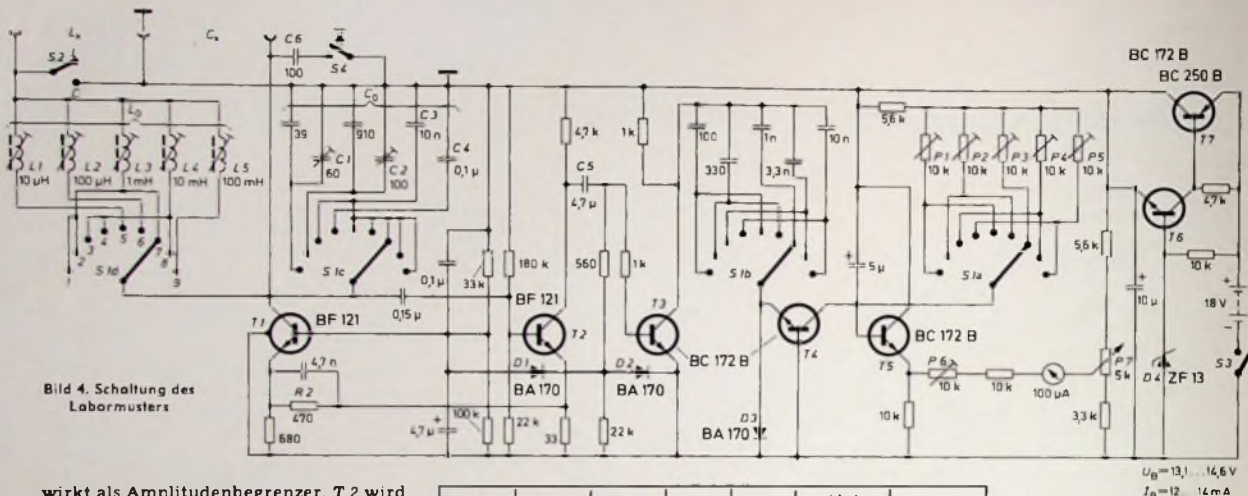


Bild 4. Schaltung des Labormusters

wirkt als Amplitudenbegrenzer. T 2 wird in Basisschaltung betrieben und stellt den eigentlichen Zähldiskriminator dar. Das auf Rechteckform begrenzte Signal am Kollektor von T 1 lädt während der positiven Halbwelle über R 1 und D 2 den Kondensator C 2 auf. Bei genügend kleiner Zeitkonstante des Ladekreises erreicht die Kondensatorspannung nahezu den Wert der Betriebsspannung  $U_B$ . Die Ladung Q des Kondensators ist dann

$$Q = C_2 \cdot U_B \quad (3)$$

Während der negativen Halbwelle des Rechtecksignals entlädt sich C 2 über den Emittterkreis des Transistors T 2. Der Mittelwert  $I_E$  des über den Emittter fließenden Entladestroms ist eine lineare Funktion der Frequenz des Rechtecksignals. Damit ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$I_E = Q \cdot f = C_2 \cdot U_B \cdot f \quad (4)$$

Am Kollektorwiderstand R 2 des Transistors T 2 entsteht eine durch den Kondensator C 3 gesiebte mittlere Gleichspannung

$$U_0 = I_E \cdot h_{21 B} \cdot R_2 \quad (5)$$

Mit Gl. (4) folgt daraus

$$U_0 = C_2 \cdot U_B \cdot f \cdot h_{21 B} \cdot R_2 \quad (6)$$

Darin ist  $h_{21 B}$  die Gleichstromverstärkung des Transistors T 2 in Basisschaltung. Da diese praktisch 1 ist, vereinfacht sich Gl. (6) zu

$$U_0 = C_2 \cdot U_B \cdot f \cdot R_2 \quad (7)$$

Aus Gl. (7) geht hervor, daß diese Schaltung durch entsprechende Wahl von C 2 und R 2 in einem sehr großen Bereich einen der Eingangsfrequenz proportionalen Gleichspannungsabfall am Kollektorwiderstand R 2 erzeugt. Der lineare Zusammenhang von f und  $U_0$  endet erst, wenn  $U_0$  in die Nähe von  $U_B$  oder Null kommt. Der Arbeitsbereich wird also zweckmäßigerweise so gewählt, daß  $U_0$  nicht kleiner als 1 V und nicht größer als  $U_B - 1$  V wird. Eine weitere Einschränkung bildet die bereits erwähnte Ladezeitkonstante  $R_1 \cdot C_2$ , die zusammen mit den unvermeidbaren Streukapazitäten die obere Frequenzgrenze bestimmt. Diese ist bei der beschriebenen Ausführung etwa 1...3 MHz.

| Bereich (Schalterstellung) | Vollauschlag | $L_0$  | $C_0$  | $f_0$ kHz | f bei $C_x = C_0$ bzw. $L_x = L_0$ kHz | $R_{res}$ bei $Q = 100$ kOhm |
|----------------------------|--------------|--------|--------|-----------|--|------------------------------|
| 1                          | 100 pF       | 1 mH   | 100 pF | 502       | 355                                    | 320                          |
| 2                          | 1 nF         | 1 mH   | 1 nF   | 158       | 112                                    | 100                          |
| 3                          | 10 nF        | 10 mH  | 10 nF  | 15,8      | 11,2                                   | 100                          |
| 4                          | 100 nF       | 10 mH  | 100 nF | 5,02      | 3,55                                   | 32                           |
| 5                          | 10 µH        | 10 µH  | 10 nF  | 502       | 355                                    | 3,2                          |
| 6                          | 100 µH       | 100 µH | 10 nF  | 158       | 112                                    | 10                           |
| 7                          | 1 mH         | 1 mH   | 10 nF  | 50,2      | 35,5                                   | 32                           |
| 8                          | 10 mH        | 10 mH  | 10 nF  | 15,8      | 11,2                                   | 100                          |
| 9                          | 100 mH       | 100 mH | 10 nF  | 5,02      | 3,55                                   | 320                          |

Tab. I. Zahlenwerte des Oszillators

### 3. Schaltung des Mustergerätes

In der Schaltung Bild 4 erkennt man den umschaltbar ausgeführten Oszillator von Bild 2 und den ebenfalls (und gleichzeitig) umschaltbaren Zähldiskriminator von Bild 3 wieder. Eine Emittterfolgerstufe T 5 verringert den Ausgangswiderstand des Zähldiskriminators T 4 auf einige zehn Ohm, so daß Drehspulinstrumente mit  $10 \mu A$  10 mA Vollauschlag verwendet werden können. Mit Rücksicht auf den Strombedarf wurde im Mustergerät ein  $100 \mu A$ -Instrument eingesetzt. Das Meßwerk liegt in einer Brückenschaltung, deren linker Zweig durch den Zähldiskriminator und deren rechter Zweig durch einen einstellbaren Spannungsteiler gebildet wird. Dadurch erreicht man, daß das Instrument ohne angeschlossenes Meßobjekt auf Null steht und bei Anschluß des Meßobjektes, wenn sich die Frequenz erniedrigt, in der richtigen Richtung ausschlägt. Nach Gl. (7) sinkt nämlich den Spannungsabfall am Kollektorwiderstand von T 4 bei fallender Frequenz, und daher steigt dann die Spannung am Emittter des Transistors T 5 an.

Da Schwankungen der Versorgungsspannung voll in das Meßergebnis eingehen, ist diese stabilisiert. Im Oszillator liegt zur Erhöhung der Schleifenverstärkung im oberen Frequenzbereich dem 470-Ohm-Rückkopplungswiderstand R 2 ein 4,7-nF-Kondensator parallel.

### 3.1. Wahl der Meßbereiche und -frequenzen

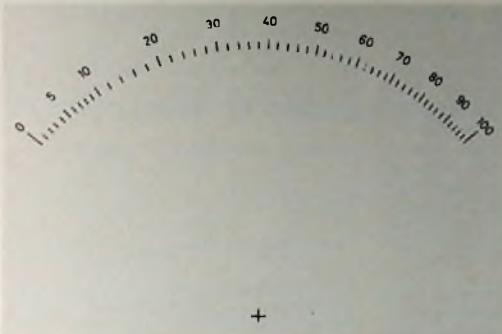
Nach den Gleichungen (1) und (2) ist der Skalverlauf des Anzeigeelementes, bezogen auf  $L_x$  und  $C_x$ , nichtlinear. Wie noch gezeigt wird, erhält man für  $L_{x \max} = L_0$  und  $C_{x \max} = C_0$  eine am

Anfang etwa um den Faktor 3 gedehnte Skalenteilung, so daß bei dekadischer Bereichsumschaltung eine ausreichende Ablesegenauigkeit erreicht wird. Damit benötigt man für alle L- und C-Bereiche nur eine einzige Skala.

Zur Verringerung des verfälschenden Einflusses der Eigenkapazität der zu messenden Spulen muß in den L-Meßbereichen die Oszillatorkapazität  $C_0$  verhältnismäßig groß gewählt werden. Für die einzelnen L- und C-Bereiche wurden die in Tab I zusammengestellten Kombinationen benutzt. Zur Demonstration der an den Oszillator gestellten Anforderungen bezüglich Stabilität und Schwingsicherheit enthält die letzte Spalte den jeweiligen Resonanzwiderstand  $R_{res}$  des Meßkreises bei einer angenommenen Güte  $Q = 100$ .

Ein zunächst vorgesehener Meßbereich für  $1 \mu F$  Vollauschlag wurde im Mustergerät nicht eingebaut, da er eine Umschaltung des Rückkopplungswiderstandes R 2 erfordert. Der verwendete Bereichsschalter hatte jedoch nur vier Ebenen. Wird diese Umschaltung eingebaut, so bereitet die Erweiterung auf Meßbereiche bis  $10 \mu F$  und 1 H keine Schwierigkeiten. Für den Meßbereich  $1 \mu F$  sollte der Widerstand R 2 270 Ohm betragen, für den Meßbereich 1 H dagegen etwa 1 kOhm.

Zur Anpassung an die verschiedenen Meßfrequenzen ist der Umladekondensator umschaltbar. Der Kollektorwiderstand von T 4 hat zwar für alle Meßbereiche die gleiche Größenordnung (Serienschaltung eines 10-kOhm-Potentiometers mit einem 5,6-kOhm-Festwiderstand), wird jedoch zum Ausgleich von Toleranzen, hauptsächlich der Umladekondensatoren, ebenfalls umgeschaltet.



Tab. II. Zahlenwerte für die Skalenteilung

| $a$  | $f_{rel}$ | $1 - f_{rel}$ | $n$ bei<br>$a_{max} = 1,$<br>$n_{max} = 100$ |
|------|-----------|---------------|--|
| 0    | 1,000     | 0             | 0  |
| 0,01 | 0,995     | 0,005         | 1,7  |
| 0,02 | 0,990     | 0,010         | 3,4  |
| 0,03 | 0,985     | 0,015         | 5,1  |
| 0,04 | 0,980     | 0,020         | 6,8  |
| 0,05 | 0,976     | 0,024         | 8,2  |
| 0,06 | 0,971     | 0,029         | 9,9  |
| 0,07 | 0,966     | 0,034         | 11,6   |
| 0,08 | 0,962     | 0,038         | 13,0   |
| 0,09 | 0,957     | 0,043         | 14,6   |
| 0,10 | 0,953     | 0,047         | 16,0   |
| 0,12 | 0,945     | 0,055         | 18,7   |
| 0,14 | 0,937     | 0,063         | 21,5   |
| 0,16 | 0,928     | 0,072         | 24,6   |
| 0,18 | 0,920     | 0,080         | 27,3   |
| 0,20 | 0,912     | 0,088         | 30,0   |
| 0,22 | 0,905     | 0,095         | 32,4   |
| 0,24 | 0,897     | 0,103         | 35,2   |
| 0,26 | 0,890     | 0,110         | 37,6   |
| 0,28 | 0,883     | 0,117         | 40,2   |
| 0,30 | 0,877     | 0,123         | 42,4   |
| 0,32 | 0,870     | 0,130         | 44,8   |
| 0,34 | 0,863     | 0,137         | 47,0   |
| 0,36 | 0,857     | 0,143         | 49,0   |
| 0,38 | 0,851     | 0,149         | 50,8   |
| 0,40 | 0,845     | 0,155         | 52,9   |
| 0,42 | 0,839     | 0,161         | 55,0   |
| 0,44 | 0,833     | 0,167         | 57,0   |
| 0,46 | 0,827     | 0,173         | 59,0   |
| 0,48 | 0,822     | 0,178         | 60,8   |
| 0,50 | 0,816     | 0,184         | 62,8   |
| 0,52 | 0,811     | 0,189         | 64,5   |
| 0,54 | 0,806     | 0,194         | 66,2   |
| 0,56 | 0,800     | 0,200         | 68,3   |
| 0,58 | 0,795     | 0,205         | 70,0   |
| 0,60 | 0,790     | 0,210         | 71,7   |
| 0,62 | 0,785     | 0,215         | 73,5   |
| 0,64 | 0,781     | 0,219         | 74,7   |
| 0,66 | 0,776     | 0,224         | 76,5   |
| 0,68 | 0,771     | 0,229         | 78,2   |
| 0,70 | 0,767     | 0,233         | 79,6   |
| 0,72 | 0,762     | 0,238         | 81,3   |
| 0,74 | 0,757     | 0,243         | 83,0   |
| 0,76 | 0,753     | 0,247         | 84,3   |
| 0,78 | 0,749     | 0,251         | 85,6   |
| 0,80 | 0,745     | 0,255         | 87,0   |
| 0,82 | 0,741     | 0,259         | 88,5   |
| 0,84 | 0,737     | 0,263         | 89,8   |
| 0,86 | 0,733     | 0,267         | 91,2   |
| 0,88 | 0,729     | 0,271         | 92,5   |
| 0,90 | 0,725     | 0,275         | 94,0   |
| 0,92 | 0,722     | 0,278         | 95,0   |
| 0,94 | 0,718     | 0,282         | 96,4   |
| 0,96 | 0,714     | 0,286         | 97,6   |
| 0,98 | 0,710     | 0,290         | 99,0   |
| 1,00 | 0,707     | 0,293         | 100,0  |

### 3.2 Berechnung des Skalenerweitertes

Für die Berechnung des Skalenerweitertes muß die relative Frequenzänderung beim Umschalten von  $L_x$  beziehungsweise  $C_x$  bekannt sein. Diese ergibt sich, wenn die Gleichungen (1) und (2) auf  $f_0$ ,  $L_0$  und  $C_0$  normiert dargestellt werden. Mit den normierten Größen

Tab. III. Wickelndaten der Oszillatorspulen

| Spule | L           | Wdg. | Draht       | Spulenkörper                                 |
|-------|-------------|------|-------------|--|
| L 1   | 10 $\mu$ H  | 30   | 0,2 mm CuL  | Spulenhaut<br>„K 9,4 Mut. K3 Csa“ (Kaschke)  |
| L 2   | 100 $\mu$ H | 100  | 0,15 mm CuL | wie L 1                                      |
| L 3   | 1 mH        | 300  | 0,15 mm CuL | wie L 1                                      |
| L 4   | 10 mH       | 760  | 0,15 mm CuL | Spulenhaut<br>„K 14,8 Mut. K3 Csa“ (Kaschke) |
| L 5   | 100 mH      | 2000 | 0,1 mm CuL  | wie L 4                                      |

Bild 5. Skalenerweitertes Messgerät bei  $a_{max} = 1$

$$f_{rel} = \frac{f_x}{f_0} \quad (8)$$

und

$$a = \frac{L_x}{L_0} = \frac{C_x}{C_0} \quad (9)$$

erhält man aus Gl. (1) und Gl. (2)

$$f_{rel} = \frac{1}{\sqrt{1+a}} \quad (10)$$

Nach Einsetzen von  $a = 1$  ergibt sich für Vollausschlag des Instrumentes

$$f_{rel} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707.$$

Das heißt, ist  $L_x$  oder  $C_x$  gleich  $L_0$  oder  $C_0$ , so erniedrigt sich die Oszillatorfrequenz um den Faktor 0,707.

Mit Gl. (10) läßt sich durch Tabellenbildung mit dem Rechenschieber (Zunge auf dem Kopf stehend) die relative Frequenzänderung  $f_{rel}$  für beliebige Werte von  $a$  berechnen. Zur Festlegung des Skalenerweitertes wird zunächst eine Tabelle erstellt, die die jeweilige Relativfrequenz  $f_{rel}$  bei möglichst vielen Werten  $a$  im Bereich 0,01 ... 1 angibt. Von Vorteil ist in dieser Tabelle eine weitere Spalte für  $1 - f_{rel}$ , denn die Gleichung für den Skalenerweitertes lautet

$$n = \frac{(1 - f_{rel}) \cdot n_{max}}{1 - f_{rel \min}} \quad (11)$$

Darin bedeutet  $f_{rel \min}$  die niedrigste Relativfrequenz (bei  $a = 1$  also 0,707) und  $n$  die Anzahl Skalenteile, die das Meßinstrument bei  $f_{rel}$  anzeigt, wenn es bei  $f_{rel \min}$  auf die höchstmögliche Anzahl Skalenteile  $n_{max}$ , also auf Vollausschlag, eingestellt ist. Hierbei wird ein Meßwerk mit linearer Anzeige und Skala vorausgesetzt.

Diese Rechenoperationen lesen sich komplizierter, als sie sind. Sie lassen sich aber durch Tabellenbildung mit dem Rechenschieber leicht und schnell durchführen und sind unbedingt zu empfehlen, denn für eine empirische Eichung der Skala würde man wegen der Nichtlinearität eine sehr große Anzahl genauer Kondensatoren oder Spulen benötigen. Als Beispiel für die Berechnung des Skalenerweitertes dient Tab. II, die für  $a_{max} = 1$  und eine hundertteilige Originalskala ausgelegt ist. Die nach dieser Tabelle gezeichnete Skala zeigt Bild 5.

### 3.3 Abgleich des LC-Meßgerätes

Die Oszillatorspulen und -kondensatoren L 1 ... L 5 und C 3 ... C 4 sollen von vornherein möglichst ihren Sollwert

haben und müssen daher mit einem herkömmlichen Meßgerät gemessen werden. Weiterhin werden zum Abgleich ein genauer Generator 3 ... 600 kHz sowie ein genauer 10-nF-Kondensator und eine ausgemessene Spule von 1 mH benötigt. Ein Oszillograf zur Kontrolle ist erwünscht.

### 3.4 Funktionskontrolle

Vor dem Einschalten stellt man die Trimpotentiometer P 1 ... P 6 auf maximalen Widerstand, P 7 auf Mittelstellung, den Schalter S 1 auf Bereich 7 (1 mH) und den Schalter S 2 auf C. Nach dem Einschalten des Gerätes ist das Instrument mit P 3 auf Null einzuregeln. Dann werden  $U_B$  und  $I_B$  gemessen. Diese sollen 13,1 ... 14,6 V beziehungsweise 12 ... 14 mA betragen. Schließt man nun einen 10-nF-Kondensator an die Meßbuchsen  $C_x$  an, dann muß der Zeiger des Instrumentes ausschlagen.

Das Instrument ist nun einpolig abzulösen und die Kondensatorbatterie vom Kollektor des Transistors T 3 zu trennen. Am Kollektor des Transistors T 1 kann man dann mit einem Oszillografen unter Verwendung eines Tastkopfes 1:10 eine Schwingungskontrolle durchführen. Die in den Bereichen 1 und 2 auftretenden Verzerrungen brauchen nicht beachtet zu werden. Das Oszillogramm am Kollektor von T 3 muß ein Rechtecksignal gleicher Frequenz mit einer Amplitude von knapp der Versorgungsspannung, also etwa 12 ... 14 V, zeigen.

### 3.5 Abgleich mit Generator 3 ... 600 kHz

Zum Abgleich müssen die Kondensatorbatterie und das Meßwerk wieder angetötet werden. Dann löst man die Verbindung des Koppelkondensators C 5 am Kollektor von T 2 und schließt den Kondensator an den Generator an. Die Generatoramplitude ist auf 0,3 ... 0,7 V einzuregeln, damit T 3 im Frequenzbereich 3 ... 600 kHz durchgesteuert wird. Nun stellt man bei den Sollfrequenzen (s. Tab. I) mit P 1 ... P 5 das Instrument auf Null. Bei  $0,707 \cdot f_0$  muß anschließend mit P 6 das Instrument auf Vollausschlag eingestellt werden.

Zum Abgleich von L 1 ... L 5 wird der Koppelkondensator C 5 vom Generator abgeklemmt und wieder an den Kollektor von T 2 angeschlossen. In den L-Bereichen (5 ... 9) stellt man nun mit L 1 ... L 5 das Instrument wieder auf Null. Wird der 10-nF-Normalkondensator an die  $C_x$ -Meßbuchsen (S 2 auf C) oder die 1-mH-Normalinduktivität an die  $L_x$ -Meßbuchsen (S 2 auf L) angeschlossen, dann muß das Meßinstrument Vollausschlag zeigen.

In den C-Bereichen (1 ... 4) wird nun in den Bereichen 1 und 2 mit dem jeweiligen Trimmer C 1 beziehungsweise C 2 das Instrument auf Null gestellt.

Die Bereiche 3 und 4 stimmen, wenn die L-Bereiche richtig abgeglichen sind und man für C 4 (0,1 µF) einen induktivitätsarmen Typ verwendet. Eine Kontrolle des Abgleichs kann mit der Kontrolltaste S 4 erfolgen. Im Bereich 1 muß das Meßinstrument beim Drücken von S 4 Vollausschlag zeigen. Das gleiche gilt für den Bereich 3 beim Zuschalten des 10-nF-Normalkondensators.

Beim Abgleich ist zu berücksichtigen, daß der vorletzte Teilstrich der 100-teiligen Skala nach Bild 5 2 % vom Skalendwert darstellt. Die als Normalinduktivität beziehungsweise Normalkapazität verwendete 1-mH Spule und der 10-nF-Kondensator haben aber bereits gewisse Abweichungen, denn auch jedes andere Induktivitäts- oder Kapazitätsmeßgerät hat einen Meßfehler. Damit soll gesagt werden, daß durch unterschiedliche Spulenkapazitäten der Oszillatorspulen bedingte Abweichungen des Vollausschlages von ± 1 ... 2 % unbeachtet bleiben können. Die Meßgenauigkeit ist dann im Endeffekt immer noch besser als ± 3 %.

Der durch die Taste S 4 einschaltbare 100-pF-Kondensator C 6 dient zur Funktionskontrolle im Bereich 1. Damit wird gleichzeitig die Batteriespannung kontrolliert, denn bei Unterspannung wird Vollausschlag nicht erreicht.

#### 4. Erfahrungen mit dem beschriebenen LC-Meßgerät

Die Meßbereiche und die Genauigkeit des LC-Meßgerätes sind für die in der HF-Technik vorkommenden Werte von L und C ausreichend. Eine geringe Temperaturabhängigkeit macht sich nur als Langzeitdrift bemerkbar und läßt sich durch die Nullkorrektur P 7 korrigieren. Auch stark verlustbehaftete Objekte können gemessen werden. Zum Beispiel ist der durch einen Parallelwiderstand von 10 kOhm in den C-Meßbereichen entstehende zusätzliche Meßfehler < 2 %.

## Prüfoszillator aus drei Bauteilen

Die Anordnung nach Bild 1 dient als Prüfoszillator, um die Eigenfrequenz von Parallelschwingkreisen zu bestimmen. Neben einer 1,5-V-Batterie sind lediglich zwei Widerstände als Spannungsteiler und eine Tunneldiode erforderlich.

Innerhalb eines gewissen Spannungsbereiches fällt die Stromkennlinie einer Tunneldiode mit steigender Spannung in diesem Bereich stellt die Diode daher einen negativen Widerstand dar, der den parallel geschalteten Prüfkreis so weit entdämpft, daß er in seiner Eigenfrequenz schwingt. Ohne Schwierigkeiten können Frequenzen bis zu mehreren hundert Megahertz erreicht werden.

Der Spannungsteiler im Bild 1 ist zwar für die ältere Tunneldiode TU 5 von Siemens ausgelegt, hat für andere Dioden aber etwa gleiche Werte. Er soll lediglich die Spannung der Batterie auf den Wert herunterteilen, bei dem die Tunneldiode einen negativen Widerstand aufweist. Grundsätzlich sollte

Von großem Vorteil ist die Möglichkeit der LC-Messung über ein Kabel. Dabei wird zuerst die Induktivität oder die Kapazität des Kabels gemessen und nachher vom Meßwert abgezogen. Die elegantere, beim Labormuster aber nicht angewendete Methode ist jedoch, ein Meßkabel von vornherein vorzusehen. Dann werden bei der Eichung die Induktivität und die Kapazität des Kabels mit berücksichtigt. Bei Messungen an den Anschlußklemmen muß eine passende Kabelnachbildung zugeschaltet werden.

Die Wellenwiderstandsmessung an Kabeln und dergleichen ist ebenfalls einfach. Das am Ende offene Kabel wird mit dem Anfang an das LC-Meßgerät angeschlossen und C gemessen. Dann wird das Ende kurzgeschlossen und L gemessen. Der Wellenwiderstand Z ergibt sich nach der Gleichung

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (12)$$

#### Schrifttum

- [1] Schellhorn, G.: „Kapameter“ - Direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät mit großem Meßbereich und mittlerer Anzeigegenauigkeit für statische und Elektrolytkondensatoren. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 10, S. 335-336
- [2] Bergmann, L.: Direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät. Funkschau Bd. 41 (1969) Nr. 20, S. 714
- [3] Funktechnische Arbeitsblätter, Blatt Os 21. Funkschau Bd. 23 (1951) Nr. 5 u. Nr. 7
- [4] • Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge mit Batteriezündung (Nr. 88), Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge mit Magnetzündung (Nr. 89). Intermetall-Schaltbeispiele, Ausgabe 1967
- [5] Waddington, D. E.: A simple frequency / voltage converter. Marconi Instrumentation Bd. 10 (1965) Nr. 1, S. 8

(im Arbeitspunkt!) an einem Kreis mit bekannten Daten bewirkt.

Ein Aufbaubeispiel zeigen die Bilder 2 und 3. Hier wird die Printplatte mit den Bauteilen direkt auf einen Vielfachmesser aufgesteckt. Dadurch er-

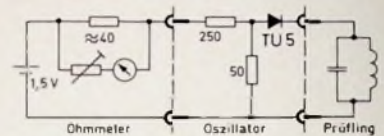


Bild 2. Prüfanordnung. Die vereinfachte Innenschaltung des Ohmmeters entspricht der Schaltung der handelsüblichen Vielfachmesser im niedrigsten Widerstandsmeßbereich.

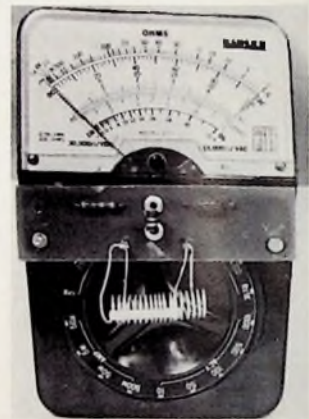


Bild 3. Der auf einer kleinen Printplatte aufgebaute Oszillator ist hier auf einen Vielfachmesser aufgesteckt.

übrigt sich eine besondere Batterie, weil man die im Instrument für Widerstandsmessungen vorhandene 1,5-V-Batterie verwenden kann. Der Meßbereicherschalter dient als Ausschalter, da die Batteriespannung nur in Stellung „Widerstandsmessung“ an den Meßbuchsen liegt. Über Kontaktstifte, die direkt in die Printplatte eingelötet sind und in die Buchsen des Vielfachmessers passen, wird die Batteriespannung der Oszillatorschaltung zugeführt.

Der Innenwiderstand des Ohmmeters (im Bild 2 etwa 40 Ohm) braucht nicht ausgemessen zu werden; er hat den Wert, den das Instrument bei halbem Skalenausschlag im kleinsten Widerstandsmeßbereich anzeigt. Zu beachten ist, daß bei der hier angegebenen, bei Vielfachmessern im allgemeinen angewandten Schaltung der Minuspol der Batterie mit der „+“-Buchse des Gerätes verbunden ist.

Will man Schwingkreise direkt in einem Gerät prüfen, ohne sie erst ausbauen zu müssen, empfiehlt sich ein Aufbau in Form einer Prüfspitze (alter Kugelschreiber oder dergleichen), in der sämtliche Bauelemente einschließlich der Batterie (zum Beispiel Daimon-Microzelle „291“) unterzubringen sind. Der Druckstift an der Oberseite des Kugelschreibers läßt sich als Schalter verwenden, mit dem man die Batterie gegen entsprechende Kontakte an der in der Spitze liegenden Schaltung drückt.

K. Wilhelm

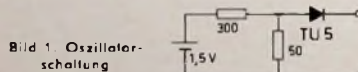


Bild 1. Oszillatorschaltung

dieser Spannungsteiler möglichst niederohmig sein, denn um so höher dürfen dann die Verluste im Schwingkreis sein, ohne daß die Schwingungen abreißen. Da aber ein niederohmiger Spannungsteiler die Batterie höher belastet, muß man hier einen Kompromiß schließen.

Die Eigenfrequenz des Schwingkreises wird mit einem beliebigen geeichten Empfänger bestimmt, den man lose an den schwingenden Prüfling ankoppelt. Dabei ist zu beachten, daß die Kapazität der Tunneldiode dem Schwingkreis parallel liegt, seine Eigenfrequenz also zu niedrigeren Werten hin verstimmt. Da die Diodenkapazität aber sehr klein ist, ist dieser Fehler nur bei kleinen Schwingkreis Kapazitäten von Bedeutung. Im übrigen kann die Diodenkapazität recht einfach durch die Verstimmung bestimmt werden, die die Diode

# Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau

## 1. Allgemeines

Hi-Fi-Amateure, die sich ihren Verstärker selbst bauen wollen, stehen vor der oft nicht ganz leicht zu beantwortenden Frage, nach welcher Schaltung sie ihr Gerät aufbauen sollen. Verhältnismäßig einfach ist diese Entscheidung, soweit sie den Endverstärker betrifft. Hier gibt es eine Anzahl guter Bauvorschläge, und es werden auch komplette Bausätze angeboten. Außerdem ist der Aufbau eines Endverstärkers recht unkritisch, da er gedrängt erfolgen kann und keine langen Leitungen zu Bedienungsorganen zu verlegen sind. Beim Vor- und Steuerverstärker ist es dagegen jedoch oft schwierig, einen geeigneten Bauvorschlag zu finden. Vom Nachbau von Industrieschaltungen ist abzuraten, da diese Schaltungen für den Amateur meistens zu unübersichtlich und die propagierten Qualitätswerte oft nur bei einem ganz bestimmten Aufbau zu erreichen sind. Im folgenden wird ein Vor- und Steuerverstärker

beschrieben, der speziell für den Selbstbau entwickelt wurde und in mehreren verschieden gestalteten Geräten einwandfrei arbeitet. An Bedienungsorganen ist nur das vorhanden, was in der Praxis auch tatsächlich benötigt wird. Der Aufwand an Bauelementen hält sich daher in vernünftigen, noch vertretbaren Grenzen. Auf ein „Kochrezept“ wurde bewußt verzichtet; die Gestaltung des Gerätes und der Entwurf der gedruckten Schaltungen bleiben dem Nachbauer überlassen. Wichtige Aufbauhinweise werden jedoch im Anschluß an die Beschreibung der Schaltung gegeben.

## 2. Schaltung

Die Gesamtschaltung eines Kanals des Vor- und Steuerverstärkers ist im Bild 1 dargestellt. Die wichtigsten Daten enthält Tab. I. An Stelle der im Bild 1 angegebenen Transistoren BC 109 C können auch BC 173 C verwendet werden.

## 2.1. Vorverstärker

Der dreistufige Vorverstärker mit den Transistoren T 1, T 2 und T 3 ist für den Anschluß magnetischer Tonabnehmer und hochpegeliger Signalquellen entworfen. Sollte bei letzteren der angegebene Eingangspegel überschritten werden, ist es zweckmäßig, den Pegel

### I. Technische Daten des Vor- und Steuerverstärkers

|  |                               |
|--|-------------------------------|
| Eingangsempfindlichkeit                            |                               |
| Phono:   | 3 ... 7 mV (einstellbar)      |
| Universal:   | 42,5 ... 275 mV (einstellbar) |
| Tonband:   | 500 mV                        |
| Ausgangsspannungen                                 |                               |
| Tonband:   | 500 mV                        |
| zur Endstufe:                                      | 1,55 V                        |
| Übersteuerbarkeit: ≈ 20 dB                         |                               |
| Regelbereich der Balanceeinstellung: +5 ... -11 dB |                               |

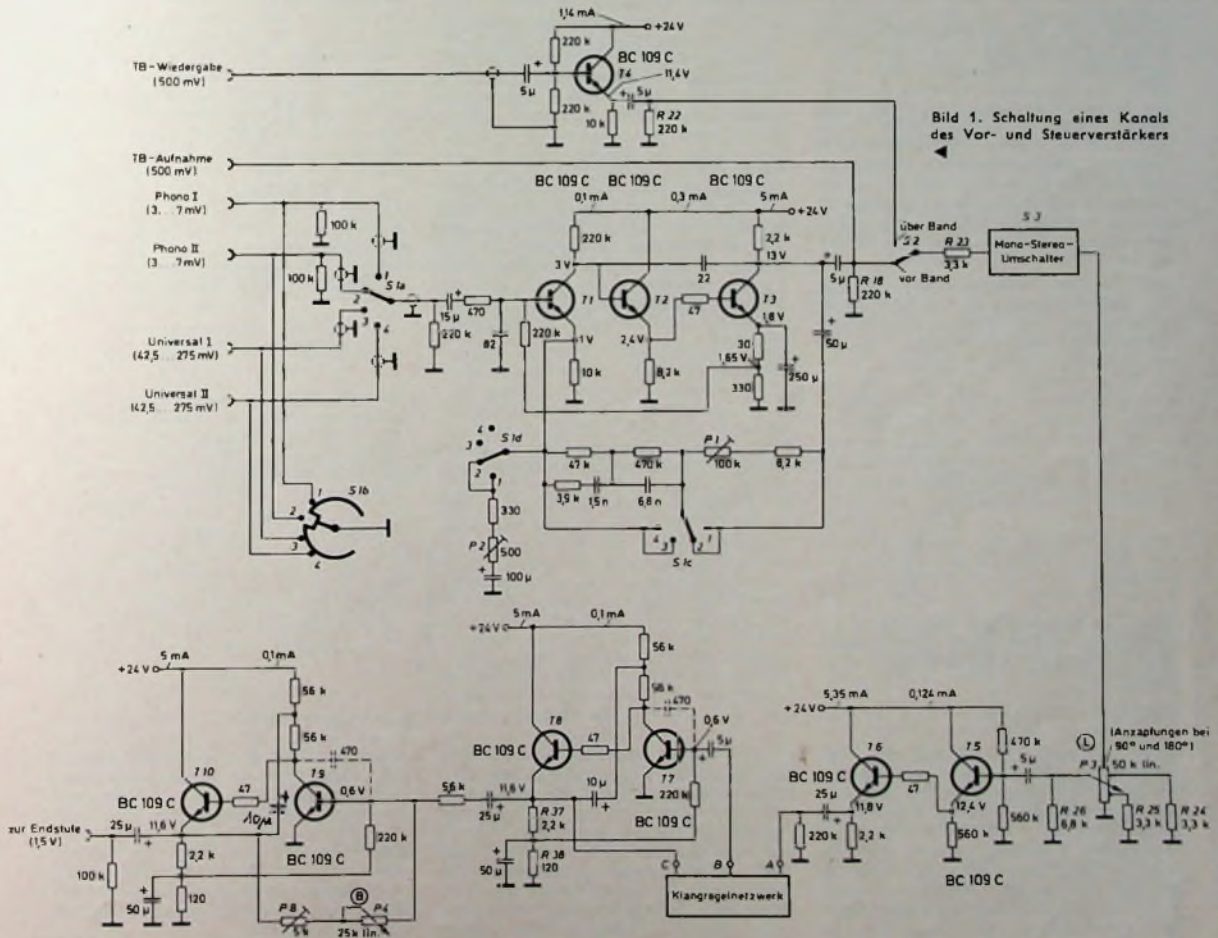


Bild 1. Schaltung eines Kanals des Vor- und Steuerverstärkers

bereits im Tuner, Tonbandgerät usw. auf den angegebenen Wert herabzusetzen. Für den Eingangswahlschalter S 1 sollte man eine Ausführung verwenden, bei der die nichtgewählten Eingänge an Masse gelegt werden.

Ist ein solches Modell nicht erhältlich, so kann auch ein Drucktastensatz entsprechend verdrahtet werden. Die Gegenkopplungswiderstände beziehungsweise -netzwerke liegen in Serie und werden mit den Schalterebenen S 1 c und S 1 d teilweise überbrückt. Die genaue Pegelinstellung erfolgt mit den Einstellwiderständen P 1 und P 2.

## 2.2. Monitorschaltung

Mit der Monitorschaltung kann bei Verwendung entsprechender Tonbandgeräte eine Aufnahme direkt über Band kontrolliert werden. Wichtig ist dabei, daß zwischen Aufnahme- und Wiedergabeleitung jegliches kapazitives Übersprechen vermieden wird. Dies erfordert jedoch niederohmige Generatorimpedanzen. Die Ausgangsimpedanz des Vorverstärkers beträgt infolge der starken Gegenkopplung nur etwa 100 Ohm; ein Wert in dieser Größenordnung sollte auch am Ausgang des Tonbandgerätes vorhanden sein. Bei wesentlich größerer Ausgangsimpedanz ist zum Beispiel der Einbau eines Emitterfolgers in das Tonbandgerät zweckmäßig. Ist die vom Verstärker an das Tonbandgerät abgegebene Spannung zu hoch, dann darf ein Spannungsteiler, der praktisch eine Erhöhung der Generatorimpedanz darstellt, auf keinen Fall bereits im Verstärker, sondern erst im Tonbandgerät eingebaut werden. Der im Wiedergabezweig liegende Emitterfolger T 4 verhindert, daß der Wiedergabeverstärker im Tonbandgerät durch den Lautstärkeinsteller im Verstärker belastet wird. Umschaltknacke werden durch die Widerstände R 18 und R 22, vermieden.

Sollte in der Tonleitung oder im Tonbandgerät einmal ein Kurzschluß auftreten, dann fällt auch im Hauptübertragungsweg das Programm aus. Wo

fachere Schaltungen zur Anwendung kommen.

Eine wichtige Aufgabe fällt in beiden Kanälen dem Widerstand R 23 zu. Er verhindert, daß sich in Stellung „Mono“ die beiden Vorverstärker gegenseitig belasten und Verzerrungen verursachen.

## 2.4. Lautstärkeeinstellung

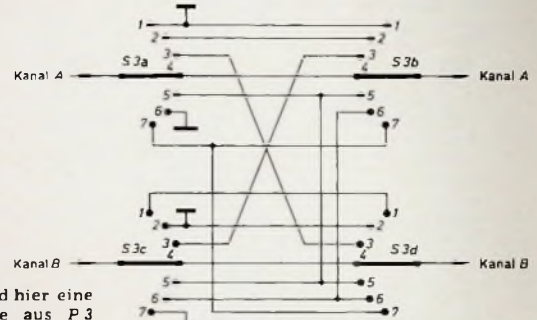
Prinzipiell könnte man für die Lautstärkeregelung ein normales Tandempotentiometer mit exponentieller Kennlinie einbauen. Da der Gleichlauf bei Potentiometern mit linearer Kennlinie

Anhebungen und Absenkungen angestrebt. Außerdem sollten die Einsatzelemente möglichst weit von der Mittenfrequenz entfernt liegen. Durch den Schalter S 6 kann das Netzwerk überbrückt und damit unwirksam gemacht werden.

## 2.5.2. In Stufen einstellbares Netzwerk

Das Netzwerk nach Bild 4 bietet den Vorteil der leichten Reproduzierbarkeit jeder Stellung. Außerdem ist der Kurvenverlauf bei den Höhen günstiger als bei der Ausführung nach Bild 3. Der Mehraufwand an Bauelementen ist

Bild 2. Mono-Stereo-Umschaltung mit Varianten



aber erheblich besser ist, wird hier eine Schaltung vorgeschlagen, die aus P 3 und den Widerständen R 24, R 25, R 26 besteht und mit der sich eine fast logarithmische Kennlinie erreichen läßt (DBP angemeldet). Um einen möglichst guten Rauschabstand hinter der Lautstärkeeinstellung zu erhalten, ist der nachfolgende Trennverstärker T 5, T 6 zweistufig ausgeführt. Sein Spannungsverstärkungsfaktor ist etwas kleiner als 1.

## 2.5. Klangbeeinflussung

Zur Vermeidung von Pegelverlusten ist die Klangregelung in die Gegenkopplung des auf das Netzwerk folgenden zweistufigen Verstärkers T 7, T 8 einbezogen. Um einen einfachen Aufbau zu gewährleisten, wurde bei den beiden angegebenen Varianten ein möglichst niederohmiges Netzwerk angestrebt.

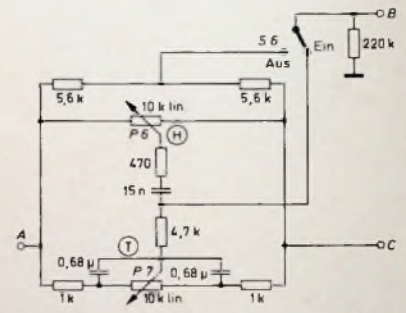


Bild 3. Klangregelnetzwerk mit kontinuierlicher Einstellung

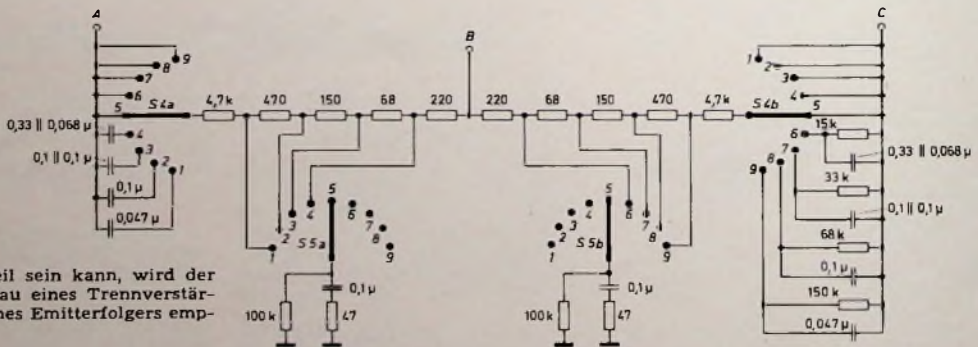


Bild 4. Klangregelnetzwerk mit stufenweiser Einstellung

dies von Nachteil sein kann, wird der zusätzliche Einbau eines Trennverstärkers in Form eines Emitterfolgers empfohlen.

## 2.3. Mono-Stereo-Umschaltung

Eine Mono-Stereo-Umschaltung, die allen Wünschen gerecht werden dürfte, ist im Bild 2 dargestellt. Die Schalterstellungen haben folgende Funktionen: 1 nur Kanal A, 2 nur Kanal B, 3 Stereo vertauscht, 4 Stereo normal, 5 Mono, 6 Mono-Wiedergabe Kanal B (Ausgänge parallel geschaltet), 7 Mono-Wiedergabe Kanal A (Ausgänge parallel geschaltet). Es können jedoch auch wesentlich ein-

## 2.5.1. Stufenlos regelbares Netzwerk

Die im Bild 3 angegebene Schaltung findet man in sehr vielen Hi-Fi-Verstärkern, jedoch ist sie dort im allgemeinen wesentlich hochwertiger. Außerdem dem angegebenen Vorteil ergibt sich bei niederohmiger Ausführung ein günstigeres Rauschverhalten des nachfolgenden Verstärkers. Bei der Bemessung des Netzwerkes wurden kräftige

jedoch beträchtlich. Die Schalter S 4 und S 5 haben je Kanal jeweils zwei Ebenen mit je neun Stellungen. Empfehlenswert sind Ausführungen, die sich direkt in gedruckte Platinen einsetzen lassen. Damit ergeben sich kurze Verbindungen, und die Verdrahtungskapazität wird völlig unkritisch. Die Übergangsfrequenzen dieses Netzwerkes sind in Tab II angegeben.

Tab. II. Übergangsfrequenzen des Klangregelnetzwerkes nach Bild 4

| Schalter                  | Schalterstellung | $f_0$<br>Hz |
|---------------------------|------------------|-------------|
| S 4a<br>(Tiefenabsenkung) | 1                | 500         |
|                           | 2                | 250         |
|                           | 3                | 120         |
|                           | 4                | 60          |
|                           | 5                | 0           |
| S 4b<br>(Tiefenanhebung)  | 6                | 60          |
|                           | 7                | 120         |
|                           | 8                | 250         |
|                           | 9                | 500         |
| S 5a<br>(Höhenabsenkung)  | 1                | 2000        |
|                           | 2                | 4000        |
|                           | 3                | 6000        |
|                           | 4                | 7500        |
|                           | 5                | $\infty$    |
| S 5b<br>(Höhenanhebung)   | 6                | 7500        |
|                           | 7                | 6000        |
|                           | 8                | 4000        |
|                           | 9                | 2000        |

### 2.6. Trennverstärker

Der auf das Klangnetzwerk folgende Verstärker T 7, T 8 ist zweistufig ausgelegt (s. Bild 1). Die erste Stufe T 7 arbeitet in Emitterschaltung und wurde kollektorseitig nach dem Bootstrap-Prinzip bemessen, um eine hohe Leerlaufverstärkung und damit die Möglichkeit zu starker Gegenkopplung zu erreichen. Die zweite Stufe T 8 arbeitet in Kollektorschaltung mit hohem Kollektorstrom (5 mA). Die Basisvorspannung von 0,6 V für T 7 wird zwischen den Widerständen R 37 und R 38 aus dem Emittierkreis von T 8 entnommen. Der Ausgang des Verstärkers ist niederohmig, die Spannungsverstärkung bei Mittelstellung der Klangregler gleich 1. Sollten Unstabilitäten auftreten, die durch Verdrahtungskapazitäten bedingt sind, so ist zwischen Kollektor und Basis von T 7 der gestrichelt eingezeichnete Kondensator einzubauen, der in Extremfällen noch vergrößert werden kann.

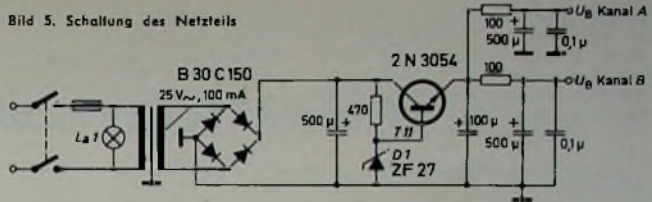
### 2.7. Balanceeinstellung und Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe T 9, T 10 entspricht im wesentlichen dem Trennverstärker T 7, T 8. Die Spannungsverstärkung ist etwa 3, so daß ein Ausgangspegel von +6 dB abgegeben wird. Mit dem Einstellwiderstand P 8 läßt sich der Pegel in engen Grenzen verändern. In Serie zu diesem Widerstand liegt der Balanceinsteller P 4. Der in Tab. I angegebene Einstellbereich dürfte den Anforderungen der Praxis genügen. Durch Betätigung von P 8 kann sich der Einstellbereich zwar etwas ändern, jedoch hat das praktisch keine Bedeutung.

### 2.8. Stromversorgung

Die Stromversorgung des Vor- und Steuerverstärkers kann durch andere Geräte (Leistungsverstärker) oder aber auch durch ein eigenes Netzteil erfolgen. Das im Bild 5 angegebene Netzteil ist unkompliziert und reicht für den vorgesehenen Zweck völlig aus. An Stelle des überdimensionierten Siebtransistors 2 N 3054 könnte auch ein Typ im TO-5-Gehäuse, zum Beispiel der BSY 52 mit Kühlstern, eingesetzt werden.

Bild 5. Schaltung des Netzteils



### 3. Aufbauhinweise

Beim Aufbau ist besonders darauf zu achten, daß Leitungen und Bauelemente, die kleine und große Pegel führen, nicht zu nahe beieinander angeordnet werden. Da die gesamte Schaltung niederohmig ist, kann man weitgehend Abschirmungen anbringen, ohne befürchten zu müssen, daß die Schirmkapazitäten den Frequenzgang beeinflussen können, wie das bei hochohmigeren Schaltungen oft der Fall ist. Abschirmungen, die keinen Rückstrom führen, können an beliebiger Stelle mit dem Chassis verbunden werden. Die 0-V-Leitungen sollte man zweckmäßigerweise für jeden Kanal getrennt durch den ganzen Verstärker führen und an den Massepunkt des Netzteils

anschließen. Zu beachten ist, daß auch der Fußpunkt des Lautstärkereglers auf die Leiterbahn zurückgeführt wird. Für den Anschluß magnetischer Tonabnehmer hat sich herausgestellt, daß mit einem 5-Leiter-System bei dieser Anordnung bessere Ergebnisse erreicht werden.

Obwohl die Schaltung recht unkritisch ist, sollte der Aufbau sorgfältig geplant und die allgemein gültigen Aufbauregeln sollten berücksichtigt werden. Wird dies beherzigt, so erhält der Amateur im Selbstbau ein Gerät, das bezüglich der Übertragungsdaten (Verzerrungsfreiheit, Störabstand und Übersprechdämpfung) den Vergleich mit industriellen Geräten der Spitzenklasse nicht zu scheuen braucht.

## Service-Technik

### Kein Bild und kein Ton, jedoch Bildschirm hell

Bei einem Schwarz-Weiß-Fernsehgerät war in den UHF-Bereichen der Bildschirm einheitlich hell und kein Rauschen zu sehen beziehungsweise zu hören. Zunächst wurde mit einem entsprechenden Generator die ZF überprüft. Das Signal erschien einwandfrei auf dem Bildschirm. Der Fehler lag demnach im VHF-Tuner, und zwar in der Mischstufe (die Mischstufe arbeitet bei UHF-Empfang als erste ZF-Stufe); da das UHF-Signal fehlte, konnten VHF-Vorstufe und VHF-Oszillator ausgeschlossen werden.

Zuerst wurde die Mischröhre probeweise ausgetauscht. Der Erfolg blieb aus. Als der Reparaturtechniker die Mischröhre bei eingeschaltetem Gerät in eine bestimmte Richtung drückte, funktionierten plötzlich die Bild- und Tonwiedergabe einwandfrei. Es mußte demnach im Tuner eine kalte Lötstelle sein. Der Tuner wurde geöffnet, die Kanalstreifen bis auf einen entfernt – es handelte sich um einen Trommeltuner – und die Spannungen an den einzelnen Röhrenelektroden gemessen. Sie lagen wesentlich über den Angaben im Serviceschaltbild. Nun wurden die Elektrodenanschlüsse, die über Widerstände oder direkt mit Masse verbunden waren, mit dem Ohmmeter überprüft. Es konnte aber keine Masseverbindung festgestellt werden. Die genauere Untersuchung zeigte den Grund. Sämtliche an Masse liegenden Bauelemente dieser Röhre sind zum Mittelpunkt der Röhrenfassung geführt. Von diesem Punkt ist ein Masseband zum Tunergehäuse verlegt. Beim Bewegen der Röhre konnte in der Mitte der Röhrenfassung leichte Funkenbildung festgestellt werden. Dies war die kalte Lötstelle. Nach Ablösen einiger Bauelemente wurde sie neu verlötet. Man

muß darauf achten, daß die Bauelemente später wieder in der gleichen Lage wie vorher eingelötet werden.

Die.

### Sehr dunkles Bild und verzerrter Ton

Ein älteres Schwarz-Weiß-Fernsehgerät zeigte auf dem Bildschirm bei voll aufgeregeltem Helligkeits- und Kontrastregler nur die hellsten Stellen des Bildinhaltes. Außerdem klang der Ton verzerrt.

Zunächst wurde ein Defekt in der Hochspannungserzeugung oder eine verbrauchte Bildröhre mit zusätzlichem Fehler im Tonteil des Fernsehempfängers vermutet. Spannungsmessungen an der Bildröhre zeigten überall zu niedrige Werte. Auch die Anoden- und Schirmgitterspannung der NF-Stufe waren zu gering. Jetzt wurde das Netzteil durchgemessen, und auch hier lagen die Spannungswerte mehr als 100 V unter den Angaben im Serviceschaltbild.

Der Empfänger war im Gleichrichter-teil mit einem Selengleichrichter bestückt. Da sich bei Selengleichrichtern infolge Alterung der Innenwiderstand beträchtlich erhöhen kann, wurde eine Silizium-Gleichrichterdioden eingebaut. Die Versorgungsspannung blieb trotzdem niedrig. Widerstandsmessungen im Netzteil hatten ebenfalls keinen Erfolg, und bei Strommessungen wurden nicht – wie vermutet – erhöhte, sondern zu niedrige Werte gemessen. Im Verlauf der weiteren Fehlersuche überbrückte der Servicetechniker die einzelnen Elektrolytkondensatoren mit einem 100-µF-Elektrolytkondensator, und plötzlich erhöhte sich die Spannung beim Überbrücken des Ladekondensators auf den vorgeschriebenen Wert. Dieser Kondensator hatte seine Kapazität verloren.

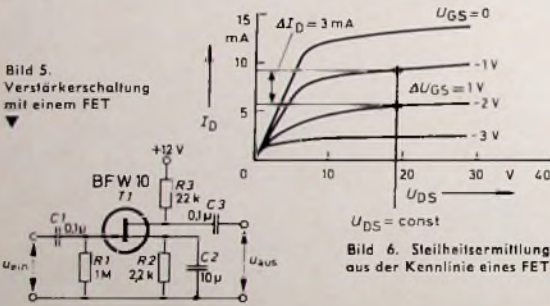
Die.

# Feldeffekttransistoren

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 2, S. 70

## 2.5. Verstärkungsberechnung

Bild 5 zeigt eine Verstärkerschaltung mit einem FET. Die Sourceelektrode bildet den gemeinsamen Bezugspunkt für Ein- und Ausgangssignal, und daher bezeichnet man diese Schaltung als Sourceenschaltung. Für Verstärkerschaltungen wird diese Schaltungsart bevorzugt verwendet, da sie ähnliche Eigenschaften wie die Katodenbasisschaltung bei Röhren aufweist. Das Eingangssignal  $u_{ein}$  gelangt über den Koppelkondensator C1 zum Gate. Der 1-MOhm-Widerstand R1 ist der Gateableitwiderstand. Weil ein FET (wie eine Röhre) bei  $U_{GS} = 0$  voll leitet, kann man auf eine separate Gatevorspannung, wie man es von den Transistoren her kennt, verzichten und eine Sourcekombination verwenden. Durch den Spannungsabfall am Sourcewiderstand R2 wird die Sourceelektrode gegenüber Masse so positiv, daß sich damit die erforderliche Gatevorspannung ergibt. Der 22-kOhm-Widerstand R3 in der Drainleitung ist der Außenwiderstand. Das Ausgangssignal  $u_{aus}$  wird über den Koppelkondensator C3 am Ausgang abgenommen.



Der Strom, der über die Steuerlektrode fließt, hängt beim FET von den gesperrten PN-Übergängen ab. In der Praxis liegt er bei einigen Mikro- oder Nanoampere, da hier Silizium als Grundmaterial verwendet wird. Das bedeutet, daß der Eingangswiderstand nicht nur hochohmig ist, sondern daß man zur Steuerung praktisch auch keine Steuerleistung benötigt. Daher gibt man hier keinen Stromverstärkungsfaktor an, sondern ebenso wie bei Röhren die Steilheit (Vorwärtssteilheit). Sie ist das Verhältnis von Drainstromänderung zur Spannungsänderung am Gate

$$S = y_{21s} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

In den Datenblättern findet man für die Vorwärtssteilheit stets die Dimension mS.

Beim Valvo-FET BFW 10 wird  $y_{21s}$  mit 3,2 mS angegeben. Diesen Steilheitswert kann man selbstverständlich auch aus der Kennlinie entnehmen (Bild 6).

Die Spannungsverstärkung  $V_u$  kann mit der Formel

$$V_u = S \cdot \frac{R_1 \cdot R_a}{R_1 + R_a}$$

berechnet werden. Bei FET wird in den Datenblättern stets nur der Ausgangsleitwert  $y_{22s}$  in  $\mu S$  angegeben. Daher ist

$$R_1 = \frac{1}{y_{22s}}$$

Die Spannungsverstärkung kann also mit folgender Formel berechnet werden:

$$V_u = S \cdot \frac{\frac{1}{y_{22s}} \cdot R_a}{\frac{1}{y_{22s}} + R_a}$$

## Beispiel

Es ist die Spannungsverstärkung der Schaltung im Bild 5 zu berechnen. Dabei hat der BFW 10 folgende Daten:  $y_{21s} = 3,2 \text{ mS}$ ,  $y_{22s} = 85 \mu S$ .

$$R_1 = \frac{1}{y_{22s}} = \frac{1}{85 \cdot 10^{-6}} = 11,8 \text{ kO}\Omega$$

$$V_u = S \cdot \frac{R_1 \cdot R_a}{R_1 + R_a} = 3,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{11,8 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}{11,8 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} = 24,6$$

## 2.6 Schaltungsbeispiele

### 2.6.1. NF-Verstärker

Die im Bild 7 dargestellte Schaltung mit Feldeffekttransistoren dient als NF-Vorverstärker mit getrennter Höhen- und Tiefenregelung. Infolge seines hohen Eingangswiderstandes ist der Verstärker für hochohmige Generatoren, zum Beispiel Kristalltonabnehmer, geeignet. Die zweite Stufe T2

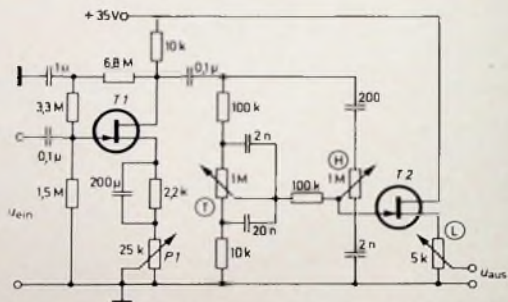


Bild 7 (oben). NF-Vorverstärker mit Klangregelung

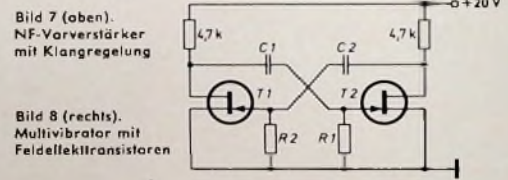


Bild 8 (rechts). Multivibrator mit Feldeffekttransistoren

hat ebenfalls einen hochohmigen Eingang, da sie in Drain-schaltung arbeitet. Die Drainschaltung entspricht der Anoden-schaltung bei Röhren. Man kann daher vor T2 einen sogenannten „Kuhschwanz-Entzerrer“ mit hochohmigen Impedanzen, also verhältnismäßig kleinen und damit billigen Kondensatoren, anordnen. Bei normalen Transistoren hätte man an dieser Stelle Elkos verwenden müssen.

Die Ausgangsspannung wird an einem niederohmigen Lautstärkeinsteller (5kO) abgegriffen. Sie ist daher wenig stör anfällig. Die Gesamtverstärkung in der Mittelstellung der Klangregler läßt sich mit dem Trimpotentiometer P1 in der Sourceleitung von T1 auf einen definierten Pegel abgleichen.

### 2.6.2. Multivibrator

Bild 8 zeigt die grundsätzliche Schaltung eines astabilen Multivibrators mit Feldeffekttransistoren. Auch in dieser Schaltung hängt die Kippzeit von der Zeitkonstante der RC-Glieder ab. Bei den herkömmlichen Transistoren wird die Schwingzeit durch die niederohmigen Eingangswiderstände begrenzt. Zum Beispiel benötigt man in solchen Schaltungen Kondensatoren mit Kapazitäten von etwa 200  $\mu F$ , wenn eine quasistabile Zeit von 1 s gefordert ist. Bei einer mit Feldeffekttransistoren bestückten Kippschaltung mit der gleichen Kapazität von 200  $\mu F$  erreicht man dagegen eine quasistabile Zeit von etwa 1000 s (rund 16 min). Diese Zeiten ließen sich bisher nur mit mechanischen Uhrwerken wirtschaftlich realisieren.



### 3. MOS-FET (metal-oxide-semiconductor-FET)

#### 3.1. Verarmungstyp (depletion mode)

##### 3.1.1. Aufbau und Wirkungsweise

In ein P-dotiertes Siliziumplättchen sind zwei hochdotierte N-Zonen (S und D) eindiffundiert und durch einen dünnen gleichartig dotierten Kanal verbunden (Bild 9). Dieser N-Kanal stellt ohne äußere Feldeinwirkung einen leitenden Kanal zwischen S und D her. Wie bei den Si-Planartransistoren, läßt man anschließend an diesen Diffusionsvorgang eine Siliziumdioxidschicht ( $\text{SiO}_2$ ) auf dem Si-Plättchen aufwach-

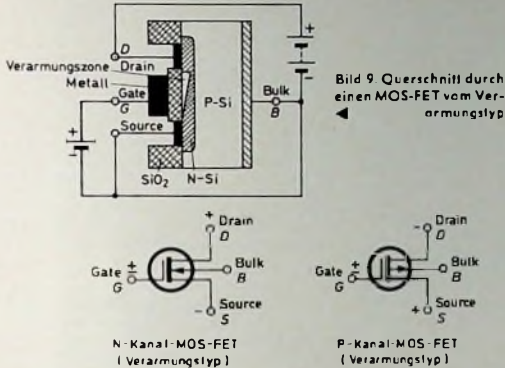
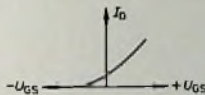


Bild 9 Querschnitt durch einen MOS-FET vom Verarmungstyp

Bild 10. Schaltzeichen des MOS-FET (Verarmungstyp) mit N- und P-Kanal



sen. Über dieser isolierenden Schicht wird dann durch Aufdampfen eine Metallfläche (zum Beispiel Aluminium) erzeugt, die den Anschluß der Steuerelektrode G darstellt. Der Kanal eines MOS-FET wird auf der Oberfläche einer Halbleiterunterlage von entgegengesetztem Leitungstyp hergestellt. Dieses Substrat oder Bulk (Masse) bildet mit dem Kanal eine PN-Sperrschicht, die als zweite Steuerelektrode dienen kann. Liegt zwischen Source und Drain eine Spannung  $U_{DS}$ , so fließt ein Elektronenstrom von der Sourceelektrode durch den N-Kanal zur Drain, wenn  $U_{GS} = 0$  ist. Wird jetzt an die Steuerelektrode G eine negative Spannung angelegt, so werden die Elektronen im N-Kanal aus der Nachbarschaft der Gateelektrode abgedrängt, so daß eine Verarmungszone entsteht und eine Einschnürung des N-Kanals erfolgt. Dieser Vorgang bewirkt eine Verminderung der Leitfähigkeit, und der Strom  $I_D$  verringert sich. Mit größer werdender negativer Gatespannung wird der Stromfluß immer niedriger. Darüber hinaus aber – und das ist das besondere Kennzeichen der MOS-FET – läßt sich die Leitfähigkeit des Kanals wesentlich steigern, wenn man an das Gate eine positive Spannung legt. Der Eingangswiderstand bleibt dabei trotzdem in der Größenordnung von  $10^{16}$  Ohm.

##### 3.1.2. Schaltzeichen und Bezeichnungweise

Drei Anschlüsse eines MOS-FET haben die gleichen Bezeichnungen wie die des FET: Source (Quelle, vergleichsweise Kathode), Drain (Abfluß, vergleichsweise Anode), Gate (Tor, vergleichsweise Gitter). Hier kommt jedoch noch ein vierter Anschluß hinzu, und zwar der Bulk- oder Substratanschluß. Wie aus Abschnitt 3.1.1. hervorgeht, bildet diese Elektrode mit dem Kanal einen PN-Übergang. Damit ergibt sich eine zweite Steuermöglichkeit für einen MOS-FET.

Wie Bild 10 zeigt, läßt sich an dem Schaltzeichen erkennen, ob der MOS-FET mit einem N-Kanal (dann zeigt der Pfeil

in Richtung auf den Kanal-Strich) oder mit einem P-Kanal ausgerüstet ist (der Pfeil weist dann vom Kanal weg). Ein durchgehender Strich für den Kanal bedeutet, daß der MOS-FET selbstleitend ist. Der Kanal ist also auch ohne angelegte Gatespannung „offen“. Heute wird hauptsächlich nur der MOS-FET mit N-Kanal hergestellt, denn die Eigenschaften des P-Kanals lassen sich auch hiermit erreichen.

##### 3.1.3. Kennlinien

Bei einem Verarmungs-MOS-FET (depletion mode) steigt der Drainstrom  $I_D$  bei positiver werdender Gatespannung an, während er bei höher werdender negativer Gatevorspannung absinkt. Daraus resultiert eine nichtlineare Beziehung, wie sie im Bild 11 dargestellt ist (hier ist die Substrat-Source-Spannung  $U_{BS}$  als Parameter eingetragen). Wie aus Abschnitt 3.1.1. hervorgeht, bildet der Bulk mit dem Kanal einen PN-Übergang. Wird dieser Übergang in Sperrrichtung betrieben, so sinkt der Drainstrom  $I_D$  ab. Der MOS-FET kann also nicht nur durch die Gatespannung  $U_{GS}$ , sondern auch durch die Substratspannung  $U_{BS}$  gesteuert werden.

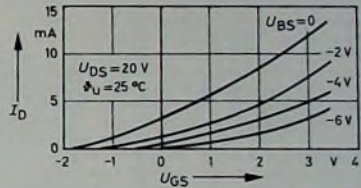


Bild 11 (rechts).  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinien eines Verarmungs-MOS-FET

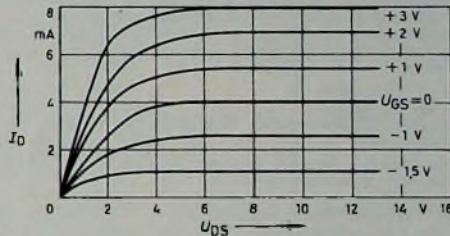


Bild 12 (oben).  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinien eines Verarmungs-MOS-FET

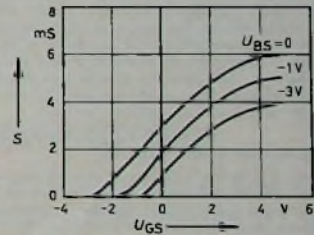


Bild 13 (rechts). Steilheitskennlinien eines Verarmungs-MOS-FET

Bild 12 zeigt die Ausgangskennlinienschar eines selbstleitenden N-Kanal-MOS-FET. Die Spannung zwischen Gate und Source dient als Parameter, und die Spannung zwischen Drain und Source wird verändert. Dabei sind im Gegensatz zur Pentodenkennlinie positive Gatevorspannungen mit eingezeichnet.

Im Bild 13 sind die Steilheitskennlinien eines solchen MOS-FET bei Änderung der Gatespannung und bei Änderung der Substratvorspannung dargestellt. In beiden Fällen läßt sich eine Steilheitsänderung erreichen. Wie beim FET, so verringert sich auch beim MOS-FET der Drainstrom bei steigender Temperatur  $T_j$ . Das weist wieder auf einen negativen Temperaturkoeffizienten hin. (Fortsetzung folgt)

# Wer rationalisiert den Service und informiert über Transistoren und Dioden?



## Persönliches

### W. Ludewig neuer VDI-Vorsitzender

Den Vorsitz des Vereins Deutscher Ingenieure (VDI), des größten technisch-wissenschaftlichen Vereins in Deutschland, hat zum Jahresbeginn Senator E. H. Prof. Dr.-Ing. E. H. Dr.-Ing. Walter Ludewig, Direktor und Vorstandsmitglied der BASFin Ludwigshafen, übernommen. Prof. Ludewig löste Dr.-Ing. Fritz Meyer, Rhens, ab, dessen Amtszeit mit dem Jahresende abläuft. Die Vorsitzenden des VDI werden jeweils auf drei Jahre gewählt.

### H. Kösters 25 Jahre beim Rundfunk

Am 1. Januar 1971 konnte Dr. Heinrich Kösters auf eine 25jährige Tätigkeit in der Rundfunktechnik zurückblicken. Der heute 64jährige ist Direktor des Instituts für Rundfunktechnik in Hamburg. Er studierte bis 1929 in Berlin und Wien, promovierte mit einer Arbeit über Elektronenemission und arbeitete in verschiedenen wissenschaftlichen Institutionen, unter anderem in der damaligen Physikalisch-Technischen Reichsanstalt, wo er sich als Laborleiter intensiv mit der Mikrolin- und Lautsprecherlehre beschäftigte und bereitseinen Kontakt zum Rundfunk hatte. Am 1. Januar 1946 kam er mit einer von ihm geleiteten Forschungsgruppe zum Nordwestdeutschen Rundfunk (NWDR). Am Aufbau der Zentraltechnik dieser Rundfunkanstalt war er maßgeblich beteiligt. Das Institut für Rundfunktechnik (IRT) ging aus dem früheren Rundfunk-Technischen Institut in Nürnberg, der Zentraltechnik des NWDR und einer Abteilung beim Südwestfunk hervor. H. Kösters wurde mit der Leitung der Hamburger Niederlassung des Instituts betraut und später zusammen mit Prof. Dr. R. Theile zum Direktor des IRT ernannt.

### L. Rohde geschäftsführendes Mitglied im IEEE-Ausschuß

Dr. Lothar Rohde, Mitbegründer und Mitinhaber von Rohde & Schwarz, wurde von den Mitgliedern der Gruppe „Instrumentierung und Meßtechnik“ des Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE), New York, zum 1. Januar 1971 für vier Jahre in den geschäftsführenden Ausschuß des Arbeitskreises gewählt. Der Arbeitskreis hat es sich zur Aufgabe gesetzt, daran mitzuarbeiten, daß die Erkenntnisse auf den Gebieten der Elektrotechnik und der Elektronik für den Bau von Meßgeräten sowie zur Entwicklung neuer Meßmethoden internationale Verbreitung und Anwendung finden.

### U. Gollermann 65 Jahre

Dipl.-Ing. Ulrich Gollermann, Mitbegründer und zur Zeit alleiniger persönlich haltender Gesellschafter der Firma Wandel u. Gollermann, Reutlingen, feierte am 17.1.1971 seinen 65. Geburtstag.

Aus dem von ihm und seinem Freund, Dipl.-Ing. Wolfram Wandel († 1964), im Jahre 1923 gegründeten Ingenieurbüro für Rundfunk- und Fernmeldelehre entwickelte sich eine Firma für elektronische Präzisions-Meßgeräte der Nachrichtenübertragungstechnik. Heute ist die Firma Wandel u. Gollermann mit über 1200 Mitarbeitern eine der bedeutendsten dieser Branche. Dipl.-Ing. U. Gollermann leitet nach aktiv und voller Initiative die Geschicke der Firma, die seinen Lebensweg prägte. Darüber hinaus gilt sein Interesse den wirtschafts- und gesellschaftspolitischen Problemen, die die moderne Industriegesellschaft aufwirft. Um diese lösen zu helfen, ist U. Gollermann aktives Mitglied in den zuständigen Gremien und Verbänden, wie zum Beispiel im Beirat im Fachverband 15 des ZVEI, im sozialrechtlichen Landesverband der südwürttembergischen Elektroindustrie und im Außenwirtschaftsausschuß der Industrie- und Handelskammer.

### O. Hilke 60 Jahre

Am 21.1.1971 wurde Dr. Otto Hilke, Prokurist der Elektro Spezial GmbH, Hamburg, 60 Jahre.

Dr. O. Hilke, gebürtiger Hamburger, studierte an den Universitäten Jena und Hamburg Physik, Mathematik, Chemie und promovierte mit einer Arbeit über den Kerneffekt. Am Hamburger Physikalischen Institut begann er 1934 als Assistent seine Arbeit mit der Entwicklung von Gemeinschaftsantennen. Nach einer zehnjährigen Tätigkeit bei der C. Lorenz AG in Berlin, bei der sich O. Hilke vornehmlich mit der Entwicklung von Sendern und Empfängern befasste, trat er 1950 in das Haus Philips ein. An der Planung der Philips-Fernsehgerätelehrfabrik in Krefeld, deren Entwicklungsleiter er später leitete, war O. Hilke maßgeblich beteiligt. Seine Berufung zur Elektro Spezial GmbH nach Hamburg erfolgte 1956. Zuerst mit dem Aufbau einer Produktion von Sprech-, Leistungs- und Strahlmeßgeräten betraut, zeichnet er jetzt für die Bearbeitung von Projekten für die Verkehrslenkung sowie für die Radarketten an Elbe, Weser und Ems verantwortlich.

### O. Bergen im Ruhestand

Mit dem 31. Dezember 1970 beendete Dipl.-Ing. Otto Bergen (67) seine Tätigkeit als Geschäftsführer der Interessengemeinschaft für Rundfunk-schutzrechte e.V. (IGR e.V.) und der Interessengemeinschaft für Rundfunk-schutzrechte GmbH (IGR GmbH). Sein Nachfolger ist ab 1. Januar 1971 Dipl.-Ing. Detlef Baumgartner.

O. Bergen hat sich seit über 40 Jahren in der deutschen Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie dem gewerblichen Rechtsschutz und dem Lizenzwesen gewidmet. Nachdem er bis 1947 bei verschiedenen bedeutenden Unternehmen eine leitende Stellung bekleidet hatte, wurde er dann als Geschäftsführer zunächst der interimistisch gegründeten VLR (Vereinigung der Lizenznehmer von Rundfunk-schutzrechten e.V.) und anschließend der IGR für einen größeren Firmenkreis tätig.

Durch seine auf eine möglichst weitgehende Entlastung der deutschen Industrie von Lizenzabgaben abzielende Tätigkeit und durch seine Mitwirkung an der Gestaltung der für die Herstellung von Rundfunk- und Fernsehgeräten grundlegenden Lizenzverträge hat er diesem Industriezweig große Dienste geleistet.

### R. Utecht Bereichsleiter Elektronik bei der Braun AG

Mit Jahresbeginn 1971 trat Direktor Rainer Utecht in die Braun AG, Frankfurt, ein und übernahm die Leitung des Artikelbereichs Elektronik. In diesem Bereich sind die Unterhaltungselektronik mit dem Schwerpunkt Hi-Fi sowie Produkte für professionelle Anwendung zusammengefaßt. Dipl.-Kaufmann R. Utecht (42) kommt aus dem Luft- und Raumfahrtkonzern Messerschmitt-Bölkow-Blom, wo er den Unternehmensbereich Kybernetik leitete. Seine speziellen Erfahrungen auf dem Rundfunk-Fernseh-Phono-Gebiet beruhen auf seiner früheren Tätigkeit bei der SEL. Dort war er zuletzt Geschäftsführer der Tochtergesellschaft Oceanic Radio Vertriebsgesellschaft.

## Bücher und Broschüren

**DABI** - Das Abkürzungsbuch für den Ingenieur. Von W. L. a n z e. Essen 1969, Vulkan-Verlag Dr. W. Classen, 416 S., DIN A 6, Preis in Plastikeinband 20,00 DM.

In dem Bestreben, lange und oft umständliche Bezeichnungen durch mehr oder weniger prägnante Abkürzungen zu ersetzen, ist im Laufe der Jahre geradezu eine Flut von Abkürzungen entstanden. In dieser Flut findet sich der Ingenieur heute manchmal kaum noch auf seinem ureigensten Arbeitsgebiet zurecht, und er steht vor einer Mauer, wenn es sich um Randgebiete oder gar ihm fremde Gebiete handelt. In Jahrelanger Arbeit hat der Verfasser - als Diplomingenieur selbst auch literarisch tätig - mit viel Fleiß und Akribie solche Abkürzungen gesammelt. In einem handlichen Büchlein legt er sie seinen Kollegen vor. Erfreulicherweise hat er sich nicht streng auf technische Abkürzungen beschränkt, sondern auch Randgebiete wie Wirtschaft, Politik und Pressewesen berücksichtigt. Damit füllt dieses Glossar eine Lücke im technischen Schrifttum. -th

Das vorstehend besprochene Buch kann bezogen werden durch die HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167.

**RIM electronic '71**. München 1970, Radio-RIM 672 S., 16,5 cm X 24 cm, Schutzgebühr 6,00 DM.

Mit gegenüber dem Vorjahr wiederum vergrößertem Umfang - auch daran kann man die stürmische Entwicklung der Elektronik ablesen - brachte Radio-RIM jetzt das RIM-Electronic-Jahrbuch '71 heraus. Das vielfältige Angebot an Bausätzen und Baugruppen aus den Bereichen Elektroakustik, HF-Technik, Prüf- und Meßgeräte, Netzgeräte und Elektronik wird - durch Fotos und Schaltbilder unterstützt - auf 200 Seiten vorgestellt. Weitere 72 Seiten sind der Fachliteratur aus dem Gesamtgebiet der Elektronik gewidmet. Den Hauptteil des Jahrbuchs mit mehr als 380 Seiten nimmt das nach Warengruppen geordnete Bauteile- und Geräteangebot ein. Ein umfangreiches Bauteile-Stichwort-Verzeichnis sorgt für das schnelle Auffinden eines bestimmten Bauteils oder Geräts. Ra.

### DEBEG 1911/1971

In einer 62seitigen, mit vielen farbigen Bildern geschmückten Druckschrift (25 cm X 21 cm) zeigt die DEBEG anlässlich ihres 60jährigen Bestehens, wo das Unternehmen heute steht und wohin es steuert.

Der Inhalt der Broschüre ist durch folgende Kapitel näher gekennzeichnet: Ein kurzer Blick zurück; DEBEG-Zweigstellen; Seefunk heute; Navigations- und Ortungsfunk; Service ohne Sendepause; Beratung; Planung; Fertigung; Montage; Wartung/Inspektion; Gebührenabrechnung; Die gute Grundlage; Lager; Werkstätten; Internationale Gremien; Die Zukunft ist schon angepeilt; Wetterkartenschreiber; Bordfernsehen; Funkfernsehen; Selektivfunk; Einseitenbandtechnik; Satellitenfunk; DEBEG-Chronik; DEBEG in Zahlen; Service-Stationen.

Ein Sekt  
der  
begeistert



SCHLOSS WACHENHEIM  
Lekt

### Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



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

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

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



### Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie, Einbaubehälter für sämtliche Kfz-Typen  
vorrätig Sonderpreise durch Nachnahmeversand Radiogroßhandlung  
W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 865,  
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-Sölln · Spindlerstr. 17

## Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen



Aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, fabrikneu, Kofferschreibmaschinen, Saldiermaschinen, Rechenautomaten. Profitieren Sie von unseren Großeinkäufen.



Fordern Sie Sonderkatalog 11/907

**NÖTHEL AG** Deutschlands großes  
Büromaschinenhaus

34 Göttingen · Markt 1 · Postfach 601  
Telefon 62008, Fernschreiber Nr. 096-893

## Wie klein können Lötinstrumente sein,

die für Miniatur- und Präzisionslötlungen geeignet sind

- Dauerbetrieb aushalten
- wenig Strom verbrauchen
- nur wenige Gramm wiegen
- auswechselbare Spitzen besitzen?

Verlangen Sie den ORYX-Prospekt zur Information.

JOISTEN & KETTENBAUM GmbH,  
Elektro-Maschinenfabrik  
506 BENSBERG-HERKENRATH  
Ruf 30 87 · Telex 8 878 405

# ORYX



## ENGEL-Löter

repräsentieren den neuesten Stand der Löttechnik



Kurze Anheizzeit,  
leichtes Gewicht,  
handliche, moderne Form,  
besonders geeignet für  
Feinlötarbeiten an gedruckten  
Schaltungen

### ENGEL GMBH

6200 Wiesbaden-Schierstein,  
Rheingastr. 34-36  
Tel. 28 21, FS 4 186 860

## Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion  
suchen wir einen

## jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

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

Wir sind ein

## Berliner Fachliteraturverlag

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

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

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

## Technischen Redakteur

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

# VALVO

Bauelemente  
für die gesamte  
Elektronik



## Unsere 110°-Bildröhren für moderne flache Farbfernsehgeräte



sind 9 cm  
kürzer

110°-Ablenkwinkel in Angleichung an die Schwarzweißtechnik.  
Hierdurch geringeres Volumen und Verkürzung der Bildröhre  
um 9cm gegenüber der 90°-Ausführung.

Vermeidung von Moiré durch Euromaske und spezielles  
Elektronenstrahlensystem.

Verringerung des Raumbedarfes durch Einbau der magnetischen  
Abschirmung in den Bildröhrenkolben.

E.-Thelmann-Str. 56

10020

VALVO GmbH Hamburg

2 Hamburg 1  
Burchardstraße 19  
Telefon (0411) 3391 31

62086