

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

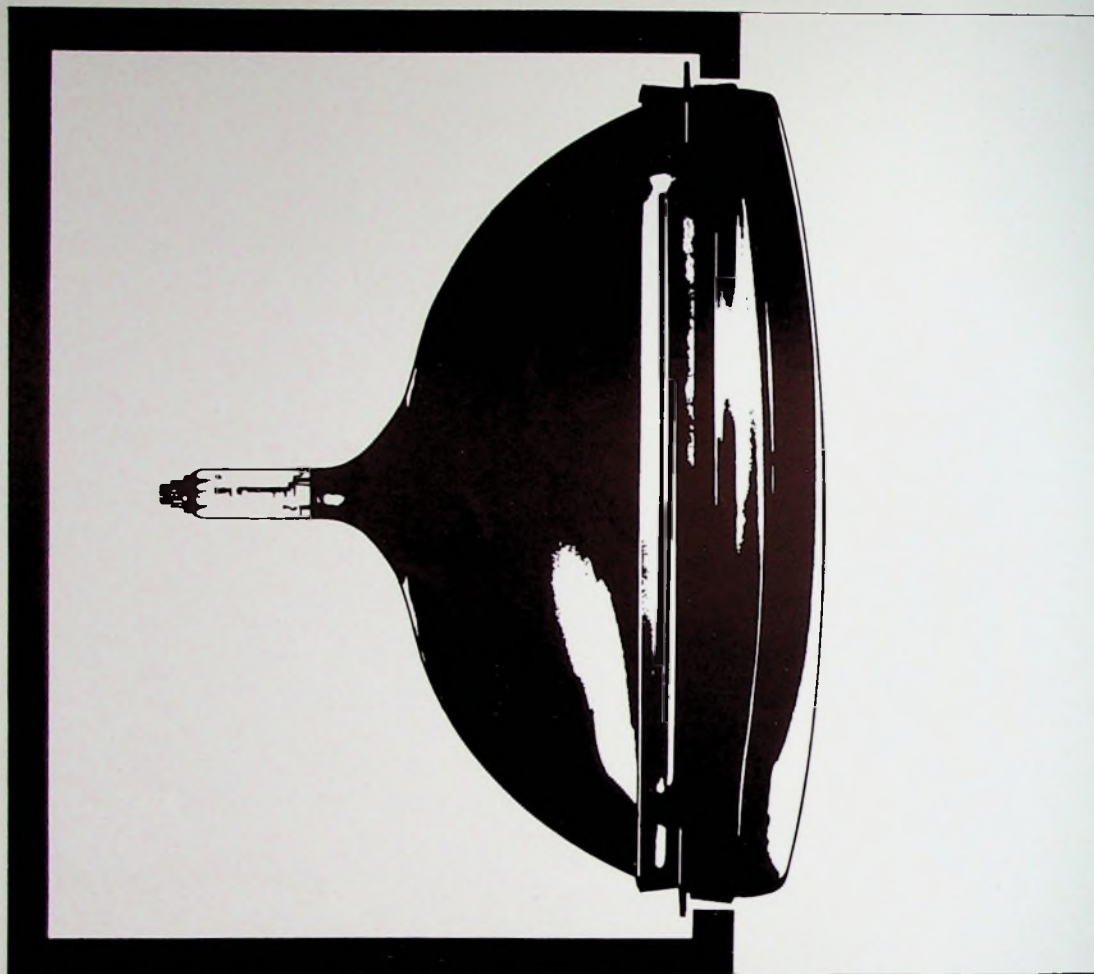
5 | 1970 +

1. MÄRZHEFT

mit Elektronik-Ingenieur







## **SELBOND®-Bildröhren ermöglichen moderne Formgebung**

Bei Fernsehgeräten. Nicht nur die Innereien unserer Bildröhren haben wir grundlegend verbessert — sondern auch die äußere Form. Der Metallrahmen der SELBOND®-Röhre ist neu. Kein modischer Effekt, sondern die Voraussetzung für die Gestaltung neuer, noch modernerer Geräte. Das heißt aber auch: SELBOND®-Röhren bieten Ihnen viele positive Verkaufsargumente. Brillante Bildschärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit, volle Ausnutzung der Bildfläche, geringes Gewicht, moderne und neue Form und nicht zuletzt — leichte und einfache Montage. Auch wichtig für Sie! Alle SELBOND®-Bildröhren sind hochmoderne Superrechteck-Röhren mit vergrößerter Bildfläche.

Sie sind in den beliebten Bildschirmformaten von 17" Typ A 44-13 W, 20" Typ A 51-10 W und 24" Typ A 61-120 W/2 in SELBOND®-Ausführung erhältlich. Für batterie- oder netzbetriebene Portables empfehlen wir unsere 11"-Röhre A 28-13 W oder die 12"-Typen A 31-15 W und A 31-19 W.

Standard Elektrik Lorenz AG  
Geschäftsbereich Bauelemente, Vertrieb Röhren  
7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112  
Telefon: (07 11) 3 51 41 · Telex: 07-23594

**ITT Bauelemente — Bausteine der Zukunft**

**BAUELEMENTE**

**ITT**

gelesen · gehört · gesehen .....	148
FT meldet .....	150
Produktplanung — ein Weg zur Entwicklung neuer Produkte	151
Rundfunk	
AM-ZF-Filter für 460 kHz mit Keramikschrägern .....	152
Jugend forscht .....	154
Persönliches .....	154
Farbfernsehen	
Konvergenzschaltung für Farbfernsehempfänger mit 110°- Lochmaskenbildröhren .....	155
Stereophonie	
Ein integrierter Stereo-Vorverstärker .....	157
Elektronik-Ingenieur	
Das Kreis-(Smith-)Diagramm und seine Anwendungen ..	161
Meßtechnik	
Elektronischer Zähler mit integrierten Schaltungen .....	165
Prüfgerät für integrierte Schaltungen .....	166
FT-Laborbericht	
Sinus-Rechteck-Generator .....	167
Für Werkstatt und Labor	
Entlötverfahren mit Löttauglitze .....	168
Leitendes Klebemittel .....	168
Aus dem Jahresbericht des FTZ .....	169
Plakat und Symbol für die Deutsche Funkausstellung 1970	169
10millionste Bildröhre lief bei AEG-Telefunken vom Band	169
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Spannungsregler in Dickschichttechnik .....	172
Entstörkondensatoren .....	172
Für den jungen Techniker	
Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik .....	174
Ausbildung .....	176

Unser Titelbild: Blick in die Spannungsregler-Fertigungsstraße für Auto-Drehstromlichtmaschinen bei der Lucas (Electrical) Ltd., Birmingham. Im Bild werden in die mit einer Palladium-Silber-Masse von Du Pont hergestellten Dickschichtsubstrate die noch notwendigen Einzelbauelemente eingelötet, wobei die Betrachtung über eine große beleuchtete Lupe erfolgt (s. a. S. 172).

Aufnahme: Du Pont

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Telefon: (03 11) 4 12 10 31. Fernschreiber: 01 81 632 vrlkt. Telegramm-Anschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof

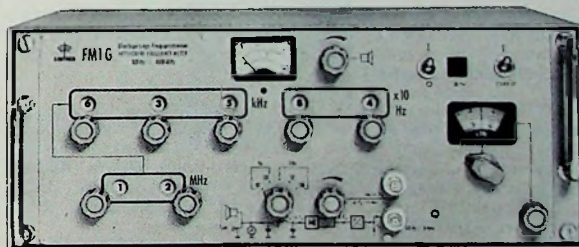


## Dekadischer Überlagerungs- Frequenzmesser

### FM 1 G

### 300 Hz ... 1 GHz

- Frequenzmeßbereich 300 Hz ... 1 GHz (Grundbereich 300 Hz ... 31 MHz)
- Fehlergrenzen der Vergleichsfrequenz  $< 5 \cdot 10^{-8}$ /Monat
- Erforderliche Eingangsspannung  $\leq 10 \text{ mV}_{\text{eff}}$  an 50  $\Omega$
- Differenzfrequenz: Bandbreite (umschaltbar) 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz
- Ausgang für Frequenzzeiger und Schreiber  $\leq 1,0 \text{ V}_{\text{eff}}$  EMK,  $R_i = 600 \Omega$
- Anzeige: optisch (Schwebungsinstrument); akustisch (Lautsprecherlautstärke regelbar)
- Abmessungen: 444 x 184 x 300 mm, Gewicht: ca. 15 kg



Die für Geräte dieser Preisklasse ungewöhnlich feine Abstufung im Grundfrequenzbereich 300 Hz bis 31 MHz (quarzgenaue 10-Hz-Schritte) ergibt in Verbindung mit dem kleinen Fehler (0,05 Hz) der abschaltbaren Interpolationsstufe auch bei Messungen mit Oberwellen außerordentlich kleine Fehlergrenzen. Das Gerät besitzt optische und akustische Schwebungsanzeige sowie einen auf fünf Bandbreiten zwischen 10 Hz und 100 kHz umschaltbaren Frequenzdifferenzgang. Netz- und Batteriebetrieb ist möglich (mit Stand-by-Schaltung bei beiden Betriebsarten sofortige Betriebsbereitschaft).

Der Dekadische Überlagerungsfrequenzmesser eignet sich hervorragend für den Service an Sprechfunkanlagen, vor allem zum Eichen und Nachstellen der Quarzoszillatoren und für Messungen an den Selektiv-Rufeinrichtungen.

## ROHDE & SCHWARZ

8 München 80, Mühlhofstraße 15, Telefon (08 11) 40 19 81, Telex 5-23703





## Deutsche Großfirmen der Halbleiterindustrie beteiligen sich an der electronica

In diesem Jahr werden sich die maßgebenden deutschen Hersteller von Halbleiter-Bauelementen zum ersten Male an der electronica in München (5. bis 11. November 1970) beteiligen. Wie man hörte, handelt es sich um die Firmen AEG-Telefunken, BBC, Siemens und Valvo. Auch Hartmann & Braun wird dem Vernehmen nach in München vertreten sein. Schwerpunkt der Ausstellungsobjekte in München sollen bei den Halbleiterfirmen Fertigungseinrichtungen für Halbleiter-Bauelemente sein. Bauelemente selbst sowie Meß- und Prüfgeräte will man nach wie vor mit Schwerpunkt auf der Hannover-Messe zeigen.

### Neue Fernsehempfänger

#### AEG-Telefunken

„PALcolor 740 T“: Farbfernseh-Tischempfänger mit Chassis „709“, 66-cm-Bildröhre, 5 Rö (einschl. Bildröhre) + 48 Trans + 67 Halbleiterdioden + 1 IS, 6 Stationstasten, Schieberegler für Kontrast, Helligkeit und Farbsättigung, 1 Frontlautsprecher, Anschlüsse für Fernregler und Zusatzlautsprecher oder Kopfhörer, Gehäuse in Edelhölz hell matt, Perlweiß oder Palisander, Drehgestell in Chromausführung lieferbar.

#### Graetz

„Lady electronic 1312“: Schwarz-Weiß-Portable, 31-cm-Bildröhre, 6 Rö (einschl. Bildröhre) + 16 Trans + 21 Halbleiterdioden + 3 Si-Gl, 4 Stationstasten, Doppelteleskopantenne, 1 Frontlautsprecher, Anschluß für Fernbedienung, Gehäuse in Schleiflack altweiß, orange oder gelb oder in Nußbaum hell matt.

#### Metz

„Java-Color“, „Capri-Color“, „Mallorca-Color“, „Hawai-Color“: Farbfernseh-Tischempfänger beziehungsweise Standgerät („Hawai-Color“), 56-cm- („Java-Color“) beziehungsweise 65-cm-Bildröhre („Capri-Color“, „Mallorca-Color“, „Hawai-Color“), die Geräte haben jetzt 6 Stationstasten mit getrennten Skalen sowie Schieberegler für Helligkeit, Kontrast, Lautstärke und Klang.

„Java“, „Mallorca“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger, 61-cm-Bildröhre, die Geräte haben jetzt 6 Stationstasten mit getrennten Skalen sowie Schieberegler für Kontrast, Helligkeit, Lautstärke und Klang.

#### Nordmende

„spectra-color 9001 s“, „spectra-color 9002 s“, „Prestige color CD“, „spectra-color 9000“: Farbfernseh-Standgeräte beziehungsweise -Tischempfänger („spectra-color 9000“), 67-cm-Bildröhre, 8 Rö (einschl. Bildröhre) + 50 Trans + 61 Halbleiterdioden + 4 Gl, Stationstasten, Schieberegler, Programmanzeige durch Leuchtziffernröhre.

„color 2645“, „color 2645 s“, „color 2225“, „color 2230“: Farbfernseh-Tischempfänger beziehungsweise -Standgerät („color 2645 s“), 67-cm- („color 2645“, „color 2645 s“) beziehungsweise 56-cm-Bildröhre („color 2225“, „color 2230“), 7 Rö (einschl. Bildröhre) + 50 Trans + 61 Halbleiterdioden + 4 Gl, Stationstasten.

„spectra-color-studio“ wird jetzt mit 67-cm-Farbbildröhre und 17-cm-Schwarz-Weiß-Monitorbildröhren geliefert.

„Hanseat“, „Belmonte“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger, 61-cm-Bildröhre, 6 Rö (einschl. Bildröhre) + 13 Trans + 9 Halbleiterdioden + 2 Gl, Stationstasten.

„Kommodore“, „Präsident“, „Panorama“, „Cabinet“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger beziehungsweise -Standgerät („Cabinet“), 61-cm-Bildröhre, 6 Rö (einschl. Bildröhre) + 15 Trans + 24 Halbleiterdioden + 2 Gl, Stationstasten.

### Neue Rundfunk-Heimempfänger

#### Nordmende

„spectra-phonie 4002“: Mono-Tischgerät, UKML, 10 Trans + 7 Halbleiterdioden.

„Elektra“, „Bornholm“: Mono-Tischgerät, UKML, 10 Trans + 5 Halbleiterdioden.

„Norma Luxus“: Mono-Tischgerät, zwei Wellenbereiche, 9 Trans + 6 Halbleiterdioden.

„radio-clock“, „duo-clock“, „combi-clock“: Uhren-Radio, UM, 9 Trans + 6 Halbleiterdioden.

### Schaub-Lorenz

„Clock-Radio 100“: Uhren-Radio, UKML, 11 Trans + 6 Halbleiterdioden + 1 Se-Gl, Netz- und Batteriebetrieb, Ausgangsleistung 0,8 W.

### Neue Rundfunk-Kofferempfänger

#### Nordmende

„clou“: UKML, 9 Trans + 7 Halbleiterdioden.

„Corvette“, „Dingi“: UKML, 10 Trans + 8 Halbleiterdioden.

„charme“, „Charleston“: UKML, 10 Trans + 4 Halbleiterdioden.

„Transita-comfort“: UKML, 9 Trans + 6 Halbleiterdioden.

### Schaub-Lorenz

„Tiny 30 automatic“: UKM oder UML, 9 Trans + 5 Halbleiterdioden, Ausgangsleistung 0,4 W.

„Touring international 101 Netz“ hat jetzt einen fest eingebauten Netzteil und 4 W Ausgangsleistung bei Netzbetrieb.

### Neue Phonogeräte

#### Dual

„HS 50“: Hi-Fi-Stereo-Heimanlage, Nachfolgetyp der „HS 35“, der sich von dieser nur durch die Abdeckhaube „CH 20“ unterscheidet, bei der zur Bedienung des Plattenspielers die Frontseite zusammen mit einem Teil der oberen Fläche hochgeklappt werden kann.

### BASF baut Laufwerke für Magnetplattenstapel

Eine Lizenz zur Herstellung von Laufwerken für Magnetplattenstapel hat die BASF von der Century Data Systems Inc. (CDS), Anaheim, Calif. (USA) erworben. CDS ist eine Tochtergesellschaft der Calcomp (California Computer Products), Anaheim. Durch diesen Lizenzvertrag erhält die BASF das Recht zur Herstellung der von der CDS entwickelten Plattenlaufwerke für Großrechenanlagen. Die BASF wird die Plattenlaufwerke im Werk Willstätt produzieren; bis zum Anlauf der dortigen Fertigung werden Plattenlaufwerke von der CDS importiert.

### 1-GHz-FET-Tastkopf „P6051“

Nur 2,8 pF Parallelkapazität bei einem Eingangswiderstand von 1 MOhm kennzeichnen den neuen FET-Tastkopf „P6051“ von Tektronix, der eine Bandbreite von 0 bis 1 GHz (entsprechend einer Anstiegszeit von 350 ps) hat. Kleine Wechselspannungssignale, die relativ hohen Gleichspannungen überlagert sind, können mit Hilfe eines variablen Offsets ausgemessen werden. Der Gleichspannungsanteil kann dabei  $\pm 5$  V (mit Teiler  $\pm 200$  V) betragen. Der „P6051“ ist zwar vor allem für die Oszillografen der Serie „7000“ bestimmt, er kann aber auch an den Typ „454“ (über Adapter) angeschlossen werden. Zur Verwendung mit anderen Tektronix-Oszillografen steht das Netzgerät „1101“ zur Verfügung, das bis zu vier Tastköpfe mit den entsprechenden Spannungen versorgen kann.

### Digital steuerbares Netzgerät

Das digital steuerbare Netzgerät „6131B“ von Hewlett-Packard, das Spannungen von  $-100$  V bis  $+100$  V mit Strömen bis zu 0,5 A abgeben kann, läßt sich von Computern oder anderen Digitalgeräten programmieren. Dabei kann es als Digital-Analog-Wandler hoher Leistung, als digital gesteuertes Netzgerät oder auch als digital gesteuerter Funktionsgenerator (Einstellzeit maximal 200  $\mu$ s) eingesetzt werden. Neben der Ausgangsspannung kann man den Bereich, die Polarität sowie die Strombegrenzung programmieren. Die vom Computer eingegebenen Werte werden im Gerät gespeichert. Fehlt das Eingangssignal oder ist der Eingang unterbrochen, so wird der Ausgang des Netzgerätes automatisch kurzgeschlossen.

### Werkstoffe für die Elektronik-Industrie

Das US-Handelszentrum, 6 Frankfurt a. M., Bockenheimer Landstraße 2-4, veranstaltet vom 16.-20. März 1970 die Fachtagung und Ausstellung „Werkstoffe für die Elektronik-Industrie“, auf der etwa 30 amerikanische Hersteller ihre neuesten Erzeugnisse vorstellen. Eine Fachtagung am 17. März 1970 gibt Gelegenheit, Referate über Neuentwicklungen auf diesem Gebiet zu hören.



# Hinter jedem guten Magnetkopf steckt immer ein guter Kunde.

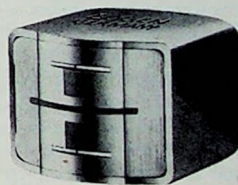
Anders gesagt: Wenn wir wieder einmal einen oder zwei Schritte in die Zukunft getan haben, dann verdanken wir das jemand, der auf der Suche nach dem Magnetkopf der Magnetköpfe war.

Und ihn bei uns gefunden hat. Entweder sofort. Weil wir mehrere hundert

Typen serienmäßig fertigen.

Oder etwas später. Weil wir Magnetköpfe auch maßschneidern, passend zum Problem.

Sagen Sie uns Ihr Problem. Die Lösung läßt nicht lange auf sich warten.



Der UKh 202 ist ein Universal-Kombinationsmagnetkopf für ein  $\frac{1}{4}$ "-Magnetband in  $\frac{1}{2}$ -Spur-Technik. Seine

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

**Wir wollen die besten Magnetköpfe machen.**



**WOLFGANG BOGEN GMBH**  
1 Berlin 37 · Potsdamer Str. 23-24  
Tel.: 0311/818 10 47 · Telex: 183 045 bogen d

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

Name/Firma: \_\_\_\_\_

Ort: (     ) \_\_\_\_\_

Straße: \_\_\_\_\_

H 3

**Hannover Messe 1970:** Sie finden unseren neuen Stand Nr. 240 in Halle 9 A.





## Glockenrein wie in der Oper

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

# BERU

## Entstörmittelsätze



Verlangen Sie die Schrift:  
„Funkentstörung leicht gemacht“  
**BERU 7140 LUDWIGSBURG**

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

### Neue AEG-Telefunken-Fabrik im Märkischen Viertel

Im Märkischen Viertel im Norden Berlins wurde am 28. Januar 1970 ein Zweigbetrieb des Stammwerkes des Fachbereichs Phono- und Magnetbandgeräte von AEG-Telefunken offiziell seiner Bestimmung übergeben. In dem neuen Werk werden im Endausbau rund 600 Mitarbeiter tätig sein, die Netztransformatoren, Übertrager und andere Baugruppen für Tonbandgeräte und Plattenspieler montieren.

### Philips-Fernsehgerätefabrik Krefeld wird erweitert

Die anhaltende Nachfrage nach Farbfernsehgeräten macht es erforderlich, die Fertigungskapazität des Krefelder Philips-Werkes durch den Bau von zwei neuen Hallen zu erweitern. Das Bauvorhaben soll Ende des Jahres abgeschlossen sein und erfordert Investitionskosten in Höhe von 10 Mill. DM.

### Weiterer Schritt zur Integration bei Agfa-Gevaert

Die Leitung des Ressorts photochemische Produktion einschließlich Magnetton der Agfa-Gevaert-Gruppe wurde Direktor Dr. Erich Lindemann (Leverkusen) übertragen, nachdem Willy Robyns (Mortsel) am 1. 12. 1969 im Alter von 65 Jahren in den Ruhestand getreten ist. Für das Ressort photochemische Forschung und Produktentwicklung der Gruppe ist Direktor Prof. Josef Fierens (Mortsel/Antwerpen) verantwortlich.

### SGS-Verkaufsbüros und -Vertragshändler

Mit Wirkung vom 1. Januar wurde von SGS in Berlin ein Verkaufsbüro eröffnet; Anschrift: SGS Deutschland GmbH, Verkaufsbüro Berlin, 1 Berlin 33, Warmbrunner Straße 39, Telefon (0311) 89 01 38, Telex 18 29 18. Damit erhöht sich die Zahl der SGS-Verkaufsbüros auf drei (München, Hannover, Berlin). Der Vertragshändler Dr. Dohrenberg, Berlin, arbeitet seit 1. Januar 1970 nicht mehr für SGS.

Als Vertragshändler sind in der Bundesrepublik jetzt tätig die Firmen: W. Bachmann (Nürnberg), S. Ecker (Michelstadt), K.-H. Dreyer (Schleswig), Indeg (Pirmasens und Sindelfingen), Setran (Braunschweig), RTG E. Springorum (Dortmund).

### Philco Ford an Stelle von Bendix

Erzeugnisse, die bisher auf dem deutschen Markt unter dem Firmennamen Bendix erschienen, werden in Zukunft dort unter dem Firmennamen Philco Ford vertrieben. Das vielseitige Produktionsprogramm umfaßt in der Gruppe „Consumer Products“ auch Rundfunk-, Fernseh-, Phono- und Magnettongeräte.

### Sharp Corporation

Seit dem 1. Januar 1970 firmiert die Hayakawa Co., Ltd., Osaka (Japan), unter dem Namen Sharp Corporation. Dieser Name wurde in Anlehnung an die erfolgreiche Produktserie „Sharp“ gewählt. Generalimporteur für die Bundesrepublik ist Fuhrmeister & Co., Hamburg.

### W. Jung KG eröffnete in Frankfurt a. M. Vertriebszentrale für passive und aktive Bauelemente

Die W. Jung KG eröffnete am 5. Januar 1970 in Frankfurt a. M., Hamburger Allee 49/53, eine Vertriebszentrale für aktive und passive elektronische Bauelemente für den Raum Hessen. Die Niederlassung Mainz bleibt zuständig für die Gebiete Rheinland-Pfalz und Saarland. Die Jung KG ist Distributor folgender Vertragsbeziehungsweise Vorzugslieferanten: Amphenol-Tuchel (Steckverbindungen), Bernstein (Werkzeuge), Beyschlag (Widerstände), Frako (Elektrolytkondensatoren), Hameg (Meßgeräte), Harting (Steckverbindungen), Hirschmann (Steckverbindungen), Honeywell (Mikroschalter), Knitter (Miniaturschalter), KSL (Transformatoren), Kusta (Reed-Relais), Leistner (Gehäuse), Marquardt (Kippschalter), Mozar (Mentor-Knöpfe und -Skalen), Motorola (Halbleiter), Oxyd-ex (Pflege- und Schutzmittel), Philips Elektronik Industrie (Ela, Meßgeräte, Audio-Video-Technik), Preh (Potentiometer, Steckverbindungen), Rafi (Signalleuchten, Taster), Seifert (Kühlelemente), Siemens (Bauelemente), Vitrohm (Widerstände), Valvo (aktive und passive Bauelemente), Weller (LötKolben), Wima (Kondensatoren) und Zeissler (Gehäuse).





Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

HOFFMANN

## Produktplanung - ein Weg zur Entwicklung neuer Produkte

Die Beherrschung der Anpassungsprozesse gewinnt für die Unternehmen wegen der zunehmenden Dynamik unserer Wirtschaft eine wachsende Bedeutung. Das bedeutet eine Orientierung aller unternehmerischen Aktivitäten an dem die Dynamik verursachenden System — dem Markt — und führt zum Konzept des Marketing. Speziell für die Neuentwicklung technischer Produkte muß daher eine marktorientierte Planung gefordert werden. Natürlich wird auch im Rahmen einer systematischen Produktplanung Raum für kreative Leistungen der Entwicklung vorhanden sein. Eine umfassende Finanzierung derartiger Objekte kann jedoch erst nach Prüfung der Marktchancen durchgeführt werden, um die aufzuwendenden Mittel in einem vernünftigen Verhältnis zum erzielbaren Umsatz und Gewinn festzulegen und so das unternehmerische Risiko auf ein Minimum zu reduzieren.

Neben diesen Investitionsoptimierungen erreicht man bei systematischer Planung eine wesentliche Verkürzung der Entwicklungszeit. Schließlich wird durch die optimale Koordinierung aller am Entwicklungsprojekt beteiligten Stellen die Effizienz jedes Mitarbeiters erhöht. Optimale Koordinierung bedeutet heute die konsequente Anwendung eines kooperativen Führungsstiles, der über eine Verbesserung des Arbeitsklimas die Leistungsfähigkeit der Gruppe für komplexe Aufgaben steigert.

Bei der Betrachtung neuer Produkte sind drei Hauptgruppen zu unterscheiden: Marktneuheiten, Betriebsneuheiten und verbesserte Produkte. Die letzte Gruppe, obwohl in jedem Unternehmen wegen ihres Umfanges von besonderer Bedeutung, soll nicht weiter diskutiert werden, da sie nur Teilprobleme der Neuheitenplanung enthält.

Die Entwicklung von Umsatz und Gewinn bei der Einführung neuer Produkte hängt wegen der Produktzyklen — in der Elektroindustrie 5 bis 10 Jahre — stark von der zeitlich optimalen Planung aller Aktivitäten ab. (Ein Produktzyklus gliedert sich in die Abschnitte: Einführung, Wachstum und Reife, Sättigung und Abstieg.) Nur die phasenrichtige Produktentwicklung und Markteinführung machen ausreichende Gewinne möglich. Bei einem Zyklus von fünf Jahren bedeutet die Reaktion auf ein Konkurrenzprodukt (durchschnittliche Entwicklungsdauer zwei Jahre) einen Verlust an potentiell Marktvolumen von 40%. Die gezielte Weiterentwicklung und das Einleiten einer Substitution wäre dagegen eine echte Marketing-Alternative. Teilaufgaben der Produktplanung wurden im produktorientierten Betrieb von der Fertigungsleitung (gute Konstruktion, rationelle Fertigung, Auslastung des Maschinenparks), in weiteren Phasen von der Entwicklung (technische Neuheit, Patent- und Lizenzfähigkeit) und dem Vertrieb (Bedarf, Nutzenstiftung für den Käufer, Absatzorganisation, Verkaufspreis, Lieferzeit) durchgeführt.

In jeder Phase wurden wichtige Kriterien für den wirtschaftlichen Erfolg berücksichtigt. Es fehlte jedoch eine integrierte Arbeitsweise, die alle Teilaufgaben unter einer einheitlichen Zielsetzung plant und koordiniert. Diese zentrale Planung muß schon vor dem technischen Entwicklungsprozeß einsetzen, um zu verhindern, daß unwirtschaftliche Produktideen Eingang in die Laboratorien finden.

Ein Unternehmen, das die Produktplanung erfolgreich einführen will, steht somit vor der Notwendigkeit, alle Ideen an einer Stelle zu

sammeln und mit Hilfe geeigneter Kriterien zu ordnen und zu sichten. Wichtige Quellen für diese Informationen sind Fachzeitschriften, Tages- und Wirtschaftszeitungen, Berichte der Wirtschaftsforschung, Statistiken, Patentanmeldungen, Auswertungen von Messen und Fachtagungen. Hinzu kommen alle Erkenntnisse der im Unternehmen tätigen Personengruppen; Entwickler, Vertriebsingenieure, Servicetechniker und andere. Oft werden aus Gründen einer ungeeigneten Organisation diese wichtigen Quellen nur ungenügend ausgeschöpft.

Für eine bestimmte Aufgabenstellung werden die Informationen nach der Sammlung in einem Stufenprozeß nach festzulegenden Kriterien ausgewählt. Man beginnt zweckmäßigerweise bei der Entscheidungsstufe mit dem größten Gewicht. Diese Auswahlprozesse können bei geeigneter Aufbereitung mit Hilfe der EDV durchgeführt werden, die es erlaubt, das Basismaterial breit zu halten und komplexe Auswahlkriterien zu verwenden. Man unterscheidet hier: Forschungsrisiko, Risiken der technischen Entwicklung (Auswahl der Problemlösungen, konstruktive Durchleuchtung, Erstellung und Erprobung von Modellen, Ermittlung der rationellsten Fertigungsmethode usw.) und Risiken der wirtschaftlichen Entwicklung (Markterschließung, Lebenserwartung, Kalkulation, Patent- und Warenzeichenverletzung, Nachahmungen, Konkurrenzmaßnahmen, Entwicklung der Gesamtwirtschaft usw.).

Alle Kenndaten, die ein Produkt beschreiben, werden einheitlich gewichtet und grafisch aufgetragen. Man erhält damit das sogenannte „Produktprofil“, mit dem sich in einfacher Weise vergleichende Betrachtungen ausführen lassen.

Hat man ein für das Unternehmen geeignetes Produkt gefunden, so muß in Zusammenarbeit mit Betriebswirtschaft, Entwicklung, Fertigung und Vertrieb eine erste Kalkulation aufgestellt werden, um die nötigen Investitionen und die mögliche Rendite abzuschätzen. Danach ist eine Befragung der potentiellen Kunden zur Absicherung und eventuellen Korrektur unbedingt erforderlich. Es genügen Stichprobenerhebungen, die im Investitionsüterbereich bei richtiger Anlage eine hinreichende Sicherheit bieten.

Für die langfristige Planung und Sicherung des Unternehmenswachstums müssen im Absatzbereich neue Produkte für alte und neue Märkte entwickelt werden. Diese Funktion ist in die unternehmerische Gesamtplanung einzubeziehen und durch eine entsprechende Abteilung im Organisationsplan zu bilden.

Der Träger der Produktplanung muß alle Funktionen wahrnehmen, die für die Arbeit anderer Stellen von grundsätzlicher Bedeutung sind und die es ermöglichen, den gesamten Planungsprozeß wirksam zu koordinieren und zu kontrollieren. Er muß die quantitative und die qualitative Bewertung, die Entscheidungsvorbereitung, die Planung und Kontrolle des Projektablaufes selbst durchführen.

Voraussetzung für eine erfolgreiche Planung sind eindeutige Auswahlkriterien, die von der Unternehmensleitung festzulegen sind; hierzu zählen: Gewinnoptimierung über einen bestimmten Zeitraum, Marktanteile, Mindestkapitalrendite und dergleichen. Zur Frage, ob die Produktplanung im wesentlichen zentral oder dezentral durchgeführt werden soll, zeigen Erfahrungen aus mehreren Betrieben, daß eine zentrale Planung mehr Vor- als Nachteile hat.

Ing. Jörg Hoffmann ist Mitarbeiter im Dezernat Marketing der Harmann & Braun AG, Frankfurt a.M.



# AM-ZF-Filter für 460 kHz mit Keramikschwingern

## 1. Einleitung

Mit dem Einsatz integrierter Bausteine im Rundfunkempfänger ergeben sich für die Schaltungskonzipierung teilweise neue Gesichtspunkte. So führt ein integrierter Verstärker im Zwischenfrequenzteil zu einer Konzentrierung der Selektion, da die gesamte Verstärkung im integrierten Schaltkreis erfolgt und somit eine Aufteilung der Selektionsmittel in konventioneller Form – mehrere, durch Verstärkerstufen getrennte Bandfilter – nicht mehr möglich ist. Nunmehr hat ein Filterblock die gesamte ZF-Selektion zu übernehmen. Er ist, wie Bild 1 zeigt, zwischen Misch-

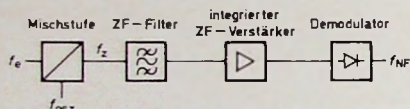


Bild 1. Blockschaubild eines Rundfunk-ZF-Teils mit integriertem ZF-Verstärker und Selektionsblock

stufe und Verstärkereinheit einzuordnen, um zu verhindern, daß die nach der Mischung noch vorhandene relativ große Oszillatoramplitude zum ZF-Verstärker gelangt und in diesem Signalverzerrungen bewirkt oder diesen sogar in die Begrenzung steuert.

Der Beitrag beschreibt ein ZF-Filter für die AM-Rundfunkbereiche, das für die Anwendung in Verbindung mit einem integrierten ZF-Verstärker gedacht ist. Es ist aufgebaut aus Schwingkreisen mit Spulen und keramischen Resonatoren.

## 2. Anforderungen an das AM-ZF-Filter

Die im folgenden aufgeführten Anforderungen an das AM-ZF-Filter wurden

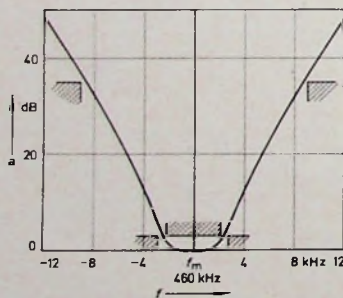


Bild 2. Toleranzschema der Filterkurve im Durchlaßbereich für ein AM-ZF-Filter

von einem Arbeitskreis festgelegt. Sie gelten für einen Empfänger der Mittelklasse. Im Bild 2 ist das Toleranzschema der Selektionskurve eines AM-ZF-Filters dargestellt. Die geforderten Werte sind im einzelnen:

Dr.-Ing. Hans Terstegge und Dipl.-Ing. Gerhard Hofmann sind Laborleiter im Fachbereich Halbleiter von AEG-Telefunken, Heilbronn.

Bandmittenfrequenz

$$f_m = 460 \text{ kHz}$$

Bandbreite für 3 dB Dämpfungsanstieg

$$B_{3 \text{ dB}} = 5 \pm 0,5 \text{ kHz}$$

Dämpfung bei 9 kHz Abstand von Bandmitte (9-kHz-Selektion)

$$S_{\pm 9 \text{ kHz}} \geq 35 \text{ dB}$$

Weitabselektion

$$a \geq 80 \text{ dB}$$

Eine wichtige Größe ist die Durchlaßdämpfung des Filters. Bei Konzeptionen ohne Vorstufe und mit unregelmäßiger Mischstufe muß für vorgegebene Stufenverstärkung (einschließlich Filter) der Mischer bis zum Filtereingang um so mehr verstärken, je größer die Durchlaßdämpfung des Filters ist. Das kann unter gewissen Voraussetzungen schon bei relativ kleinen Signalen zu einer kollektorseitigen Übersteuerung der Mischstufe führen. Deshalb sollte die Filterdurchlaßdämpfung  $a_D$  möglichst gering gehalten werden.

Sie ist hierbei wie folgt definiert:

$$a_D = \frac{\text{vom Filter aufgenommene Leistung}}{\text{an den Filterabschlußwiderstand abgegebene Leistung}}$$

Gefordert wird eine Durchlaßdämpfung von  $a_D \leq 10 \text{ dB}$ .

Eine weitere Maßnahme, um die Übersteuerung der Mischstufe zu verhindern, besteht in der Begrenzung des maximalen Filtereingangswiderstandes, der den Arbeitswiderstand der Mischstufe darstellt. Er wurde auf 1 kOhm festgelegt.

Vom Filterabschlußwiderstand wird gefordert, daß sein Wert im Bereich der Durchlaßkurve konstant bleibt. Das Filter wird mit dem Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung abgeschlossen,

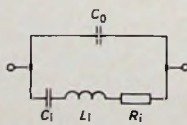
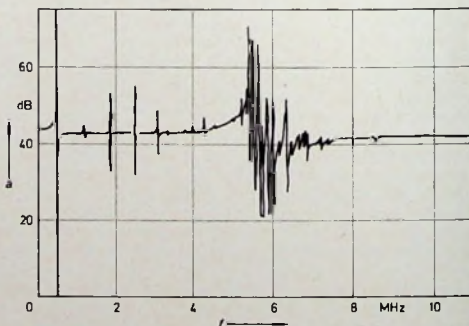


Bild 3. Ersatzschaltbild eines Keramikschwingers

Bild 4. Typischer Dämpfungsverlauf eines Keramikschwingers in Abhängigkeit von der Frequenz



## 3. Ausführung des Filters

Zur Abschätzung des Schaltungsaufwandes wurden Berechnungen für mehrkreisige Filter angestellt [1]. Danach werden die im Abschnitt 2. genannten Forderungen mit Ausnahme der Durchlaßdämpfung annähernd durch ein Fünfkreisfilter erfüllt. Die Leerlaufgüten der Kreise betragen dabei  $Q_0 = 120$ , wie sie für Schwingkreise mit Spulen im interessierenden Frequenzbereich gut zu realisieren sind. Die Durchlaßdämpfung liegt mit über 17 dB allerdings zu hoch. Sie zu verringern (gefordert sind  $\leq 10 \text{ dB}$ ), kann nur mit Schwingkreisen höherer Güte erreicht werden. Aus diesem Grunde liegt die Verwendung keramischer Schwingkreise nahe, die je nach Keramikmaterial im Bereich von 500 kHz Gütewerte bis über 1000 aufweisen.

Ein derartiger piezokeramischer Resonator besteht aus einer dünnen polarisierten Blei-Zirkonat-Titanat-Keramikscheibe, die beidseitig metallisiert ist und die durch eine an die Elektroden angelegte Wechselspannung zu mechanischen Schwingungen angeregt wird. In der Nähe der mechanischen Eigenresonanzstelle kann das elektrische Verhalten des Zweipols durch das im Bild 3 dargestellte Ersatzschaltbild beschrieben werden. Die Elemente  $C_0$ ,  $L_1$  und  $R_1$  bilden einen Serienkreis, dessen Resonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

identisch ist mit der mechanischen Eigenresonanz der Scheibe. Zusätzlich tritt aber eine Parallelresonanzfrequenz

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_1} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_0} \right)}$$

der in vorliegendem Fall 2 kOhm beträgt.

Um eine einfache und eindeutige Abstimmung auf ein Sendersignal zu ermöglichen, soll die Durchlaßkurve innerhalb der 3-dB-Bandbreite einen möglichst runden Verlauf aufweisen. Eine gewisse Welligkeit ist zwar zugelassen, doch darf keine Einsattelung der Filterkurve auftreten.

auf, da neben den sogenannten dynamischen Größen noch die durch die Elektroden gebildete statische Kapazität  $C_0$  wirksam ist.

Allerdings steht der hohen Güte der keramischen Schwingkreise ein nicht zu vernachlässigender Nachteil gegenüber, der im Auftreten einer Vielzahl von Nebenresonanzen besteht. Sie sind gegenüber der ausgenutzten Grund-



schwingung zum Teil nur wenig gedämpft, so daß sie eine schlechte Weitabselektion bewirken. Im Bild 4 ist der typische Dämpfungsverlauf eines Keramikschwingers über der Frequenz dargestellt. Die am stärksten ausgeprägten Nebenresonanzen sind gegenüber der Grundschwingung nur um etwa mehr als 20 dB abgesenkt.

Um trotzdem die geforderte Weitabselektion zu erhalten, müssen diese unerwünschten Resonanzstellen im Filter unterdrückt werden. Theoretisch läßt sich dies durch die Zusammenschaltung mehrerer Keramikresonatoren erreichen, deren Nebenresonanzen bei unterschiedlichen Frequenzen liegen. In der Praxis jedoch ist die Lösung nur in begrenztem Maße zu verwirklichen, so daß ein reines Keramikfilter für den vorliegenden Anwendungsfall ausscheidet.

Eine zweite Möglichkeit besteht darin, neben Keramikschwingern in dem ZF-Filter auch Spulenkreise zu verwenden. Dabei erfolgt die Absenkung der Nebenresonanzen durch das Dämpfungsverhalten der Spulenkreise, das mit zunehmendem Frequenzabstand zur Resonanzfrequenz einen monotonen Anstieg aufweist. Bei einem solchen Hybrid-Filterkonzept ist es sinnvoll, den oder die keramischen Schwinger zwischen die Schwingkreise mit Spulen zu schalten. Das hat den Vorteil, daß die Abschlußwiderstände des Filters nicht durch die Wahl der Keramikresonatoren festgelegt sind, sondern zum Beispiel durch entsprechende Anzapfung der Spulenwicklung in weiten Grenzen frei gewählt werden können. Zudem erleichtert diese Schaltungsanordnung den Filterabgleich, weil die Spulenkreise durch die keramischen Schwinger genügend gut entkoppelt sind, so daß sie sich gegenseitig nicht nennenswert beeinflussen.

#### 4. Schaltungsdimensionierung

##### 4.1. Dreikreis-Hybridfilter

Bild 5 zeigt die Schaltung des entwickelten Dreikreis-Hybridfilters mit zwei Spulenkreisen und einem keramischen

$Q_0 > 150$ , wobei die Wicklungen mit Vollendraht ausgeführt sind. Für 460 kHz ergibt sich bei dieser Induktivität eine Schwingkreis Kapazität von 150 pF.

Als Keramikschwinger standen Versuchsmuster von Stenag mit einer Serienresonanzfrequenz von etwa 460 kHz und einer statischen Kapazität  $C_0$  von rund 200 pF zur Verfügung.

Mit den beiden Ankoppelwicklungen  $w_2$  und  $w_3$  wird die für gegebene Bandbreite erforderliche Kopplung zwischen dem Resonator und den beiden Spulenkreisen eingestellt. Am Filtereingang ist die Anzapfung der Wicklung  $w_1$  so gewählt, daß sich im Betrieb ein Eingangswiderstand von maximal 1 kOhm ergibt. Dabei erfährt der erste Spulenkreis durch den hochohmigen Ausgangswiderstand der Mischstufe von  $> 20$  kOhm praktisch keine Bedämpfung.

Der zweite Spulenkreis hat das gleiche L/C-Verhältnis wie der erste. Er wird durch den auf den Kreishochpunkt transformierten Belastungswiderstand von 2 kOhm bedämpft. Die Anzapfung der Wicklung  $w_4$  ist dabei für kleinstmögliche Durchlaßdämpfung bei gegebener Bandbreite ausgelegt.

Wie bereits erwähnt, hat ein Keramikschwinger neben der ausgenützten Serienresonanzfrequenz auch eine durch  $C_0$  bedingte Parallelresonanzfrequenz. Sie erzeugt in der Filterkurve eine Polstelle, die eine unterschiedliche Steilheit der Flanken des Durchlaßbereichs verursacht. Da diese Unsymmetrie unerwünscht ist, wird die Beseitigung der Polstelle durch die Kompensation von  $C_0$  angestrebt. Das geschieht mit Hilfe der Kapazität  $C_2$ . Dazu müssen jedoch die beiden Wicklungen  $w_3$  und  $w_4$  gegenseitig gepolt sein, und  $C_2$  muß den

Wert  $\frac{w_3}{w_4} \cdot C_0$  haben. Wie der Versuch

zeigt, ist mit dieser Kompensationsmethode eine gute Symmetrie der Durchlaßkurve zu erreichen.

Mit dem beschriebenen Dreikreis-Hybridfilter wurden die folgenden Werte erreicht:

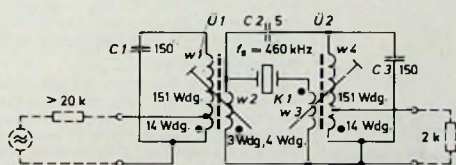


Bild 5. Schaltung eines Dreikreis-Hybridfilters mit zwei Spulenkreisen und einem Keramikschwinger (Ü1 und Ü2: Bausatz „7 A 1“ von Neosid, Wicklungen 0,08 CuL)

Schwinger. Bei der Realisierung des Filters wurde in erster Linie der Wunsch berücksichtigt, die Größe des Filters der integrierten Schaltung so weit wie nur möglich anzugleichen. Das betraf besonders die beiden größten Bauteile, die Übertrager Ü1 und Ü2. Sie sollten erstens geringe Abmessungen haben, und zweitens sollten die Schwingkreisspulen wegen der Forderung nach geringer Durchlaßdämpfung hohe Güteverhältnisse aufweisen.

Die verwendeten Spulen in Filterbechern mit 7 mm × 7 mm Grundfläche haben für eine Schwingkreisinduktivität von etwa 800 µH Güten von

$$\begin{aligned} f_m &= 460 \text{ kHz}, \\ B_{3 \text{ dB}} &= 4,55 \text{ kHz}, \\ S_{-9 \text{ kHz}} &= 35,3 \text{ dB}, \\ S_{-9 \text{ kHz}} &= 35,6 \text{ dB}, \\ \alpha_D &= 5,8 \text{ dB und} \\ a &> 80 \text{ dB (bei } 5,5 \text{ MHz } > 70 \text{ dB)}. \end{aligned}$$

Die Bandmittelfrequenz  $f_m$  wird durch die Serienresonanzfrequenz  $f_s$  des Keramikresonators bestimmt. Die 3-dB-Bandbreite liegt an der unteren Toleranzgrenze, und die geforderte 9-kHz-Selektion wird mit dem dreikreisigen Filter gerade erreicht. Während die Weitabselektion bei 5,5 MHz nicht aus-

reicht, erfüllt die gemessene Durchlaßdämpfung gut die Forderung von  $\leq 10$  dB.

Das Dreikreis-Hybridfilter wird demnach mit Ausnahme der Weitabselektion bei 5,5 MHz in allen Punkten den gestellten Anforderungen gerecht.

Beim serienmäßigen Nachbau des Filters ist es jedoch fraglich, ob infolge von Exemplarstreuungen der einzelnen Bauelemente die obigen Selektionswerte zu erreichen sind. Um eine größere Sicherheit zu gewährleisten, wurde der Grad des Filters erhöht, indem zu der beschriebenen Version ein keramischer Schwinger hinzukam.

##### 4.2. Vierkreis-Hybridfilter

Im Bild 6 ist die Schaltung des Vierkreis-Hybridfilters dargestellt, das mit zwei Spulenkreisen und zwei keramischen Resonatoren aufgebaut wurde. Gegenüber der Schaltung des Dreikreisfilters weist die vierkreisige Ausführung einen Keramikschwinger und die Kapazität  $C_4$  mehr auf. Mit  $C_4$  wird die Kopplung zwischen den beiden Resonatoren  $K_1$  und  $K_2$  eingestellt und außerdem erreicht, daß für  $K_1$  und  $K_2$  völlig gleiche Schwinger eingesetzt werden können. Die übrigen Kopplungen zwischen den Keramikschwingern und den Spulenkreisen weichen von denen des Dreikreisfilters ab, so daß sich sowohl für die Ankoppelwicklungen  $w_2$  und  $w_3$  wie auch für die Anzapfungen der Kreiswicklungen  $w_1$  und  $w_4$  andere Windungszahlen ergeben.

Die Kapazität  $C_2$  dient wiederum zur Kompensation der statischen Kapazität  $C_0$  des Schwingers  $K_2$ . Für strenge Symmetrie der Filterkurve mußte die statische Kapazität von  $K_1$  ebenfalls kompensiert werden. Dazu wäre eine Kapazität zwischen dem Kreishochpunkt des ersten Spulenkreises und dem Schaltungspunkt zwischen  $K_1$  und  $K_2$  erforderlich. Für die am Filtereingang vorhandene relativ hohe Spannung des höherfrequenten Oszillators wäre damit allerdings die Möglichkeit gegeben, auf direktem Wege über diese Kompensationskapazitäten zum Filter-

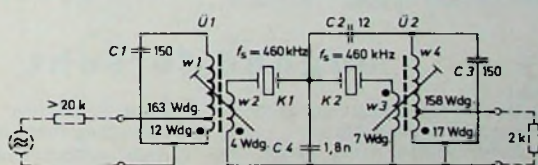


Bild 6. Schaltung eines Vierkreis-Hybridfilters mit zwei Spulenkreisen und zwei Keramikschwingern (Ü1 und Ü2: Bausatz „7 A 1“ von Neosid, Wicklungen 0,08 CuL)

ausgang zu gelangen. Da man dies aber verhindern möchte, wurde auf die letztgenannte Kompensationskapazität verzichtet. Wie der Versuch zeigte, ist durch eine Überkompensation der statischen Kapazität von  $K_2$  durchaus eine ausreichende Symmetrie der Filterkurve zu erreichen.

Mit dem gebauten Vierkreis-Hybridfilter werden alle im Abschnitt 2. genannten Forderungen gut erfüllt. Die damit erreichten Werte sind:

$$\begin{aligned} f_m &= 461,05 \text{ kHz}, \\ B_{3 \text{ dB}} &= 5,2 \text{ kHz}, \\ S_{-9 \text{ kHz}} &= 43,1 \text{ dB}, \end{aligned}$$



$S_{-9\text{ kHz}} = 44,1\text{ dB}$ ,  
 $a_D = 7,4\text{ dB}$  und  
 $a > 80\text{ dB}$ .

Wie Berechnung und Versuch übereinstimmend ergaben, stellte sich für das

Bild 7. Dämpfungskurve des aufgebauten Vierkreis-Hybridfilters im Durchlaßbereich und Verlauf des Filtereingangswertes im Durchlaßbereich

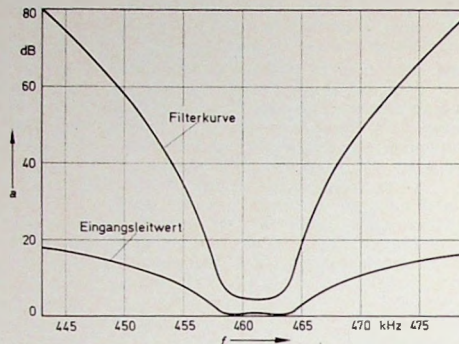


Bild 8 (unten). Praktische Ausführung des Vierkreis-Hybridfilters im Vergleich zu einem 16poligen Dual-in-line-Gehäuse



Vierkreisfilter eine Bandmittenfrequenz ein, die um etwa 1 kHz höher lag als die ausgenützte Serienresonanzfrequenz der beiden Keramikschringer. Da nur Resonatoren mit  $f_s = 460\text{ kHz}$  zur Verfügung standen, ergab sich für die Bandmittenfrequenz der oben angegebene Wert.

Bild 7 zeigt die Filterkurve im Durchlaßbereich. Sie wurde am Filterabschlußwiderstand (2 kOhm) aufgenommen

men und ist auf die Eingangsspannung für den maximal zulässigen Eingangswiderstand von 1 kOhm bezogen. Dadurch läßt sich aus dem Diagramm die Durchlaßdämpfung ermitteln. Sie setzt sich zusammen aus dem minimalen

Dämpfungswert der Filterkurve (hier 4,4 dB) und dem Dämpfungswert, der sich aus dem Verhältnis von Filterabschlußwiderstand (2 kOhm) zu maximal zulässigem Filtereingangswiderstand (1 kOhm) ergibt. In vorliegendem Fall sind es also  $4,4 + 3 = 7,4\text{ dB}$ . Die Kurve für den Eingangswert ist auf 1 kOhm bezogen, so daß die 0-dB-Linie einem Eingangswert von 1 mS beziehungsweise einem Eingangswiderstand von 1 kOhm entspricht. Verläuft die Kurve also durchweg über der 0-dB-Linie, dann beträgt der Eingangswiderstand stets weniger als 1 kOhm und erfüllt damit die gestellte Forderung.

Das fertige Vierkreis-Hybridfilter ist im Bild 8 dargestellt. Im Vergleich dazu zeigt das Bild außerdem ein 16poliges Dual-in-line-Gehäuse, in dem ein integrierter AM/FM-ZF-Verstärker untergebracht ist.

#### Schrifttum

- [1] Kohlhammer, B.: Eigenschaften von AM-Rundfunkfiltern als Hybridfilter mit keramischen Schwingern und Spulenkreisen. FIT-Bericht 1969, AEG-Telefunken

## Jugend forscht

Der jetzt zum fünftenmal durchgeführte Wettbewerb „Jugend forscht“ sieht seine Hauptaufgabe darin, junge Talente für das umfassende Gebiet der Naturwissenschaften zu interessieren und zu mobilisieren. Die Preisträger des Landeswettbewerbs Berlin wurden in einer Feierstunde am 7. Februar 1970 im AEG-Telefunken-Hochhaus bekanntgegeben. Einige ausgewählte Arbeiten sollen zeigen, welche Themen die „Forscher von morgen“ gewählt haben.

#### Technologie

1. Preis: V. Smetek, „Fernseher als Oszillograf mit Hilfe eines Phasenmodulators“
2. Preis: P. Kobe, „Versuch zur elektro-nischen Analyse von Sprache“

#### Physik

1. Preis: M. Brunner, „Versuche zur Hochfrequenzphysik – Oszillator, Le-chersystem, Dipol“

2. Preis: R. Hartlep, „Untersuchung der radioaktiven Umweltstrahlung“
3. Preis: L. Hirschmann, „Untersuchung des Fahrverhaltens von Fahrrädern“

#### Mathematik

1. Preis: U. Brehm, „Untersuchungen über lineare Rekursionsformeln und Systeme linearer Rekursionsformeln“
2. Preis: Th. Lengauer, „Geometrische Eigenschaften höherdimensionaler Körper“
3. Preis: F. Wießner, „Untersuchung über die Abstände der Primzahlen“

#### Biologie

1. Preis: W. Schubert, „Die Entwicklung eines kybernetischen Modells von Paramaecium caudatum (Pantoffeltierchen)“
- Der Bundeswettbewerb 1970, an dem die Sieger aus den einzelnen naturwissenschaftlichen Sparten der Landeswettbewerbe teilnehmen, findet vom 5. bis 10. April 1970 in Leverkusen statt.

## Persönliches

### H. Maier im Ruhestand

Der Vertriebsdirektor für Röhren im Geschäftsbereich Bauelemente von AEG-Telefunken, Hermann Maier, trat Ende 1969 in den Ruhestand. In den mehr als 45 Jahren, die er dem Unternehmen angehörte, erlebte er aus erster Hand die schnelle Entwicklung der Elektronik mit. Sein Nachfolger wird Direktor Hans Dockhorn, der bisher der Exportabteilung vorstand.

### W. Schaffernicht im Ruhestand

Der Leiter der Entwicklung im Fachbereich Röhren von AEG-Telefunken in Ulm, Dr. Walter Schaffernicht, trat Ende 1969 in den Ruhestand. Sein Nachfolger wird Dr. Lohar Brück, der bisher das Geschäft der professionellen Röhrentechnik betreute.

Schaffernicht trat bereits 1934 als wissenschaftlicher Mitarbeiter in das AEG-Forschungsinstitut in Berlin ein. Nach 1945 war er zunächst Entwicklungs- und Produktionsleiter für Oszillografenröhren und später auch für Schwarz-Weiß-Bildröhren. Im Jahre 1964 wurde ihm die gesamte Entwicklung des Fachbereichs Röhren in Ulm übertragen.

### K. Thomsen trat in den Ruhestand

Dr. Klaus Thomsen, seit 1953 Geschäftsführer und kaufmännischer Leiter der Kötting Radio Werke GmbH, Grassau/Chiemgau, ist am 31. Dezember 1969 ausgeschieden und in den Ruhestand getreten. Als sein Nachfolger wurde im Dezember 1969 Dipl.-Volkswirt Bernd Zunkeller, der bereits am 1. Januar 1969 seine Tätigkeit bei der Firma aufnahm, zum ordentlichen Geschäftsführer bestellt.

### G. Meyer-Goldenstädt 65 Jahre

Am 21. Januar 1970 wurde Günther Meyer-Goldenstädt, Chefregisseur des ZDF, 65 Jahre. Nach mehreren Jahren journalistischer Tätigkeit, darunter auch als Rundfunkjournalist in Mexiko, erfolgte 1934 seine Berufung zum Sendeleiter beim Bayerischen Rundfunk in München. Nach dem Krieg war er unter anderem beim Fernsehen in Hamburg und beim NWDR in Köln tätig. Am 1. September 1962 wurde Meyer-Goldenstädt als Leiter der Abteilung Außenübertragung beim ZDF verpflichtet, und seit dem 10. März 1965 ist er Chefregisseur des ZDF.

### R. Jakob 65 Jahre

Rudolf Jakob, Oberingenieur und stellvertretender Leiter der Hauptabteilung Fernsehtechnik des WDR, wurde am 5. Februar 1970 65 Jahre und trat Ende Februar in den Ruhestand.

Rudolf Jakob kam am 18. April 1933 zur damaligen Reichsrundfunkgesellschaft und war nach dem Krieg als Meß- und Betriebsingenieur maßgeblich am Wiederaufbau des Rundfunks in Berlin beteiligt. Im Oktober 1954 übernahm er die Leitung der Fernsehtechnik des SFB, im November 1959 kam er nach Köln zum Westdeutschen Rundfunk.

### Ernennungen bei SEL

Zu Direktoren der Standard Elektrik Lorenz AG wurden ernannt Ing. Ulrich Armonier, Leiter des Erzeugnisgebiets Elektromechanische Bauteile (Nürnberg), Dipl.-Ing. Helmut Hummel, Leiter des Erzeugnisgebiets Kleinmotoren (Stuttgart), Dipl.-Ing. Helmut Lohr, Leiter der Erzeugnisgebiete Amsbau und Teilnehmereinrichtungen (Stuttgart), sowie Dipl.-Ing. Walter W. Weiß, Leiter des Marketing-Bereichs im Geschäftsbereich Private Nachrichtentechnik (Stuttgart).

Den Titel Abteilungs-, Werks- beziehungsweise Vertriebsdirektor erhielten: Oberger, Wolfgang Koch, Leiter des Erzeugnisgebiets Rohrpost und Postautomation (Berlin), Dr. Herbert Lindner, Leiter des Bereichs Operation im Geschäftsbereich Bauelemente (Nürnberg), Dipl.-Ing. Bodo Peter, Leiter des Werks Landshut, Oberger, Dietmar Schneider, Leiter des Geschäftsstellenbereichs Südwest (Stuttgart), und Oberger, Hilmar Schönemeyer, Leiter der Entwicklung im Geschäftsbereich Private Nachrichtentechnik (Stuttgart).

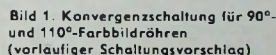
### ITT ernannte Vizepräsidenten

James A. Goodson, verantwortlich für den Bereich Konsumgüter in der Europa-Zentrale von ITT in Brüssel, ist zum Vizepräsidenten der International Telephone and Telegraph Corporation ernannt worden. Bevor Goodson 1967 zur ITT kam, war er Präsident von Hoover Continental.



Im Vergleich zur bisherigen 90°-Farbbildröhre treten bei der neuen 110°-Bildröhre erheblich größere Konvergenz- und Rasterfehler auf, die mit den üblichen Korrekturschaltungen nicht mehr ausgeglichen werden können. Die hier beschriebene neue Konzeption führte zu einer zufriedenstellenden und wirtschaftlichen Lösung der Konvergenzprobleme, wobei die überschüssige und getrennte Einstellung der einzelnen Teilschaltungen erhalten blieb. Die erforderlichen Leistungen zur Erzeugung der elektromagnetischen Korrekturfelder werden einem Fernsehgerät bereits vorhandenen 25-V-Netzteil entnommen, um den Vertikal- beziehungsweise den Horizontalablenker zu entlasten.

Die Arbeitsweise der H-Konvergenzschaltung soll an Hand von Bild 2a er-





läutert werden. Hier liegt eine H-Konvergenzspule  $H$  in Serie mit einem Transistor  $T$ . Parallel zur Konvergenzspule  $H$  liegt die Serienschaltung eines Kondensators  $C$  und eines Widerstandes  $R_1$ . Auf die Basis des Transistors  $T$  gelangt einmal über den Regler  $R_2$  ein nach rechts ansteigendes H-frequentes Sägezahnsignal  $S_3$  und über den Regler  $R_3$  und die Diode  $D_3$  während des Zeilenrücklaufs ein impulsförmiges Signal  $S_4$ . Zunächst sei angenommen, daß an dem Regler  $R_3$  kein Signal  $S_4$  anliegt, so daß nur das sägezahnförmige Signal  $S_3$  an der Basis wirksam ist. Der Arbeitspunkt des Transistors ist so eingestellt, daß der Transistor erst kurz nach Zeilenmitte durch das sägezahnförmige Ansteuersignal leitend wird. Wegen der Parallelschaltung des RC-Netzwerkes ist der Stromanstieg in der Konvergenzspule  $H$  nicht linear, sondern hat die Form einer rechten Parabelhälfte. Nach dem Abschalten des Transistors  $T$  am Zeilenende fließt die in der Spule gespeicherte Energie über

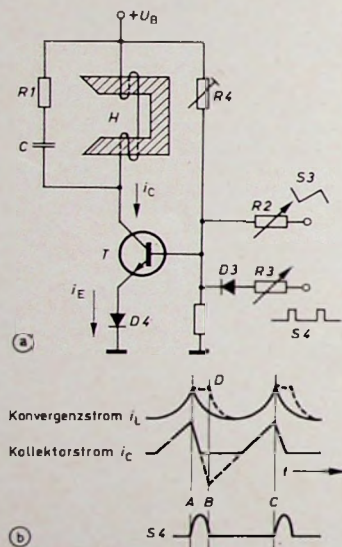


Bild 2. Prinzip der Horizontal-Konvergenzschaltung

das Netzwerk ab. Der Strom, der dabei während der ersten Halbperiode fließt, entspricht einer linken Parabelhälfte. Da aber, wie im Bild 2b angedeutet wird, wegen des Zeilenrücklaufs A-B derjenige Parabelstrom für die Konvergenzkorrektur maßgebend ist, der zeitlich mit dem Zeilenhinlauf B-C zusammenfällt, ist der für die Korrektur der linken Parabelhälfte wirksame Konvergenzstrom kleiner als der für die rechte Bildhälfte. Um bei optimaler Konvergenzeinstellung der rechten Bildseite den zur Korrektur der linken Bildseite erforderlichen Konvergenzstrom einzustellen, muß der Anfangswert des abklingenden Parabelstroms auf den Wert  $D$  heraufgesetzt werden. Sobald über den Regler  $R_3$  und die Diode  $D_3$  während der H-Austastlücke der positive Impuls  $S_4$  an die Basis des Transistors  $T$  gelangt, wird zur linken Parabel der gewünschte Zusatz-

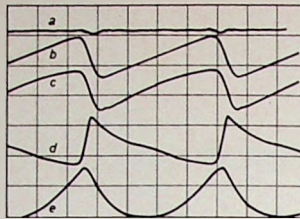


Bild 3. Signale an T4 oder T5 ohne S4; a) Signalverlauf an den Basisanschlüssen ohne S3 und S4, b) und c) Signal S3, d) Signal am Kollektor von T4 oder T5 mit Signal nach c an der Basis, e) parabelförmiger Kollektorstrom durch T4 oder T5

strom addiert. Die in den Emitterschaltkreis geschaltete Diode  $D_4$  verbessert durch ihren gekrümmten Kennlinienverlauf die Parabelform des Konvergenzstroms. Mit Hilfe des Reglers  $R_4$  läßt sich der Arbeitspunkt des Transistors  $T$  einstellen und damit der Zeitpunkt, bei dem der Transistor  $T$  durch das Ansteuersignal  $S_3$  leitend wird, verändern. Durch diese Maßnahme wird die Breite des Scheitels des Parabelstroms beeinflusst und dadurch eine zusätzliche Korrektur ermöglicht.

Das für diese Schaltung benötigte H-frequente Sägezahnsignal konnte hier nicht, wie bei den bisherigen Schaltungsvorschlägen [1] für die 90°-Farbbildröhre, durch Serienschaltung eines ohmschen Widerstandes in den H-Ablenkkreis gewonnen werden. Die starke Modulation des H-Ablenkkreis bei der 110°-Farbbildröhre durch den Eckenkonvergenzgenerator würde auch zwangsläufig eine unerwünschte Modulation des Ansteuersignals für die Konvergenzschaltung mit sich bringen. Aus diesem Grunde wurde das Sägezahnsignal von einem nahezu unmodulierten negativen 350-V-Impuls aus dem Zeilentrafo abgeleitet und über das Integrationsglied  $L/R$  32 gewonnen (Bild 1). Die zu dem Widerstand  $R_{32}$  parallel liegende Serienschaltung  $C_6, R_{31}$  dient zur Verbesserung der Linearität des Sägezahnsignals  $S_3$ . Das während der H-Austastlücke auf die Basen der Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  gegebene Impuls-Signal wird durch das Integrationsglied  $R_{34}, C_4$  etwas verschliffen, damit der Beginn des zur linken Parabelhälfte addierten Zusatzstroms zeitlich mit dem Beginn des Zeilenhinlaufs zusammenfällt (s. Bild 4, Kurve e).

Die Konvergenzeinstellung erfolgt derart, daß zuerst die rechte Bildseite eingestellt wird, wobei gleichzeitig die linke Bildseite etwas konvergiert. Die restliche Konvergenzeinstellung der linken Bildseite erfolgt durch den separat einstellbaren Zusatzstrom, wobei die Einstellung der linken Bildseite ohne Einfluß auf die zuvor eingestellte rechte Bildseite ist. Die statische Konvergenzeinstellung bleibt auch hier bei der Einstellung der dynamischen H-Konvergenz unverändert.

### 3. Statische Konvergenzschaltung

Die statische Konvergenzeinstellung erfolgt mit Hilfe eines Magnetfeldes, das von einem Gleichstrom erzeugt wird. Die an den mit  $S$  bezeichneten Spulen der Konvergenzeinheit angeschlossene Brückenschaltung (s. Bild 1) gestattet eine Umpolung der Stromflußrichtung und damit eine Verschiebung des Rasters in seiner Gesamtheit nach beiden

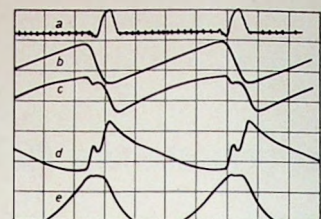


Bild 4. Signale an T4 oder T5 mit S4; a) verschliffener S4-Impuls an der Basis von T4 oder T5, b) Signal S3, c) Signal S3 + verschliffener S4-Impuls an der Basis von T4 oder T5, d) Signal am Kollektor von T4 oder T5 mit Signal nach c an der Basis, e) parabelförmiger Kollektorstrom durch T4 oder T5

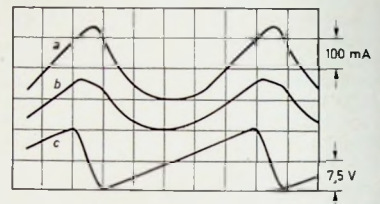


Bild 5. a) Strom durch H-Konvergenzspule für Blau, b) Strom durch H-Konvergenzspule für Rot oder Grün, c) Signal S3 (Bild 1)

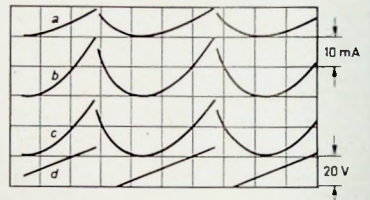


Bild 6. a) Strom durch V-Konvergenzspule für Blau, b) Strom durch V-Konvergenzspule für Rot, c) Strom durch V-Konvergenzspule für Grün, d) Signal S1 (Bild 1)

Richtungen. Die vertikalen und horizontalen Linien können auch hier mit den im Schaltbild gezeichneten Reglern  $R_{47}, R_{50}, R_{52}$  unabhängig voneinander eingestellt werden.

### 4. Leistungsaufnahme und Stabilität der Schaltung

Die Leistungsaufnahme der Gesamtschaltung aus der Stromversorgung bei optimaler Konvergenzeinstellung beträgt bei dem Versuchsgerät etwa 6 W. Davon entfallen auf die Horizontal-Konvergenzschaltung für Rot und Grün etwa 2,4 W, für Blau 3,4 W und für die gesamte Vertikal-Konvergenzschaltung etwa 0,2 W. Bei Verwendung eines Kühlsterns mit einem Wärmewiderstand von 33 °C/W wurde für den am höchsten belasteten Transistor BC 141 (T6) für Blau-horizontale eine maximale Gehäusetemperatur von etwa 55 °C gemessen. Die V-Konvergenzschaltung arbeitet auch über längere Zeiträume hinweg sehr stabil. Der Temperaturgang der hier beschriebenen H-Konvergenzschaltung läßt sich mit Hilfe von Heißleitern noch verbessern.

Die jeweiligen Strom- und Spannungsdiagramme sind aus den Bildern 3 bis 6 ersichtlich.

#### Schrifttum

- [1] Hütner, H.: Eine neue Konvergenzschaltung für Farbfernsehmultiplexer. Siemens-Bauteile-Information Bd. 6 (1968) Nr. 2, S. 64-70



# Ein integrierter Stereo-Vorverstärker

In diesem Beitrag wird die Verwendung des integrierten Dual-Vorverstärkers MC 1303P von Motorola in einer Hi-Fi-Stereo-Vorverstärkerschaltung beschrieben. Dabei wird dargestellt, wie die Schaltung angepaßt oder modifiziert werden kann, um besonderen Erfordernissen zu entsprechen. Der gesamte Stereo-Vorverstärker umfaßt einen umschaltbaren Wiedergabeentzerrer für Tonband- und Schallplattenwiedergabe, einen Emitterfolger als Trennstufe zwischen dem Wiedergabeentzerrer und dem Klangregelnetzwerk sowie eine Breitbandverstärkerstufe.

## 1. Einleitung

Bild 1 zeigt einen Kanal eines Stereo-Vorverstärkers. Der im Bild 2 schematisch dargestellte MC 1303P ist ein Dual-Vorverstärker auf einem einzigen Halbleiter-Chip, der zur Verstärkung stereophoner NF-Signale bestimmt ist. Jeder Kanal des Verstärkers besteht aus einem Differenz-Eingangsverstärker, dem eine zweite Differenzverstärkerstufe mit Eintaktausgang sowie zwei Emitterfolgerstufen nachgeschaltet sind. Der Differenz-Eingangsverstärker wird von einer Konstantstromquelle an den Emittoren gespeist, die von einem Spannungssteiler im Emittierkreis der zweiten Differenzverstärkerstufe ihre Vorspannung erhält. Diese Anordnung wird wegen der sich daraus ergebenden Gleichtaktgegenkopplung zur verstärkten Unterdrückung des Gleichtaktsignals verwendet. Die Eingangstransistoren erhalten zur Gewährleistung eines rauscharmen Betriebs einen Ruhestrom von nur etwa 250  $\mu$ A. Durch die beschriebene Kaskadenschaltung der beiden Differenzverstärker werden geringe Drift sowie hohe Stabilität des Ruhestroms und des Temperaturgangs erreicht.

Der Differenzverstärker in der zweiten Stufe treibt einen Emitterfolger, der seinerseits eine kombinierte Ausgangsstufe ansteuert. Diese besteht aus einer PNP-NPN-Kombination; sie dient dazu, sowohl eine Spannungsverstärkung als auch eine Pegelumsetzung zu erreichen. Würde man ein einfaches NPN-Element verwenden, dann wäre eine Emitterfolger-Konfiguration erforderlich. Sie bewirkt jedoch keine Spannungsverstärkung und würde im Hinblick auf die bereits vorgeschaltete Emitterfolgerstufe überzählig sein.

Beides (Spannungsverstärkung und Pegelumsetzung) könnte mit einem einzigen PNP-Transistor im Ausgang erreicht werden, wenn es möglich wäre, einen solchen Transistor mit ausreichend hoher Stromverstärkung auszuwählen. In üblichen integrierten Schaltungen

gen ist die Stromverstärkung der PNP-Transistoren aber leider sehr niedrig, so daß sich eine sehr geringe Ausgangsleistung ergibt.

Bei der kombinierten NPN-PNP-Stufe steuern die Spannung an der Basis und der Widerstand im Emittieranschluß des

PNP-Transistors den Strom durch das PNP- und auch durch das NPN-Element. Auf diese Weise arbeiten die beiden Transistoren als eine einzige PNP-Einheit. Mit dieser Kombination wird die erforderliche Strom- und Spannungsverstärkung erreicht. Die Pe-

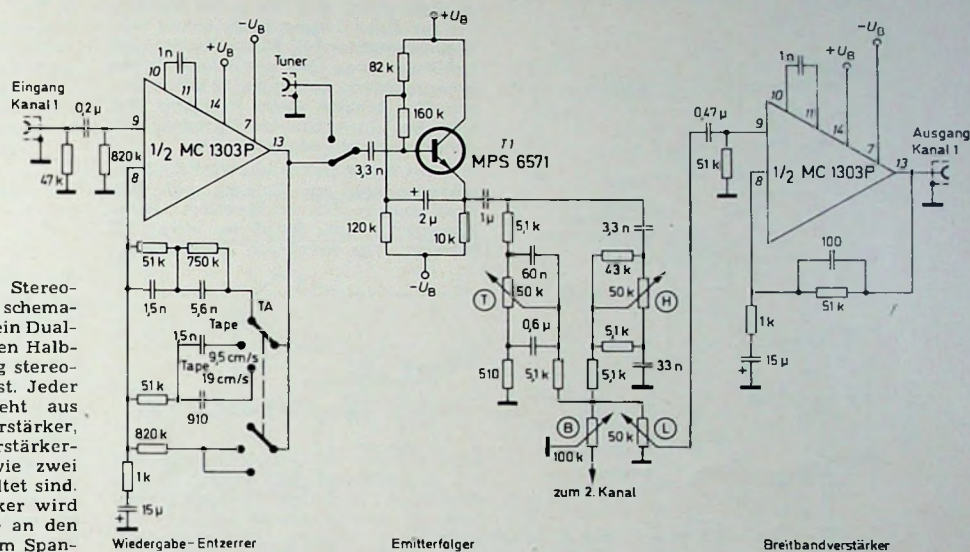


Bild 1 (oben). Ein Kanal eines mit dem MC 1303P aufgebauten Stereo-Vorverstärkers

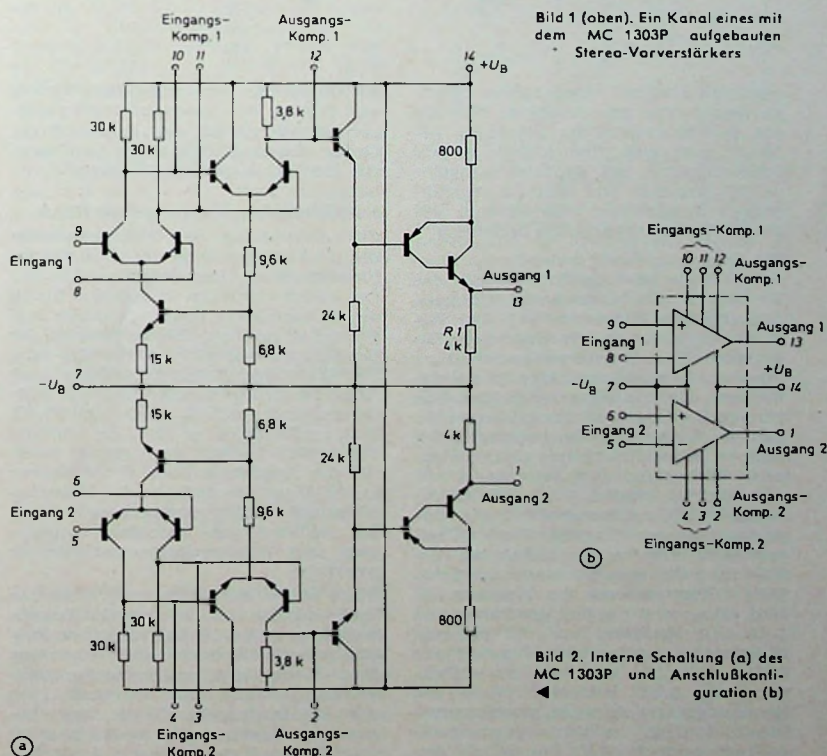


Bild 2. Interne Schaltung (a) des MC 1303P und Anschlußkonfiguration (b)

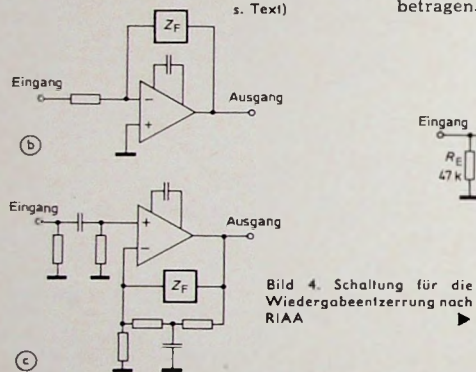
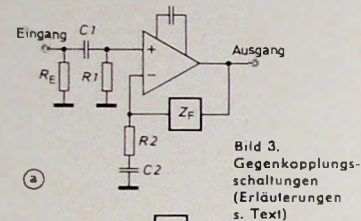
John Teeling ist Mitarbeiter der Abteilung Anwendungstechnik der Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, Ariz., USA.



gelumsetzung erhält man, indem die Spannung über  $R_1$  so eingestellt wird, daß sie gleich der Versorgungsspannung  $-U_B$  ist.

## 2. Auswahl der Verstärker-Grundschaltung

Bild 3 zeigt drei Verstärkerschaltungen, die hinsichtlich Leistung und Kosten bewertet wurden. Ausgewählt wurde die Schaltung nach Bild 3a, weil sie eine kleine Rauschzahl, einen kleinen Klirrfaktor und eine geringe Anzahl Bauteile in der besten Kombination in sich vereint. Die Schaltung nach Bild 3b hatte die größte Rauschzahl und dazu



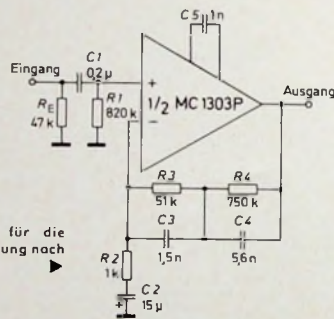
noch den Nachteil einer hohen Offsetgleichspannung am Ausgang. Für die aus Bild 3c ersichtliche Schaltung benötigt man eine übermäßige Anzahl Schaltelemente, und sie zeigt mangelnde NF-Stabilität. Die weiteren Ausführungen beschränken sich deshalb auf die im Bild 3a dargestellte Schaltung.

Die Spannungsverstärkung im geschlossenen Kreis wird bestimmt durch das Verhältnis der Gegenkopplungsimpedanz  $Z_F$  zum Widerstand  $R_2$ . Der Widerstand  $R_1$  wird dem ohmschen Widerstand der Kompensationsschaltung annähernd angeglichen. Der Grund dafür ist, daß die Eingangsgleichströme für die Eingangstransistoren durch  $R_1$  und die Kompensationsschaltung fließen müssen. Wenn  $R_1$  kleiner als der ohmsche Widerstand der Kompensationsschaltung ist, erscheint der dadurch erzeugte Gleichspannungsabfall als Offsetspannung am Eingang. Diese Offsetspannung wird von der Schaltung verstärkt, so daß man dann eine beträchtliche Offsetspannung am Ausgang erhält. Wenn zum Beispiel der Basisstrom  $1 \mu A$ ,  $R_1$   $100 \text{ k}\Omega$  und der ohmsche Widerstand der Gegenkopplungsschleife  $1 \text{ M}\Omega$  ist, dann würde die Offsetspannung  $0,9 \text{ V}$  betragen. Wenn die Spannungsverstärkung im geschlossenen Kreis  $50$  wäre, ergäben sich am Ausgang theoretisch  $45 \text{ V}$ . Das würde den

möglichen Spannungshub der integrierten Schaltung zwar übersteigen, doch soll damit gezeigt werden, daß bei der Wahl der Werte für  $R_1$  und die Kompensationsschaltung einige Sorgfalt erforderlich ist. Die Offsetspannung kann vermieden werden, wenn  $C_2$  in Reihe mit  $R_2$  hinzugeschaltet wird. Die Zeitkonstante  $C_2 \cdot R_2$  wird so gewählt, daß sich bei der niedrigsten zu berücksichtigenden Frequenz ein Abfall von  $3 \text{ dB}$  ergibt. Die Zeitkonstante aus  $C_1$  und der Eingangsimpedanz muß ebenfalls für einen Abfall von  $3 \text{ dB}$  bei dieser Frequenz gewählt werden.

Die Eingangsimpedanz des Verstärkers ist etwa gleich  $R_1$ . Wenn der Verstärker für einen Magnettonabnehmer verwendet werden soll, dürfte  $R_1$  um eine Größenordnung über der erforderlichen Nennimpedanz von etwa  $50 \text{ k}\Omega$  liegen. Zur Lösung dieses Problems fügt man  $R_E$  hinzu, um die Impedanz des Abtasters richtig abzuschließen.

Wie aus Bild 4 ersichtlich, wird die Phasennachstellung am Eingang mit dem Kondensator  $C_5$  kompensiert. Seine Kapazität könnte  $680 \text{ pF}$  bis etwa  $2 \text{ nF}$  betragen. Die maximale Änderungsge-



windigkeit der Ausgangsspannung und folglich der Frequenzgang im oberen Bereich werden zum Teil durch die Größe dieses Kondensators bestimmt. Als Nennwert wurde  $1 \text{ nF}$  gewählt.

## 3. Wiedergabeentzerrung nach RIAA

Zur Einstellung des Frequenzganges des Verstärkers kann die Gegenkopplungsschaltung einen Aufbau haben, der von einem einfachen Widerstand bis zu einem komplexen Netzwerk reicht. Auf jeden Fall muß ein Gleichstrompfad für den Eingangsruhestrom vorhanden sein. Die Wiedergabe-Entzerrungskurve nach RIAA ist im Bild 5 dargestellt. Die Aufnahme- und Wiedergabe-Entzerrungskurve verläuft spiegelbildlich zur Wiedergabe-Entzerrungskurve, so daß die Addition der beiden Kurven eine gerade Linie für die Amplitude über der Frequenz ergibt. Es ist die Aufgabe der frequenzselektiven Gegenkopplungsschaltung, die Addition von Aufnahme- und Wiedergabe-Entzerrungskurve zu bewirken.

Bild 4 zeigt die gewählte Methode zur Reproduktion der Wiedergabe-Entzerrungskurve.  $R_4$  ist bei niedrigen Frequenzen die vorherrschende Impedanz der Kompensations-Gegenkopplungsschaltung. Wenn die Frequenz (von etwa  $50 \text{ Hz}$  ausgehend) zunimmt, beginnt die Reaktanz des zu  $R_4$  parallel geschalteten Kondensators  $C_4$  die Im-

pedanz des Zweiges herabzusetzen. Bei etwa  $1 \text{ kHz}$  ist die Gesamtimpedanz von  $C_4$ ,  $R_4$  im Vergleich zu  $R_3$  klein, und  $R_3$  bestimmt die Verstärkung in Bandmitte. Wenn die Frequenz bis auf etwa  $2 \text{ kHz}$  ansteigt, beginnt die Parallelimpedanz  $C_3$  den Widerstand  $R_3$  kurzzuschließen, wodurch die Impedanz dieses Zweiges verringert wird. Man kann auch einen kleinen Begrenzungswider-

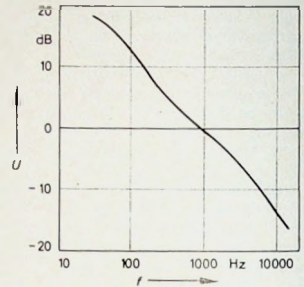


Bild 5. Wiedergabe-Entzerrungskennlinie nach RIAA

stand mit  $C_3$  in Reihe schalten, um eine Mindestverstärkung festzulegen.

Die kompensierte Spannungsverstärkung  $A_{VF}$  der integrierten Schaltung ist ungefähr gleich  $Z_F/R_2$ , wobei  $Z_F$  die Impedanz des Gegenkopplungsnetzwerks ist. Bei frequenzselektiver Auslegung dieses Netzwerks läßt sich daher leicht der gewünschte Verlauf von  $A_{VF}$  über der Frequenz erreichen. Die Berechnung der einzelnen Netzwerkelemente soll hier nicht durchgeführt werden. In der Funk-Technik wurde hierauf bereits ausführlich eingegangen<sup>1)</sup>. Die endgültige Dimensionierung ist in den Bildern 1 und 4 eingetragen.

## 4. Wiedergabeentzerrung nach NAB

Wenn der Vorverstärker in ein Tonbandgerät eingebaut werden soll, ist die Wiedergabeentzerrung anders, zum Beispiel nach NAB vorzunehmen. Bild 6a zeigt die Entzerrungskurve für die Bandgeschwindigkeiten  $9,5 \text{ cm/s}$  und  $19 \text{ cm/s}$ , der Wiedergabeverstärker ist im Bild 6b dargestellt. Da die Kurve nur einen Knickpunkt hat, ist lediglich ein einfaches RC-Längsglied erforderlich. Die Berechnung entsprechender Entzerrernetzwerke wurde in der Funk-Technik ebenfalls ausführlich behandelt<sup>2)</sup>.

Der Vorverstärker erhält seinen Eingangs-Basisruhestrom über den Widerstand  $R_6$ . Dieser Widerstand würde wegen seiner Parallelschaltung zur Entzerrungsschaltung die Realisierung der erforderlichen Baßanhebung von insgesamt  $20 \text{ dB}$  verhindern. Man erreicht nur eine Anhebung von etwa  $15 \text{ dB}$ , die im allgemeinen zufriedenstellend ist. Die volle Baßanhebung von  $20 \text{ dB}$  wird durch die nachgeschaltete Emitterfolgerstufe erreicht.

<sup>1)</sup> Ratzki, W.: NF-Vorverstärker in Hi-Fi-Qualität. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 20, S. 769-772, Nr. 21, S. 807-808, 813-814, u. Nr. 23, S. 916

<sup>2)</sup> Ratzki, W., u. Keck, J.: Vorverstärker, Aufprechentzerrer und HF-Generator für Hi-Fi-Magnetongeräte. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 2, S. 53-56, u. Nr. 3, S. 91 u. 94-95



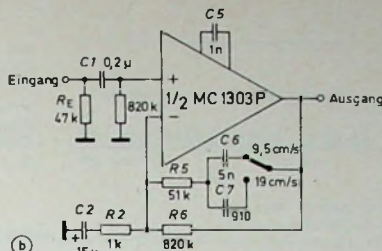
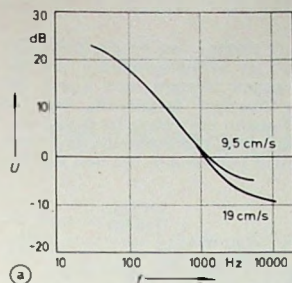
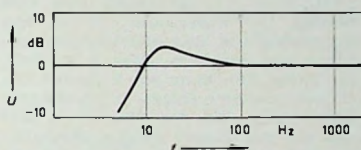
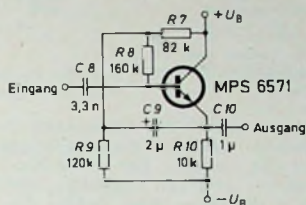


Bild 6. Entzerrung nach NAB; a) Kennlinie, b) Schaltung

Es ist zu beachten, daß die Genauigkeit der Entzerrung nach RIAA oder nach NAB nur so genau wie die in der Schaltung verwendeten Bauelemente sein kann. Empfohlen wird die Verwendung von Widerständen und Kondensatoren mit 5 % Toleranz. Die wichtigsten Daten für die RIAA- und NAB-Version des Vorverstärkers sind aus Tab. I ersichtlich.

### Tab. I. Daten des Vorverstärkers

Spannungsverstärkung bei 1 kHz	34 dB (50fach)
Eingangs-Übersteuerungspunkt	100 mV <sub>eff</sub> bei 1 kHz
Ausgangsspannung	5 V <sub>eff</sub> bei 1 kHz und 0,1 % Klirrfaktor



**Bild 8. Frequenzgang der Emitterfolgerstufe**

## 5. Emitterfolger

Das für diesen Verstärker gewählte passive Klangregelnetzwerk hat eine Kennlinie mit variablem Übergang und konstanter Steilheit. Weil das Klangregelnetzwerk die Quellenimpedanz für die zweite Vorverstärkerstufe darstellt, ist es erwünscht, den Widerstand niedrig zu halten. Da aber diese niedrige Impedanz den Ausgang der ersten Stufe belasten würde, ist eine Emittierfolgerstufe zwischen die erste Stufe und das Klangregelnetzwerk geschaltet.

Der Emittierfolger (Bild 7) ist als Bootstrapschaltung ausgelegt, um eine höhere Eingangsimpedanz zu erhalten. Auch erlaubt sie eine gewisse Kompensation bei niedrigen Frequenzen. Durch entsprechende Wahl der Koppel- und Bootstrap-Kondensatoren läßt sich unterhalb der unteren Grenzfrequenz ein Abfall von 12 dB je Oktave erreichen. Dadurch wird das in Halbleiterbauelementen bei sehr niedrigen Frequenzen auftretende störende Funkelrauschen weitgehend unwirksam. Dieses Funkelrauschen ist auch als 1/f-Rauschen bekannt. Da Funkelrauschen bei Frequenzen unter 10 Hz in erheblicher Größe auftritt, kann es durch den 12-dB-Abfall um 24 dB oder mehr gedämpft werden. Mit dieser Anordnung erhält man auf Grund des Anstiegs der Ausgangsspannung durch eine Art Resonanzüberhöhung auch eine Bañanhebung von etwa 5 dB, so daß die erwähnte volle Bañanhebung von 20 dB bei Beschaltung des Vorverstärkers zur Kompensation sowohl nach RIAA als auch nach NAB erreicht wird.

Bei Frequenzen, für die C9 in der Schaltung nach Bild 7 eine niedrige Impedanz darstellt, beträgt die Eingangs-impedanz der Schaltung etwa  $R_{10} \cdot (1 + \beta)$ , worin  $\beta$  die Stromverstärkung des Transistors ist. Aber bei niedrigen Frequenzen, wenn die Reaktanz von C9

eine nennenswerte Größe erreicht, wird eine niedrigere Signalspannung an R8 entwickelt. Mit weiterem Abnehmen der Frequenz verringert sich die Eingangsimpedanz in einem Maße, das einer Steilheit von 6 dB je Oktave entspricht. Wenn C8 so gewählt wird, daß sich in diesem Frequenzgebiet ein Kennlinienknick einstellt, erhält man als Nutzeffekt einen Abfall von 12 dB je Oktave außerhalb der unteren Grenzfrequenz.

Die Reaktanz von  $C_9$  bei der unteren Grenzfrequenz wird so gewählt, daß sie 10 % der Parallelkombination von  $R_7$  und  $R_9$  beträgt. Bei einer Grenzfrequenz von 20 Hz und mit den Werten aus Bild 7 erhält man

$$C_0 = \frac{1}{2 \pi f \cdot 0,1 \cdot (R_2 \parallel R_0)} \approx 1,6 \mu F.$$

Es kann ein Kondensator von 1,5 oder 2  $\mu\text{F}$  verwendet werden. Für eine typische Eingangsimpedanz von 2,5 M $\Omega$  und eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz ist

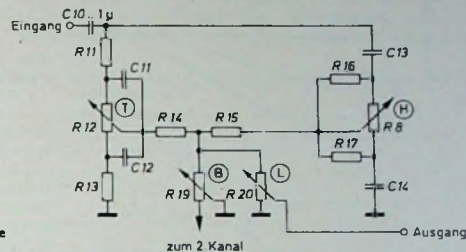
$$C_8 = \frac{1}{2\pi f \cdot 2,5 \cdot 10^6} \approx 3,3 \cdot 10^{-9} = 3,3 \text{ nF}.$$

Der resultierende Frequenzgang der Emitterfolgerstufe ist im Bild 8 dargestellt.

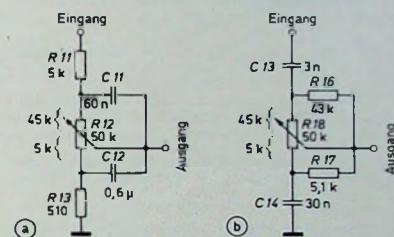
## 6. Lautstärke- und Klangregelnetzwerk

Das vollständige Netzwerk ist im Bild 9 schematisch dargestellt, während Bild 10 eine vereinfachte Darstellung zeigt. Die Höhen- und Tiefenregler sind normale logarithmische Potentiometer. Die Beziehung zwischen Schleiferstellung und Widerstandswert der Klangregelpotentiometer ist aus Bild 10c ersichtlich.

Wenn sich der Tiefenregler (Bild 10a) in der Mittelstellung befindet, ist der Frequenzgang von etwa 50 Hz bis 20 kHz linear. Die Reaktanzen von C11 und C12 werden so gewählt, daß sie dem 45-kOhm-Anteil beziehungsweise dem 5-kOhm-Anteil von R12 entsprechen, und zwar jeweils bei 50 Hz. Wenn die Frequenz 50 Hz übersteigt, koppelt C11 mehr Signalspannung zum Ausgang, während C12 über R13 mehr Signalspannung nach Masse ableitet. Das Ergebnis ist ein linearer Frequenzgang



**Bild 9. Klang- und Lautstärkeregelungs-Netzwerk**



Graph showing the relative resistance (rel. Widerstand) versus the twist angle (Drehwinkel) for a rope. The y-axis is logarithmic, ranging from 1 to 100. The x-axis is linear, ranging from 0° to 360°. Two curves are shown: 'praktisch' (dashed line) and 'ideal' (solid line). The 'praktisch' curve starts at 100% resistance at 0° and decreases to 1 at 360°. The 'ideal' curve starts at 1 at 0° and increases to 100 at 360°.

Bild 10. Klangreglerschaltungen für Tiefenregelung (a) und Höhenregelung (b) sowie Widerstandsverlauf der Klangregelpotentiometer (c)

von 50 Hz bis 20 kHz mit einer Einfügdämpfung von 20 dB. Wenn sich der Schleifer in der Maximalstellung befindet, schließt C 12 mit einer Reaktanz, die ein Zehntel des Widerstandeswertes von R 12 bei 50 Hz beträgt, den Widerstand R 12 effektiv kurz, wodurch R 11 und C 12 die für den Frequenzgang maßgebenden Komponenten werden. Im Idealfall ergibt sich bei voller Baßanhebung eine Ausgangsspannung (bei 50 Hz), die um 20 dB größer als in Mittelstellung (linearer Frequenzgang) ist. In Maximalstellung ist die Dämpfung für die Baßfrequenzen Null. Die Ausgangsamplitude verringert sich um 6 dB je Oktave bis zu der Frequenz, bei der die Reaktanz von C 12 bedeutungslos ist. Die Ausgangsamplitude wird dann durch das Verhältnis von R 11 zu R 13 bestimmt. Wenn der Schleifer in der unteren Endstellung steht, wird die Ausgangsamplitude bei 50 Hz durch das Verhältnis von  $X_{C11}$  zu R 13 bestimmt; sie liegt dann um 40 dB unter der Ein-



gangsspannung. Wenn die Frequenz erhöht wird, verringert sich die Reaktanz  $X_{C11}$  von  $C11$ , bis sie dem Widerstandswert von  $R13$  entspricht, wodurch die Ausgangsamplitude wieder von dem Verhältnis von  $R11$  zu  $R13$  abhängig wird.

Wenn sich der Regler in einer Zwischenstellung befindet, ändert sich die

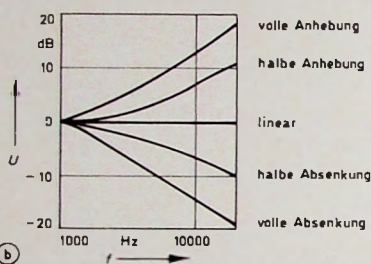
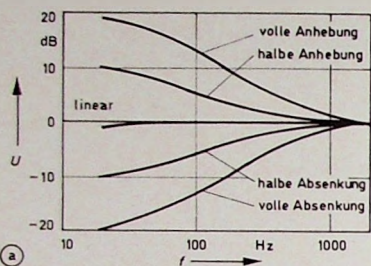


Bild 11. Frequenzgänge der Klangregler in normierter Darstellung: a) Tiefenregler, b) Höhenregler

Frequenz, bei der der Abfall beginnt ( $\pm 3$  dB vom linearen Frequenzgang), doch die Abfall-Steilheit verändert sich nur geringfügig. Bild 11a zeigt den Frequenzgang der Tiefenregelung. Als Spiegelungsachse wird die 0-dB-Kurve (linearer Frequenzgang) benutzt, obwohl sie in Wirklichkeit 20 dB unter dem Eingangssignal liegt.

Der Höhenregler im Bild 10b ist in der mittleren Stellung (linearer Frequenzgang) dargestellt. Für Frequenzen unter 2,1 kHz bilden die Reaktanzen von  $C13$  und  $C14$  einen Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis 10 : 1, entsprechend einer Einfügungsdämpfung von 20 dB. Oberhalb 2,1 kHz werden die Reaktanzen von  $C13$  und  $C14$  klein im Vergleich zu der parallel geschalteten Teilerkombination von Regler  $R18$  einerseits und  $R16$  sowie  $R17$  andererseits. Der Widerstandsteiler sorgt dann für die Spannungsteilung im Verhältnis 10 : 1, um die Einfügungsdämpfung von 20 dB für die hohen Frequenzen beizubehalten. Das bewirkt eine Dämpfung von 20 dB, die von 20 Hz bis 20 kHz gleichbleibend ist. Wenn der Regler voll aufgedreht wird, hat  $C13$  eine Reaktanz, die etwa dem Gesamtwiderstand des Potentiometers bei 2,1 kHz entspricht. Dies bedeutet, daß die Hälfte der Eingangsspannung am Reglerausgang erscheint oder 6 dB unter der Eingangsspannung liegt. Das wirkt wie eine Höhenanhebung von 14 dB bei 2,1 kHz. Wenn man den Widerstand  $R17$  zwischen Schleifer und Fußpunkt des Potentiometers einfügt und der Schleifer des Potentiometers die im Bild 10b angegebene Stellung hat (5 kOhm), dann wird durch das Verhältnis der Reaktanz

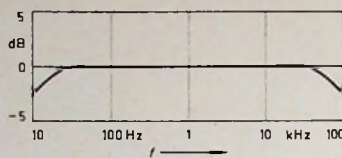
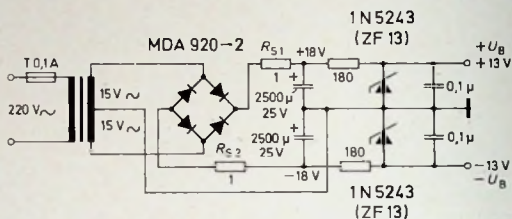


Bild 12 (oben). Frequenzgang der Breitbandverstärkerstufe (Spannungsverstärkung 40 dB bei 1 kHz, Ausgangsspannung max. 5 V<sub>eff</sub>)

Bild 13. Netzteil mit angezapfter Sekundärwicklung



zu diesem zusätzlichen Widerstand sichergestellt, daß die Höhenanhebung bei 2,1 kHz einsetzt. Der Belastungswiderstand zwischen Schleifer und Masse wirkt, wenn man Tiefen-, Balance- und Lautstärkeregler berücksichtigt, so, daß die Verstärkung bei 2 kHz ohne  $R17$  tatsächlich etwa 7 dB beträgt. Der Widerstand  $R16$  ist dann notwendig, um eine gleichförmige Anhebung zu erreichen. Ohne  $R16$  würde die ganze Anhebung am Endpunkt des Potentiometers erfolgen. In der unteren Endstellung sind der Widerstand  $R16$  und die mit diesem parallel geschalteten Elemente  $R18$  und  $C13$  die Komponenten, die für den Frequenzgang maßgebend sind. Wenn die Frequenz über 2,1 kHz ansteigt, wird die Reaktanz von  $C14$  kleiner, bis bei 20 kHz die Ausgangsamplitude um 20 dB reduziert wird.

Wie bei der Baßregelung, kann man auch in den Zwischenstellungen des Höhenreglers eine ziemlich konstante Abfallsteilheit mit einer unterschiedlichen Einsetzfrequenz erreichen. In der im Bild 9 dargestellten vollständigen Schaltung des Netzwerks sind  $R14$  und  $R15$  Trennwiderstände, deren Wert 10 % des Widerstands der entsprechenden Regelpotentiometer beträgt. Die Regelkurven des Netzwerks zeigt Bild 11.

## 7. Breitbandverstärkerstufe

Die Breitbandverstärkerstufe (s. Bild 1) ist in gleicher Weise wie der Wiedergabeverstärker ausgelegt. Nur ist das Gegenkopplungsnetzwerk durch einen 51-kOhm-Widerstand ersetzt, dem ein 100-pF-Kondensator parallel geschaltet ist. Der Kondensator vermindert das Rauschen des Verstärkers bei mittleren und hohen Frequenzen. Den Frequenzgang dieser Verstärkerstufe zeigt Bild 12.

## 8. Netzteile

### 8.1. Netzteil mit angezapfter Sekundärwicklung

Die Anforderungen an die Stromversorgung sind nicht sehr hoch. Ein geeignetes Netzteil, das einen Transformator mit Mittelanzapfung verwendet, ist im Bild 13 dargestellt. Jede integrierte Schaltung hat einen Strombedarf von etwa 15 mA. Für dieses einfache Netzteil wurde als Z-Diode die 1N5243 mit einer dynamischen Impedanz von etwa 7 Ohm bei 10 mA verwendet. Die am Siebkondensator noch vorhandene Restwelligkeit wird etwa

um den Faktor 15 reduziert. Der MC 1303P ist verhältnismäßig unempfindlich gegen Brumm, und gegen die wenigen hundert Mikrovolt, die bei diesem Netzteil auftreten, ist nichts einzuwenden. Die Widerstände  $R_{S1}$  und  $R_{S2}$  werden verwendet, um den auf das

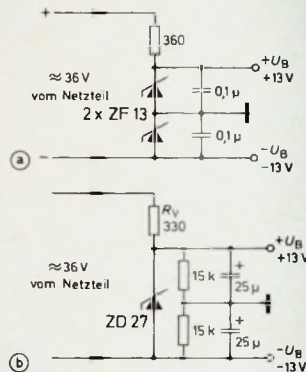


Bild 14. Konfigurationen für Netzteile mit künstlichem Nullpunkt: a) mit zwei Z-Dioden, b) mit einer Z-Diode

erste Aufladen der Elektrolytkondensatoren zurückzuführenden Stromstoß in zulässigen Grenzen zu halten.

### 8.2. Netzteil mit künstlichem Nullpunkt

Es kann erwünscht sein, das Gerät lieber mit einem Netzteil mit künstlichem Nullpunkt an Stelle einer angezapften Sekundärwicklung zu betreiben. In diesem Fall kann jede der beiden im Bild 14 dargestellten Methoden Anwendung finden.

Das im Bild 14a dargestellte Prinzip bedarf wohl keiner weiteren Erläuterung. Die Verwendung von Z-Dioden mit einer Toleranz von 10 oder 5 % wird empfohlen, um zu starke Abweichungen der positiven von der negativen Spannung zu vermeiden. Der Strom durch die Z-Dioden ist so zu wählen, daß der Betrieb im Bereich der niedrigsten dynamischen Impedanz gewährleistet ist. Die Methode nach Bild 14b ist der nach Bild 14a ähnlich. Die Teilerwiderstände sind zur Versorgung der integrierten Schaltung mit dem Eingangsruhestrom erforderlich. Der maximale Eingangsstrom beträgt 10 µA je IS, und der durch den Teiler fließende Strom muß mindestens das Zehnfache des gesamten Eingangsruhestroms, der von allen IS des Verstärkers aufgenommen wird, betragen. Die Überbrückungskondensatoren müssen dann so gewählt werden, daß ihre Reaktanz höchstens ein Zehntel des Wertes der Teilerwiderstände bei der niedrigsten Betriebsfrequenz des Vorverstärkers beträgt.



# Das Kreis-(Smith-)Diagramm und seine Anwendungen

## 1. Kreisdiagramm

als konforme Abbildung der positiven Gaußschen Halbebene

Es sollen zwei komplexe Zahlenebenen, im folgenden kurz als „z-Ebene“ und „w-Ebene“ bezeichnet, gegeben sein. Die Menge

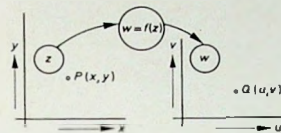


Bild 1. Konforme Abbildung der z-Ebene in die w-Ebene

aller Punkte der z-Ebene läßt sich durch die Verknüpfung

$$z = x + j y$$

beschreiben. Entsprechend gilt für die w-Ebene

$$w = u + j v.$$

Mit Hilfe einer komplexen Funktion

$$w = f(z)$$

sollen die Punkte der w-Ebene den Punkten der z-Ebene zugeordnet werden, das heißt, zu jedem Punkt der z-Ebene, der durch die komplexe Zahl  $z$  bezeichnet ist, soll in der w-Ebene genau ein Punkt gehören, der durch  $w = f(z)$  gekennzeichnet ist. Eine solche Zuordnung bezeichnet man als konforme Abbildung. In der höheren Mathematik wird gezeigt, welchen besonderen Bedingungen die Funktion  $f(z)$  genügen muß, und beweisen, daß die Abbildung winkeltreu ist. Winkeltreu bedeutet: Der Schnittwinkel zweier sich in der z-Ebene schneidender Kurven bleibt in der w-Ebene erhalten.

Mit Hilfe der komplexen Funktion

$$w = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (1)$$

kann man die positive Gaußsche Halbebene in eine Kreisfläche transformieren.

Mit  $w = u + j v$  und  $z = x + j y$  erhält man aus Gl. (1)

$$w = u + j v = \frac{x + j y - 1}{x + j y + 1} = \frac{x - 1 + j y}{x + 1 + j y}.$$

Durch Erweiterung mit dem konjugiert komplexen Nenner ergibt sich

$$w = \frac{x^2 - 1 + j(x + 1)y - j(x - 1)y + y^2}{(x + 1)^2 + y^2},$$

$$w = \frac{x^2 + y^2 - 1}{(x + 1)^2 + y^2} + j \frac{2y}{(x + 1)^2 + y^2}$$

beziehungsweise

$$u = \frac{x^2 + y^2 - 1}{(x + 1)^2 + y^2}, \quad v = \frac{2y}{(x + 1)^2 + y^2}. \quad (2)$$

Unter Zuhilfenahme der vorstehenden Gleichungen soll nun untersucht werden, wie die beiden Koordinatenachsen der z-Ebene in die w-Ebene abgebildet werden.

Die Abbildung der reellen Achse erhält man, wenn man in Gl. (2)  $y = 0$  setzt. Aus Gl. (2) folgt dann

Dipl.-Ing. Klaus Nicolai, Baurat, ist Dozent für die Lehrgebiete Grundlagen der Elektrotechnik, Theoretische Elektrotechnik, Hochfrequenztechnik, Digitaltechnik und Programmierung digitaler Rechenanlagen an der Staatlichen Ingenieurakademie Hannover.

$$u = \frac{x - 1}{x + 1}, \quad v = 0.$$

Das bedeutet: Die reelle Achse der z-Ebene wird in die reelle Achse der w-Ebene abgebildet. Insbesondere ergeben sich für ausgezeichnete Punkte der z-Ebene die Abbildungen nach Tab. I. Man sieht, daß der von 0 bis  $\infty$  ausgedehnten halben

Tab. I. Abbildungen in der w-Ebene für ausgezeichnete Punkte der z-Ebene

z-Ebene	w-Ebene
$x = 0; y = 0$	$u = -1; v = 0$
$x = 1$	$u = 0$
$x = \infty$	$u = 1$

reellen Achse der z-Ebene der Abschnitt zwischen  $-1$  und  $+1$  auf der reellen Achse der w-Ebene entspricht.

Die Abbildung der imaginären Achse der z-Ebene erhält man, indem man in Gl. (2)  $x = 0$  setzt. Dann folgt

$$u = \frac{y^2 - 1}{y^2 + 1}, \quad v = \frac{2y}{y^2 + 1}.$$

Quadriert und addiert man die vorstehenden Ausdrücke, dann ergibt sich nach kurzer Zwischenrechnung

$$u^2 + v^2 = 1.$$

Die imaginäre Achse der z-Ebene wird also in die w-Ebene als Einheitskreis abgebildet. Insgesamt gesehen, entspricht der positiven z-Halbebene in der w-Ebene die vom Einheitskreis begrenzte Fläche.

Als nächstes soll die Frage untersucht werden, welche Kurven der w-Ebene den Geraden  $x = \text{const}$  und  $y = \text{const}$  der z-Ebene zugeordnet werden müssen. Dazu löst man Gl. (1) mittels korrespondierender Addition nach  $z$  auf. Aus

$$w = u + j v = \frac{z - 1}{z + 1}$$

folgt dann

$$z = -\frac{(u + 1) + j v}{(u - 1) + j v}.$$

Nach der Erweiterung mit dem konjugiert komplexen Nenner und kurzer Zwischenrechnung ergibt sich

$$z = x + j y = \frac{-v^2 - u^2 + 1}{(u - 1)^2 + v^2} + j \frac{2v}{(u - 1)^2 + v^2}$$

beziehungsweise

$$x = -\frac{u^2 + v^2 - 1}{(u - 1)^2 + v^2}, \quad y = \frac{2v}{(u - 1)^2 + v^2}. \quad (3)$$

Setzt man in Gl. (3)  $x = \text{const} = c$ , dann erhält man

$$-\frac{u^2 + v^2 - 1}{(u - 1)^2 + v^2} = c,$$

$$u^2(c + 1) - 2cu + v^2(c + 1) + c - 1 = 0.$$

Nach Einfügung einer quadratischen Ergänzung ergibt sich schließlich

$$\left(u - \frac{c}{c + 1}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(c + 1)^2}$$

beziehungsweise

$$(u - u_0)^2 + v^2 = r_0^2$$



mit

$$u_0 = \frac{c}{c+1}$$

und

$$r_0 = \frac{1}{c+1}$$

Die letzte Gleichung besagt, daß die Linien  $x = \text{const}$  in Kreise abgebildet werden, deren Mittelpunkte auf der  $u$ -Achse bei  $u_0$  liegen und den Radius  $r_0$  haben. Für die Schnittpunkte dieser Kreise mit der  $u$ -Achse findet man, indem man  $v = 0$  setzt,

$$u_{1,2} = u_0 \pm r_0$$

und daraus

$$u_1 = \frac{c}{c+1} + \frac{1}{c+1} = 1$$

beziehungsweise

$$u_2 = \frac{c-1}{c+1}$$

Das bedeutet, daß alle Kreise durch den Punkt ( $u = +1$ ,  $v = 0$ ) gehen.

Um die Abbildung der Linien  $y = \text{const}$  zu ermitteln, setzt man in Gl. (3)  $y = \text{const} = c$  und erhält

$$\frac{2v}{(u-1)^2 + v^2} = c,$$

$$(u-1)^2 + v^2 = \frac{2v}{c}.$$

Nach Einführung einer quadratischen Ergänzung findet man

$$(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{c}\right)^2 = \frac{1}{c^2}.$$

Aus der vorstehenden Gleichung ist ersichtlich, daß die Linien  $y = \text{const}$  in Kreise abgebildet werden, deren Mittelpunkte auf der Tangente an den Einheitskreis im Punkte  $+1$  liegen und durch den Punkt ( $u = +1$ ,  $v = 0$ ) gehen. Bild 2 soll noch

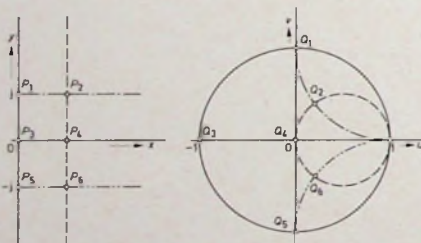


Bild 2. Die Abbildung  $w = \frac{z-1}{z+1}$

einmal die wichtigsten Kennzeichen der konformen Abbildung der positiven  $z$ -Halbebene in die  $w$ -Ebene verdeutlichen.

Es ist auch von Interesse zu untersuchen, wie eine in der  $z$ -Ebene invertierte Größe in die  $w$ -Ebene abgebildet wird. Für die invertierte Größe ergibt sich in der  $z$ -Ebene:  $z_1 = 1/z$ . Setzt man  $z_1$  in die Gl. (1) ein, dann erhält man

$$w_1 = \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1} = \frac{\frac{1}{z} - 1}{\frac{1}{z} + 1} = \frac{1 - z}{1 + z} = -\frac{z - 1}{z + 1} = -w.$$

Die vorstehende Gleichung besagt folgendes: Invertiert man in der  $z$ -Ebene eine Größe  $z = x + jy$ , der in der  $w$ -Ebene die Größe  $w = u + jv$  zugeordnet ist, so ergibt sich die der invertierten Größe  $z_1 = 1/z$  zugeordnete Größe  $w_1 = u_1 + jv_1$  zu  $w_1 = -w = -u - jv$ . Einer Inversion in der  $z$ -Ebene entspricht also eine Negation in der  $w$ -Ebene. Das ist der entscheidende Vorzug dieser Abbildung!

$$\begin{array}{lll} Z_1 = 240 + j360 \Omega & Z_2 = 200 - j800 \Omega & Z_3 = 110 + j140 \text{ mS} \\ R_0 = 300 \Omega & R_0 = 500 \Omega & G_0 = 200 \text{ mS} \\ Z_1' = 0.8 + j12 & Z_2' = 0.4 - j16 & Z_3' = 0.55 + j0.7 \\ Z_1'' = 3 - j2 \mu\text{S} & & G_0 = 2 \mu\text{S} \\ Z_1''' = 1.5 - j1 & & \end{array}$$

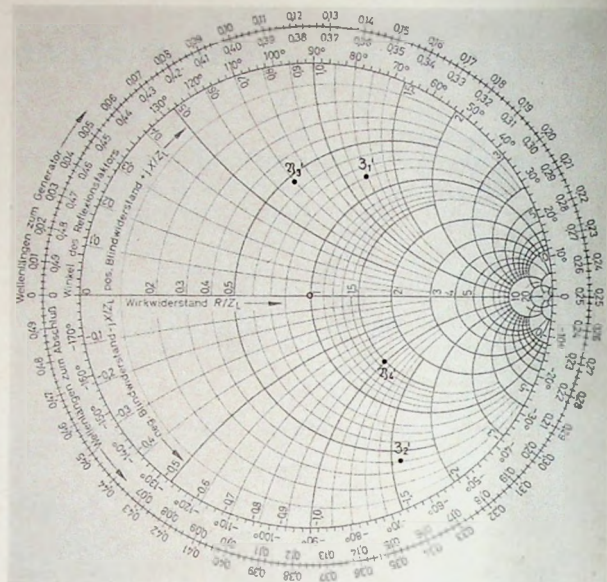


Bild 3. Eintragung von komplexen Widerständen beziehungsweise komplexen Leitwerten in das Kreisdigramm

## 2. Die Anwendung des Kreisdigramms zur Darstellung komplexer Widerstände und Leitwerte

Die im Abschnitt 1. beschriebene Abbildung der positiven Gaußschen Halbebene findet als „Kreis-“ oder „Smith-Diagramm“ in der Elektrotechnik vielfältige Anwendung. Man erhält es, indem man in die Abbildung der  $z$ -Ebene die Koordinatenwerte der  $z$ -Ebene überträgt. Der Mittelpunkt des Diagramms hat dann zum Beispiel den Wert „1“, die Schnittpunkte des waagerechten Durchmessers die Werte „0“ beziehungsweise „ $\infty$ “ usw. Wie in der Gaußschen Ebene, kennzeichnet auch im Kreisdigramm jeder Punkt der Ebene einen komplexen Widerstand nach Real- und Imaginärteil. Rein reelle Widerstände werden durch Punkte auf dem waagerechten Kreisdurchmesser, rein imaginäre Widerstände durch Punkte auf dem Kreisumfang charakterisiert. Komplexe Widerstände werden durch die Schnittpunkte der Kurven für die gegebenen Real- beziehungsweise Imaginärteile gekennzeichnet. Dabei dient die obere Hälfte des Diagramms zur Darstellung von Widerständen mit positivem Imaginärteil, die untere Hälfte zur Darstellung von Widerständen mit negativem Imaginärteil. Für das Bild 3 und die folgenden ist das üblicherweise benutzte Smith-Diagramm herangezogen worden<sup>1)</sup>.

Wie man besonders Bild 4 deutlich entnehmen kann, können die Real- beziehungsweise Imaginärteile der im Diagramm einzutragenden Widerstände im Prinzip alle Werte zwischen 0 und  $\infty$  annehmen. Für größere Beträge der Widerstände wird jedoch die Ablesbarkeit schlechter. Man pflegt deshalb, den Realteil und den Imaginärteil eines gegebenen komplexen Widerstandes auf einen Bezugswiderstand zu normieren. Diesen Bezugswiderstand wählt man zweckmäßigerweise so, daß sich die normierte Darstellung des gegebenen komplexen Widerstandes möglichst in der Mitte des Diagramms befindet. Werden in einem Diagramm gleichzeitig mehrere Widerstände betrachtet, müssen natürlich alle Widerstände auf denselben Bezugswiderstand normiert werden. Ist beispielsweise der komplexe Widerstand  $Z = R + jX$  gegeben, dann normiert man ihn auf den Bezugswiderstand  $R_0$  und trägt dann den normierten Widerstand  $Z' = R' + jX'$  in der Form  $Z' = R/R_0 + jX/R_0$  in das Dia-

<sup>1)</sup> Von verschiedenen Industriefirmen (beispielsweise AEG-Telefunken und Rohde & Schwarz) werden Vordrucke für Smith-Diagramme in ihren Hausdruckereien angefertigt, im Handel sind sie jedoch kaum erhältlich. Der Vordruck nach Bild 4 soll deshalb interessierten Lesern bei der Erstellung von Smith-Diagrammen eine Hilfe sein.



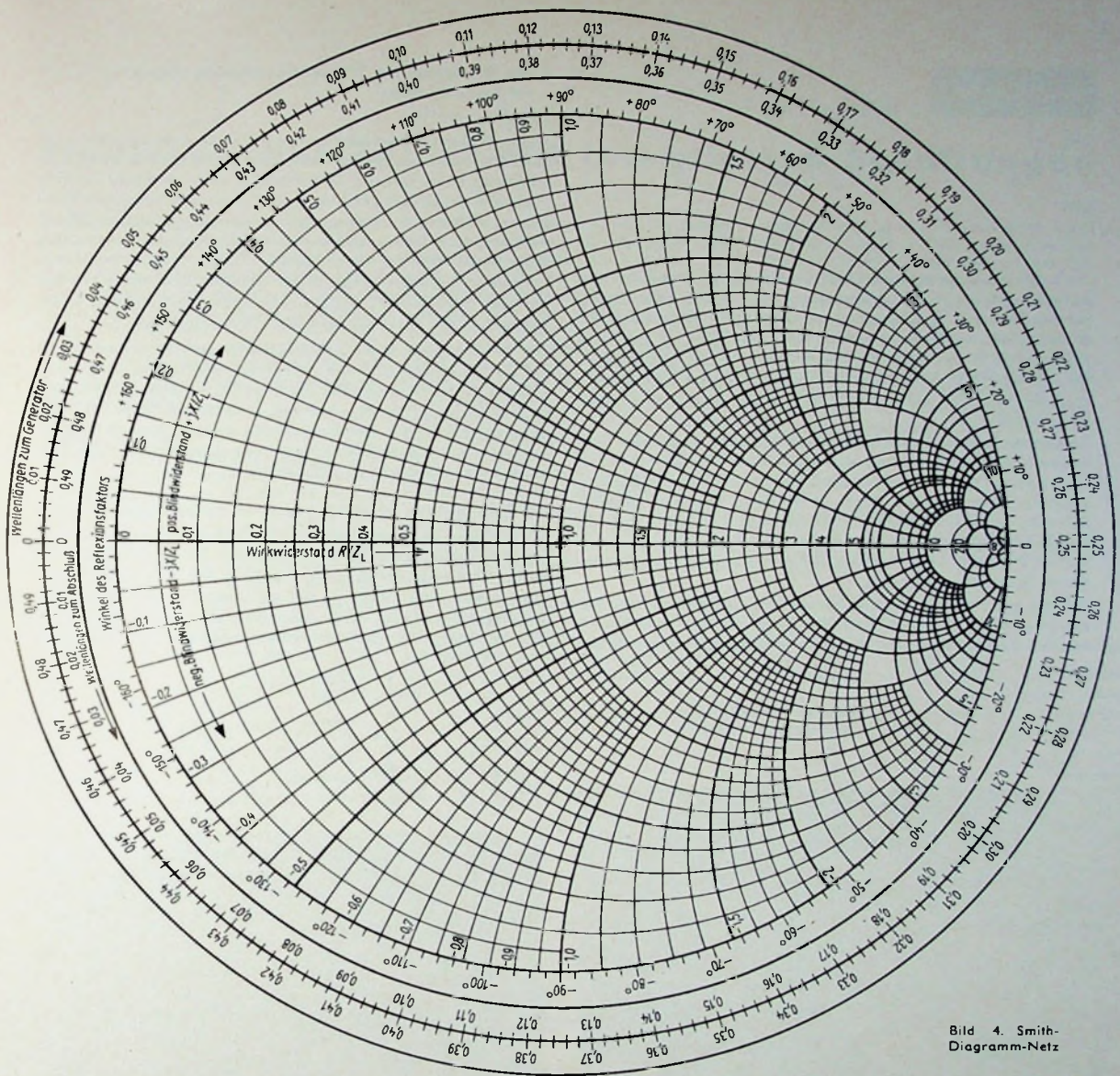
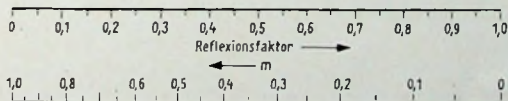


Bild 4. Smith-Diagramm-Netz



gramm ein. Hat man umgekehrt dem Diagramm einen normierten Widerstand  $\mathcal{Z}' = R' + jX'$  entnommen, so erhält man daraus durch Renormierung den eigentlichen Widerstand  $\mathcal{Z} = R' R_0 + jX' R_0 = R + jX$ . Ist zum Beispiel ein Widerstand  $\mathcal{Z} = 240 + j360 \Omega$  gegeben, erhält man bei Normierung auf  $R_0 = 300 \Omega$  einen normierten Widerstand  $\mathcal{Z}' = 0,8 + j1,2$ . Entsprechend ergibt ein normierter Widerstand  $\mathcal{Z}' = 0,5 - j0,75$  bei einem Bezugswiderstand  $R_0 = 240 \Omega$  einen komplexen Widerstand  $\mathcal{Z} = 120 - j180 \Omega$ . Das Bild 3 zeigt Beispiele für die Eintragung von Widerständen in das Diagramm.

Ebenso wie in der Gaußschen Ebene, kann man im Smith-Diagramm auch komplexe Leitwerte darstellen. Alles, was vorstehend über die Darstellung von Widerständen gesagt wurde, gilt sinngemäß für die Leitwertdarstellung. Die obere Diagrammhälfte dient der Wiedergabe von Leitwerten mit positivem Imaginärteil, das heißt mit positivem Blindleitwert. Auf der unteren

Diagrammhälfte werden Leitwerte mit negativem Blindleitwert eingetragen. Aus den schon dargelegten Gründen werden auch die Leitwerte auf einen Bezugsleitwert  $G_0$  normiert. Aus dem gegebenen komplexen Leitwert  $\mathcal{Y} = G + jB$  wird dann der normierte komplexe Leitwert  $\mathcal{Y}' = G' + jB' = G/G_0 + jB/G_0$ . Hat man dem Diagramm einen normierten Leitwert  $\mathcal{Y}' = G' + jB'$  entnommen, findet man den Leitwert zu  $\mathcal{Y} = G + jB = G' G_0 + jB' G_0$ . Aus einem gegebenen Leitwert  $\mathcal{Y} = 150 - j90 \text{ mS}$  ergibt sich bei einem Bezugsleitwert  $G_0 = 100 \text{ mS}$  ein normierter Leitwert  $\mathcal{Y}' = 1,5 - j0,9$ . Entsprechend erhält man aus dem normierten Leitwert  $\mathcal{Y}' = 0,8 + j1,1$  bei einem Bezugsleitwert  $G_0 = 50 \text{ mS}$  den Leitwert  $\mathcal{Y} = 40 + j55 \text{ mS}$ . Bild 3 gibt auch Beispiele für die Eintragung von Leitwerten in dem Diagramm wieder.

### 3. Darstellung der Inversion im Kreisdiagramm

Bei der Behandlung komplexer Schaltungen ist es oft notwendig, eine Reihenschaltung von Widerständen in eine äquivalente, das heißt gleichwertige Parallelschaltung von Leitwerten umzuwandeln.

Aus

$$\mathcal{Z} = R + jX$$



wird dann

$$\mathfrak{Y} = \frac{1}{\mathfrak{Z}} = G + jB$$

mit

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

und

$$B = -\frac{X}{R^2 + X^2}$$

Nach den Ausführungen im Abschnitt 1. kann man die Inversion auf sehr einfache Weise im Diagramm durchführen: Kennzeichnet der Punkt  $\mathfrak{Z}$  im Diagramm den komplexen Widerstand der Reihenschaltung, dann verbindet man den Punkt  $\mathfrak{Z}$  mit dem Mittelpunkt  $M$  des Diagramms und verlängert die Strecke  $\mathfrak{Z}M$  um sich selbst. So erhält man den Punkt  $\mathfrak{Y}$ . Dieser Punkt kennzeichnet dann den komplexen Leitwert der äquivalenten Parallelschaltung.

Selbstverständlich läßt sich die Operation auch umgekehrt vornehmen. Vom gegebenen Leitwert  $\mathfrak{Y}$  einer Parallelschaltung kann man auf den Widerstand der äquivalenten Reihenschaltung schließen, wenn man den Punkt  $\mathfrak{Y}$ , der den komplexen Leitwert darstellt, mit dem Diagramm-Mittelpunkt verbindet und die Verbindungsstrecke um sich selbst verlängert. Der dann erhaltene Punkt  $\mathfrak{Z}$  stellt den komplexen Widerstand der äquivalenten Reihenschaltung dar.

Wichtig ist, daß man bei der Normierung der Widerstände beziehungsweise Leitwerte folgendes beachtet: Man darf jeweils nur den Bezugswiderstand  $R_0$  oder den Bezugsleitwert  $G_0$  frei

#### 4. Die Darstellung von Widerstandstransformationen im Kreisdiagramm

##### 4.1. Allgemeines

Unter Widerstandstransformation versteht man allgemein die Änderung eines gegebenen komplexen Widerstands durch Zuschaltung eines anderen Widerstandes oder mehrerer anderer Widerstände. Es läßt sich zeigen, daß man einen beliebigen komplexen Widerstand durch geeignete Zuschaltung je eines Blindwiderstands in Reihen- und in Parallelschaltung in jeden anderen Widerstand transformieren kann. Solche Transformationen können in einfacher Weise unter Zuhilfenahme des Kreisdiagramms durchgeführt werden. Die dazu notwendigen Überlegungen sollen in diesem Abschnitt dargestellt werden.

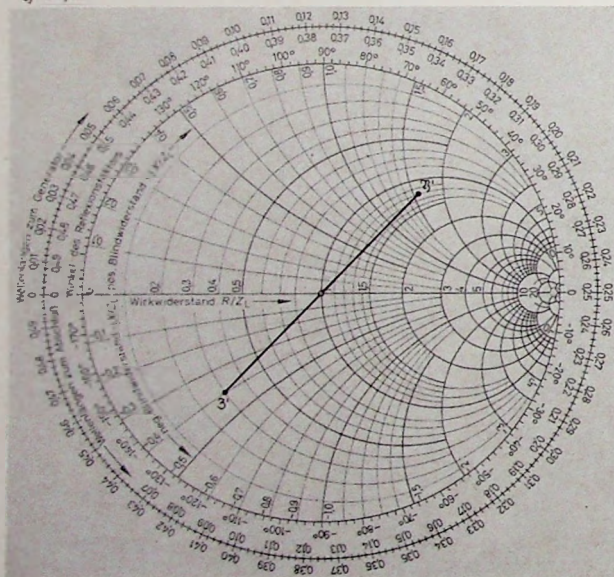
Die Erörterungen dieses Abschnittes lassen sich ohne weiteres auf die Transformation von Leitwerten übertragen, wenn man sich die duale Entsprechung der Begriffe Widerstand/Leitwert, Reihenschaltung/Parallelschaltung, Induktivität/Kapazität vergegenwärtigt. So gilt zum Beispiel eine Aussage über die Reihenschaltung induktiver Blindwiderstände sinngemäß für die Parallelschaltung kapazitiver Blindleitwerte.

##### 4.2. Die Reihenschaltung von Widerständen

Schaltet man zu einem komplexen Widerstand einen Wirkwiderstand in Reihe, führt das bei konstantem Blindanteil des komplexen Widerstandes zu einer Erhöhung der Wirkwiderstandskomponente. Der Punkt  $\mathfrak{Z}$ , der im Diagramm den komplexen Widerstand darstellt, muß dann auf einer Linie konstanten Blindwiderstands zu größeren Wirkwiderständen, das heißt nach

$\mathfrak{Z} = 30 - j40 \Omega$   
 $R_0 = 100 \Omega$   
 $G_0 = \frac{1}{R_0} = 10 \text{ mS}$   
 $\mathfrak{Z}' = 0,3 - j0,4$   
 $\mathfrak{Y}' = 1,2 + j1,6$   
 $\mathfrak{Y} = 12 + j16 \text{ mS}$

Bild 5. Durchführung der Inversion im Kreisdiagramm



wählen! Die andere Bezugsgröße ergibt sich dann notwendigerweise aus der Beziehung  $G_0 = 1/R_0$ .

Zur Erläuterung zeigt Bild 5 ein Beispiel: Die komplexe Reihenschaltung  $\mathfrak{Z} = 30 - j40 \Omega$  soll in eine äquivalente Parallelschaltung umgewandelt werden. Der Bezugswiderstand wird zu  $R_0 = 100 \Omega$  gewählt. Damit wird  $\mathfrak{Z}' = 0,3 - j0,4$ . Nach Durchführung der beschriebenen Konstruktion findet man aus dem Diagramm den normierten Leitwert zu  $\mathfrak{Y}' = G' + jB' = 1,2 + j1,6$ . Aus dem gewählten Bezugswiderstand ergibt sich der Bezugsleitwert zu  $G_0 = 1/R_0 = 10 \text{ mS}$ . Damit erhält man den äquivalenten Leitwert  $\mathfrak{Y} = 12 + j16 \text{ mS}$ .

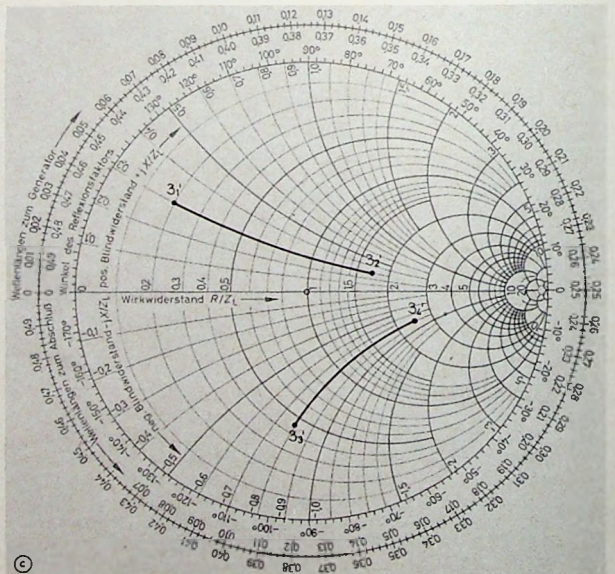
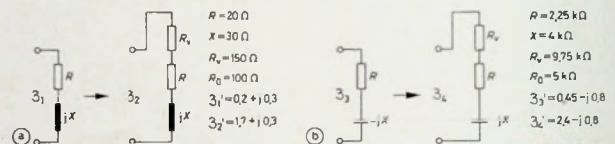


Bild 6. Transformation eines komplexen Widerstands durch Reihenschaltung eines Wirkwiderstands bei induktivem (a) und kapazitivem Scheinwiderstand (b); c) Transformationswege im Diagramm

rechts hin, wandern. Vermindert man in der Reihenschaltung eines Wirkwiderstands mit einem Blindwiderstand den Wirkwiderstand, dann bewegt sich im Diagramm der zugehörige Punkt auf einer Linie konstanten Blindwiderstands zu kleineren Wirkwiderständen, das heißt nach links hin. Das Bild 6 zeigt Beispiele hierfür. (Fortsetzung folgt)



# Elektronischer Zähler mit integrierten Schaltungen

In der Funk-Technik wurde vor einiger Zeit ein elektronischer Zähler beschrieben [1], bei dem eine vergleichsweise geringe Anzahl integrierter Schaltungen (IS) verwendet wurde, um die Kosten möglichst niedrig zu halten. In Ergänzung dazu soll nun hier eine Schaltung beschrieben werden, die nahezu vollständig mit IS bestückt und mit Ergebnisspeicher und Projektionsanzeigern ausgestattet ist.

## 1. Blockschaltung

Im Bild 1 ist die Blockschaltung des Gerätes dargestellt. Grundsätzlich unterscheidet sie sich wenig von der in [1] beschriebenen Schaltung. Als hauptsächlichster Vorteil dieses Zählers ist der Anzeigespeicher zu betrachten. Er ermöglicht, verglichen mit speicherlosen Geräten, eine größere Anzahl von Messungen in der gleichen Zeit (sampling rate), weil die Pause nach jeder Messung zum Ablesen des Ergebnisses hier entfällt. Außerdem steht das Ergebnis dauernd und flimmerfrei zur Verfügung, was einem ermüdungs- und fehlerfreien Ablesen bei Dauer-messungen entgegenkommt.

Der Vorgang dieser Zwischenspeicherung sei an Hand von Bild 1 erläutert. Alle Schalter mögen sich in der gezeichneten Stellung befinden. Der Zähler arbeitet dann als Frequenzmesser mit einer Zählzeit von 10 s. Die unbekannte Frequenz  $f_x$  gelangt über den Verstärker A an das Tor C.

100-kHz-Normalfrequenzimpulse in den Zeitdekaden L bis Q ebenfalls vom Zählerstand 000 000 aus. Genau 10 s nach Meßbeginn tritt am Ausgang der Zeitdekade Q ein L-O-Spannungssprung auf, der über den Zeitschalter in die Steuerung gelangt und dort den Torimpuls beendet. Damit wird das Tor für  $f_x$  gesperrt. Die Zähldekaden enthalten also jetzt die Zahl der  $f_x$ -Impulse während der Meßdauer von 10 s. Dieses Meßergebnis wird in binärer Form (4 Leitungen je Dekade) in die Speicher gegeben. Dazu werden die Tore in den Speichern durch einen Kommandoimpuls „Speichern“ aus der Steuerung kurzzeitig geöffnet. Die Speicher-Flip-Flop nehmen daher eine Lage ein, die denen der Zähldekaden im Augenblick des Speicherimpulses entsprechen.

Der positive Speicherimpuls geht wieder auf Null und trennt damit die Speicher von den Zähldekaden, das heißt, der Speicherinhalt wird nun nicht mehr von der Stellung der Zähldekaden beeinflusst.

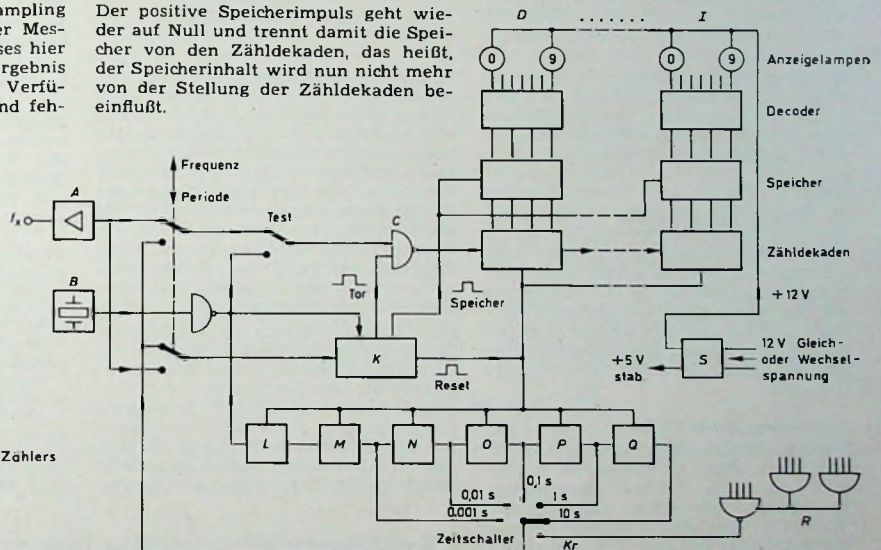
zwei Messungen), wie das beim speicherlosen Gerät geschah, weil dort dieselben Flip-Flop zum Zählen und Anzeigen verwendet werden.

Am Zeitschalter fällt hier eine Stellung „Kr“ auf. Sie dient zur Einstellung einer festverdrahteten, nichtdekadischen, sogenannten „krummen“ Zählzeit für Sonderzwecke, wie in [1] beschrieben. Auf die Funktion wird im einzelnen bei der Beschreibung der Baugruppen eingegangen werden, die in ihrer alphabetischen Folge mit den Bezeichnungen des Blockschaltbildes übereinstimmt.

## 2. Eingangsverstärker A

Es wurde die gleiche Schaltung wie in [1] verwendet. Der Vollständigkeit hal-

Bild 1 (rechts). Blockschaltung des Zählers



Durch einen Reset-(Rücksetz-)Impuls aus der Steuerung K werden zu Beginn einer Messung alle Zähl- und Zeitdekaden auf die Ausgangsstellung 0 gesetzt. Der Resetimpuls löst den positivgehenden Torimpuls aus. Dadurch gelangen die Zählimpulse der Frequenz  $f_x$  in den Zähler und werden vom Zählerstand 000 000 (6stellig) aus summiert. Gleichzeitig beginnt die Zählung der

Während der Speicherinhalt (und damit das Meßergebnis) von den Decodern von Binär- in Dezimalziffern umgesetzt und angezeigt wird, läuft in die Zähldekaden schon wieder das nächste Zählergebnis ein. Es geht hier also durch eine Pause zum Ablesen des Ergebnisses keine Zeit zum Messen verloren (bis auf die sehr kurze Zeitdauer von Speicher- und Resetimpuls zwischen

ber ist sie im Bild 2 noch einmal dargestellt. Soll der Zähler universell einsetzbar sein, dann empfiehlt sich das Vorsetzen eines (frequenzkompensierten!) Spannungsteilers und der Einsatz eines Triggers mit veränderbarer Schaltschwelle. Diese Maßnahme kann sich als notwendig erweisen, wenn einem großen Nutzsignal Störspannungen überlagert sind, auf die der Zähler natürlich nicht ansprechen soll. Man bleibt allerdings flexibler, wenn diese Anpassung entsprechend der jeweiligen Meßaufgabe durch äußere Beschaltung vorgenommen wird. Im Laufe der Zeit wird man sich ohnehin verschiedene Meßwertaufnehmer (magnetische Impulsgeber, Lichtschranken, Vorsatzverstärker mit extrem hochohmigem Eingang, Spannungs-Frequenz-Umsetzer [2] usw.) anfertigen, die dann gleich optimal an den Zählereingang angepaßt werden können.

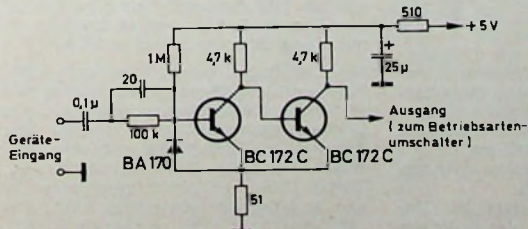


Bild 2. Schaltung des Eingangsverstärkers



### 3. Oszillator B

Bild 3 zeigt die Schaltung des Quarz-  
oszillators mit elektronisch beheiztem  
Thermostaten. Alle Teile sind wärme-  
isolierend gemeinsam in Styropor ver-  
packt in einem Kunststoffkästchen un-  
tergebracht. Der Transistor T4, der die  
Heizung besorgt, der Quarz und der  
NTC-Widerstand („K 25“, 6 kOhm, von  
Siemens) als Wärmefühler sind gut  
wärmeleitend auf einem gemeinsamen,  
3 mm dicken Kupferblech montiert. Mit  
R1 (etwa 6,8 kOhm) wird die Tempera-  
tur des Thermostaten auf rund 45 °C

durch das Verstärker-Gatter) der Reset-  
impuls positiv zu sein hat beziehungs-  
weise der Reseteingang der Dekade  
beim Zählen auf O-Pegel gehalten wer-  
den muß.

Der Speicher ist aus vier Flip-Flop ge-  
mäß Bild 16 in [3] aufgebaut. Aus der  
Dekade stehen nur die Informationen  
A, B, C und D zur Verfügung, die in-  
versen Signale A, B, C und D sind da-  
gegen nicht herausgeführt. Da für jedes  
Speicherelement aber auch die inver-  
tierten Größen zur Ansteuerung erfor-  
derlich sind, werden sie durch vier In-

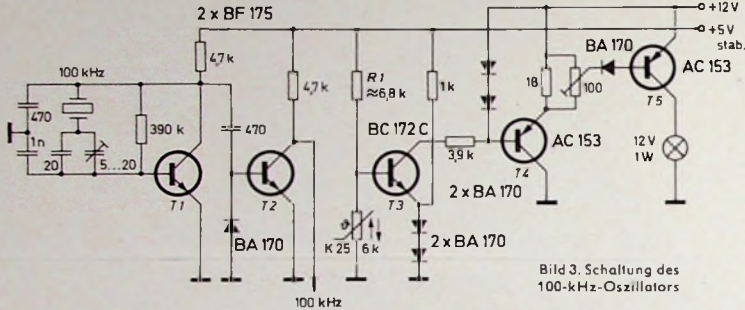


Bild 3. Schaltung des  
100-kHz-Oszillators

festgelegt. Der Transistor T5 dient ledi-  
gich der Anzeige „Heizung an“ und  
speist ein Lämpchen, das im Projek-  
tionsanzeiger dieses Zählers ohnehin  
für Zusatzsignale vorhanden ist.

### 4. Tor C

Es handelt sich hier um ein normales  
NAND-Gatter, das Teil der Steuerung  
ist. Bei dem Zähler nach [1] war kein  
getrenntes Tor erforderlich, weil eine  
Torschaltung mit den J- und K-Eingän-  
gen des ersten Flip-Flop der Zähldeka-  
den realisiert werden konnte. Das ist  
bei den hier verwendeten IS nicht mög-  
lich, weil diese Eingänge nicht zugäng-  
lich sind.

### 5. Zähldekaden D bis I

Die sechs Zähldekaden sind untereinan-  
der gleich. Jede ist aufgebaut aus je  
drei IS von Texas Instruments (SN 7490 N für die Zähldekade,  
SN 7475 N für den Speicher sowie  
SN 74145 N für den Decoder) und einem  
Glühlampen-Projektionsanzeiger.

Die Innenschaltung der Zähldekade ent-  
spricht Bild 4 in [1]. Sie zählt also im  
8-4-2-1-Code. Als garantierter Kleinst-  
wert der noch zu verarbeitenden höch-  
sten Zählfrequenz werden 10 MHz vom  
Hersteller angegeben, als typischer  
Wert 18 MHz. Wenn man sich aus den  
vorhandenen zwölf Dekaden (sechs für  
den Zähler, sechs für den Zeitteiler) die  
„schnellste“ für den Einsatz in der er-  
sten Zähldekade aussucht, kann man  
mit diesem Gerät bei entsprechender  
Auslegung des Eingangsverstärkers  
also durchaus Zählfrequenzen bis  
20 MHz erreichen. Dieser Wert rech-  
tfertigt die 6stellige Anzeige und den  
Einsatz eines Quarz-Thermostaten.

Besonders vorteilhaft ist, daß in jeder  
dieser Dekaden ein Verstärker-Gatter  
für den Resetimpuls vorhanden ist, so  
daß lediglich eine einzige TTL-Lastein-  
heit zum Rücksetzen für jede Dekade  
erforderlich ist. Es ist dabei zu beach-  
ten, daß hier (wegen der Invertierung

verter in der IS selbst gebildet. Am  
Ausgang steht das gespeicherte Signal  
in Form der Größen A, B, C und D  
einschließlich der zugehörigen Inver-  
sionen zur Verfügung. Für den „Clock-  
Puls“- („Kommando „Speichern“) Eingang  
hätte man sich auch hier einen einge-  
bauten Verstärker gewünscht. Der fehlt  
aber leider. Man hat damit für die  
Speicher einer Zähldekade acht TTL-  
Einheiten für die Kommando-Ansteuer-  
ung aufzubringen, für alle sechs De-  
kaden also 48 Einheiten!

Dem Decoder werden die Binärsignale  
des Speichers zugeführt. Für die jeweils  
invertierten Werte stehen keine An-  
schlußstifte zur Verfügung (vier Ein-  
gangsleitungen „A, B, C, D“, zehn Aus-  
gangsleitungen „0...9“ und zwei Stifte  
für die Versorgungsspannung von 5V,  
also 16 Anschlüsse); sie werden daher  
intern in der IS gebildet. Die Decodie-

rung erfolgt durch zehn intern ver-  
drahtete Gatter entsprechend dem ver-  
wendeten 8-4-2-1-Code. Die Ausgänge  
dieser Gatter können mit 15V und  
80 mA belastet werden, was sie zum Be-  
treiben von Glühlampen geeignet  
macht. Die kurzzeitige Stromüberla-  
stung durch das Einschalten einer kal-  
ten (und daher niederohmigen) Glüh-  
lampe schadet den Endtransistoren  
nicht.

Die zehn Ausgangsleitungen der Deco-  
der sind direkt mit den an +12V lie-  
genden Lampen des Projektionsanzei-  
gers verbunden. Verwendet wurde der  
„Datenmelder“ von Siemens (Bestellbe-  
zeichnung „Datenmelder, 6stellig, Deck-  
platte 38 x 126 mm, 12V, V 25161-K 22-  
K1“). Er ist erhältlich in 2- bis 8stelli-  
ger Ausführung und übertrifft an Hel-  
ligkeit und Klarheit der Anzeige jede  
Glimmziffernröhre erheblich, allerdings  
auch im Preis. Von besonderem Vorteil  
ist bei den Projektionsanzeigern, daß die  
Ziffern alle in einer Ebene (der vorge-  
setzten Mattglasscheibe) erscheinen und  
daher eine Ablesung auch unter großen  
Betrachtungswinkeln gegenüber der  
Senkrechten gestalten. Bei den üblichen  
Glimmziffernröhren wird dieser Ab-  
lesewinkel dadurch erheblich einge-  
schränkt, daß die einzelnen Ziffernsym-  
bole hintereinander innerhalb der Röh-  
re angeordnet sind, die Ziffernanzeige  
also nicht auf der Röhrenoberfläche er-  
scheint. Als weiterer Vorteil ist zu  
werten, daß die Glühlampen im Gegen-  
satz zu den Glimmziffernröhren mit  
Niederspannung betrieben werden kön-  
nen, was den Batteriebetrieb erheblich  
vereinfacht.

(Fortsetzung folgt)

### Schrifttum

- [1] Wilhelm, K.: Elektronischer Zähler. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 20, S. 802, 804, 806 u. 808, Nr. 21, S. 839-842, Nr. 22, S. 881-883, u. Bd. 25 (1970) Nr. 4, S. 130
- [2] Wilhelm, K.: Spannungs-Frequenz-Umsetzer als Voltmeterzusatz für Frequenzzähler. Funk-Techn. Bd. 25 (1970) Nr. 3, S. 97-98, u. Nr. 4, S. 131-135
- [3] Wilhelm, K.: Logische Schaltungen. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 577-579, Nr. 16, S. 615-616, 618, Nr. 17, S. 667, 670, u. Nr. 18, S. 723-725

## Prüfgerät für digitale integrierte Schaltungen

Zur einfachen und schnellen Prüfung  
digitaler integrierter Schaltungen ent-  
wickelte Rohde & Schwarz das Prüf-  
gerät „Semitest III“, mit dem sich die  
Funktionen integrierter Logikschaltun-  
gen in Bipolar- und MOS-Technik prü-  
fen lassen. Außerdem können Logik-  
schaltungen mit speichernden Eigen-  
schaften kontrolliert werden. Für jede  
Bauform stehen Adapter mit maximal  
16 Anschlüssen zur Verfügung. Mit  
einem Zusatzkabel läßt sich auch die  
Überprüfung von bereits auf Platten  
montierten IS durchführen.

Die Prüfspannung wird von eingebau-  
ten Batterien oder (bei höheren Span-  
nungen) von einer externen Spannungs-  
quelle geliefert. Zusätzlich zu der in  
fünf Bereichen einstellbaren Spannung  
U<sub>1</sub> steht eine zweite Spannung U<sub>2</sub> zur  
Verfügung, die sich stufenlos zwischen  
Null und U<sub>1</sub> einstellen läßt.  
Den Prüf-Taktimpuls liefert ein Impuls-  
generator. Die Höhe des L-Pegels

ist mit einem Spannungsteiler zwischen  
Null und U<sub>2</sub> einstellbar; der O-Pegel  
läßt sich bei Belastung durch Änderung  
des Innenwiderstandes des Generators  
(maximal 1 kOhm) ebenfalls mit einem  
Potentiometer variieren.

An zwei Buchsen können externe Prüf-  
impulse zugeführt oder die vom „Semi-  
test III“ erzeugten jitterfreien Einzel-  
impulse mit 100 ns Anstiegszeit für  
Kontroll- und Steuerzwecke abgegriffen  
werden. Die Flankenrichtung (entweder  
von L nach O oder von O nach L) ist  
mit einem Schiebeselector wählbar.

Das L-O-Signal gelangt über den Meß-  
stellenwahlschalter an einen der 16 An-  
schlüsse der integrierten Schaltung. Ein  
zweiter Stufenschalter verbindet den  
Ausgang des Meßobjekts mit dem An-  
zeigeelement. Nach Drücken der  
Tasten „Ein“ und „Test“ wird jedesmal  
ein Logiksignal abgegeben und das  
Prüfergebnis am Instrument angezeigt.



# Sinus-Rechteck-Generator

## Technische Daten

**Sinus-Rechteck-Generator**  
 Ausgänge: Sinus, Rechteck  
 Gesamtfrequenzbereich:  
 10 Hz ... 100 kHz  
 4 Frequenzbereiche:  
 10 Hz ... 100 Hz, 100 Hz ... 1000 Hz,  
 1 kHz ... 10 kHz, 10 kHz ... 100 kHz  
 Schaltungsart:  
 RC-Generator (Wien-Brücke),  
 Schmitt-Trigger  
 Ausgangsspannung:  
 Sinus: 6 V<sub>eff</sub>, 600 mV<sub>eff</sub>, 60 mV<sub>eff</sub>,  
 regelbar;  
 Rechteck: 10 V<sub>eff</sub>, 1 V<sub>eff</sub>, 100 mV<sub>eff</sub>,  
 regelbar  
 Betriebsspannung: 25 V<sub>-</sub>  
 Stromaufnahme: 6 mA  
 Bestückung der Generatoren:  
 2 x BCY 58, 2 x BSX 58, 2 x BSX 48  
 Netzteil  
 Eingangsspannung: 220 V<sub>-</sub>  
 Ausgangsspannung: 25 V<sub>-</sub>, stabilisiert  
 Ausgangsstrom: max. 35 mA  
 Brummspannung: 10 mV<sub>eff</sub>  
 Bestückung des Netzteiles:  
 AC 176, BZY 85/C 24 V 5

In modernen Werkstätten sollte für den Service von NF-Teilen ein Sinus-Rechteck-Generator vorhanden sein. Früher genügte oft die Überprüfung von NF-Verstärkern mit dem Sinus-Generator.

Für die Hi-Fi-Technik sind dagegen Rechtecksignale notwendig, denn ihr großer Gehalt an harmonischen Schwingungen (Oberwellen) läßt eine schnelle und genaue Untersuchung der Übertragungseigenschaften nach Phase und Amplitude zu. Die beschriebene Schaltung eines kombinierten Sinus-Rechteck-Generators ist relativ einfach.

## Hinweise zur Schaltung

Der Sinus-Rechteck-Generator ist nach Bild 1 mit Silizium-NPN-Transistoren bestückt. Das komplette Gerät besteht aus einer Wien-Brücke mit nachfolgendem Verstärker als NF-Generator, einem Ausgangsspannungsteiler – umschaltbar in drei Bereichen – sowie einem Schmitt-Trigger und einer Impedanzwandlerstufe.

An dem Emitterschluß des Endstufen-Transistors T3 wird das vom NF-Generator erzeugte NF-Signal abgegriffen und zum Verstärkereingang rückgekoppelt. Die Wien-Brücke ist im Prinzip ein zusammengeschalteter Hoch- und Tiefpaß (Vierpol). Am Ausgang eines solchen Hoch-Tief-Passes ergibt sich nur für die mittlere Frequenz die gleiche Phasenlage wie am Eingang. Infolge der zweimaligen Phasendrehung um 180° in den Verstärkerstufen kann der Oszillator nur mit der gleichen Frequenz schwingen, bei der die Eingangsspannung deckungsgleich mit der Phase der Ausgangsspannung ist. Diese Bedingung ist nur für die Frequenz erfüllt, bei der die Blindwiderstände der beiden kapazitiven Brückenarme gleich groß sind.

Der Frequenzbereich wird durch die Kondensatoren C1, C2, C3, C4 und C5, C6, C7, C8 grob in vier Bereiche unterteilt. Die Feineinstellung ist mit dem Tandempotentiometer P1a, P1b (10 kOhm) möglich. Damit die Amplitude der rückgekoppelten Spannung stabilisiert wird, liegt vom Emittor des Transistors T1 ein Kaltleiter (12 V/0,03-A-Lämpchen) – es handelt sich um einen aussteuerungsabhängigen Widerstand – gegen Masse.

Mit Trimmer R4 (100 kOhm) wird der Gegenkopplungsgrad und damit die maximale Amplitude der Ausgangsspannung eingestellt. Kondensator C9 im Emittor-Aggregat des Transistors T2 verringert den Gegenkopplungsgrad bei hohen Frequenzen.

Über Kopplungskondensator C12 (5000 µF) gelangt nun das Sinus-Signal zur Taste S5. Mit der Drucktaste S5 kann auf Sinus oder Rechteck umgeschaltet werden. Über S5 gelangen auch die Ausgangsspannungen zu den mit S6, S7, S8 umschaltbaren Spannungsteilern.

Der Rechteck-Generator besteht aus dem Sinus-Generator mit nachgeschaltetem Schmitt-Trigger und einer Impedanzwandlerstufe. Schmitt-Trigger haben zwei stabile Schaltstellungen. Es hängt nur von der Eingangsspannung ab, in welche Stellung der Schmitt-Trigger kippt. Überschreitet die Eingangsspannung periodisch einen Schwellenwert, der in den meisten Fällen durch einen Widerstand eingestellt werden kann, dann kippt der Schmitt-Trigger im gleichen Takt mit der zu- und

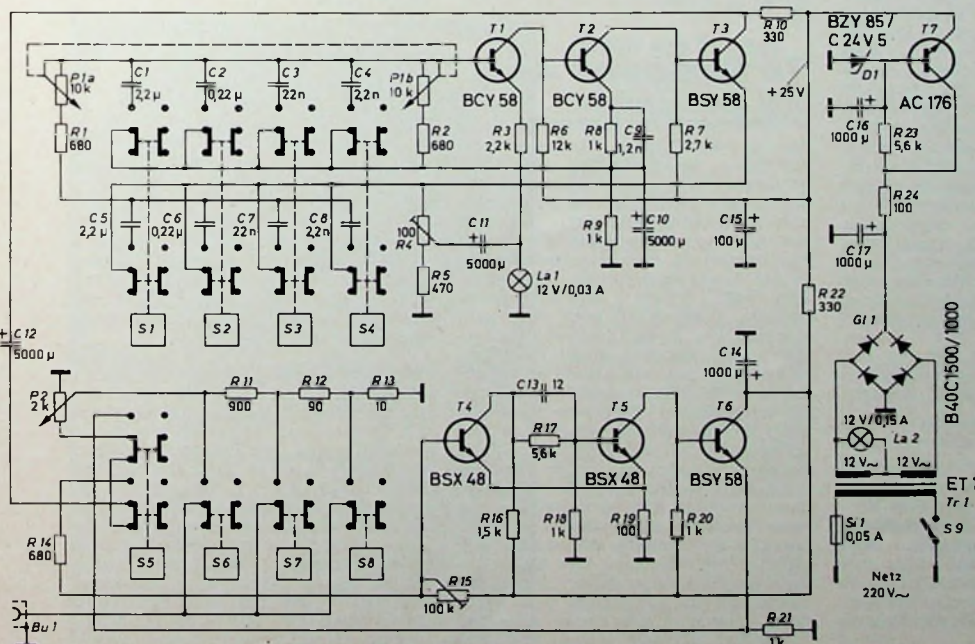


Bild 1. Schaltung des kombinierten Sinus-Rechteck-Generators

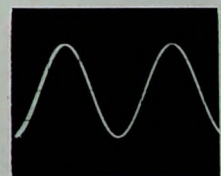


Bild 2. Sinusschwingung des Generators

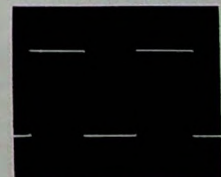


Bild 3. Rechteckschwingung des Generators



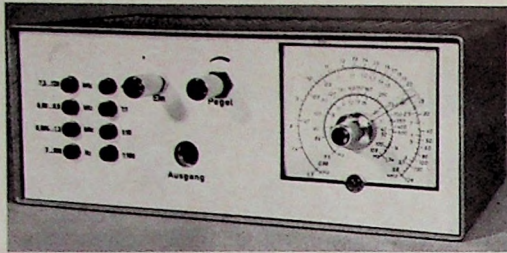


Bild 4. Außenansicht des betriebstauglichen Sinus-Rechteck-Generators

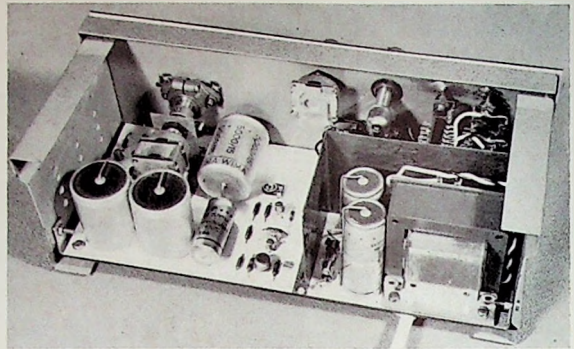


Bild 5. Blick auf das Chassis von rückwärts

abnehmenden Spannung von einem Schaltzustand in den anderen. Das Zurückkippen in den alten Schaltzustand erfolgt jedoch nicht bei dem gleichen Schwellenwert wie im vorausgegangenen Kippvorgang, sondern erst nach Erreichen eines bestimmten Schwellenwertes in umgekehrter Richtung (Ausgangsschwelle). Schmitt-Trigger werden vor allem verwendet, um eine höhere Flankensteilheit zu erreichen. Es kommt dabei nicht auf die Flankensteilheit der Eingangsspannung an. Meistens wird der Schmitt-Trigger aber zum Erzeugen von Rechtecksignalen aus Sinusspannungen verwendet, wie es auch in dieser Schaltung der Fall ist.

Die Sinusspannung gelangt über die Taste S5 zum ersten Transistor T4 des Schmitt-Triggers (T4, T5). C13 versteilert bei hohen Frequenzen die Anstiegsflanken. Die Impedanzwandlerstufe mit Transistor T6 soll mögliche Verzerrungen bei Belastung verhindern. Das Rechtecksignal wird am Emitter des Transistors T6 phasengleich abgenommen und über S5 dem Ausgangsspannungspotentiometer P2 zugeführt. Von hier nimmt es wieder den gleichen Weg wie die Sinusspannung und gelangt über die Ausgangsspannungsteiler zur Buchse Bu1.

Als Netztransformator eignet sich der Typ „ET1“ (Engel). Der Gleichrichter G11 wird sekundärseitig an die beiden 12-V-Wicklungen des Netztransformators Tr1 angeschlossen, die in Serie geschaltet sind. Die Gleichspannung wird durch Kondensator C17 (1000 µF) geglättet. Widerstand R24 begrenzt den maximalen Kollektorstrom des als Konstantspannungsquelle dienenden Längstransistors T7 und schützt ihn vor Überlastung durch ausgangsseitigen Kurzschluß. Die Referenzspannung wird mit Hilfe der Z-Diode D1 erreicht, die ihren mit C16 gesieberten Strom über R23 erhält. Beim Mustergerät ist die Ausgangsspannung des Netzteiles etwa 25 V. Je nach der Toleranz der verwendeten Z-Diode kann die Ausgangsspannung im Bereich 22,8...25,6 V liegen. Die Kondensatoren C15 (100 µF) und C14 (1000 µF) dienen der Entkopplung von Sinus-Generator und Schmitt-Trigger.

#### Tips für den Abgleich

Zum Einstellen des Arbeitspunktes legt man den Schalter Bu1 an einen Oszilloskop. Zunächst wird mit dem Einstellregler R4 die Sinusspannung (Bild 2) auf Maximum abgeglichen, und zwar so, daß die Amplitude über den ganzen Frequenzbereich ungefähr gleich bleibt. Dann trimmt man mit dem Einstellregler R15 das Rechtecksignal (Bild 3) auf Symmetrie.

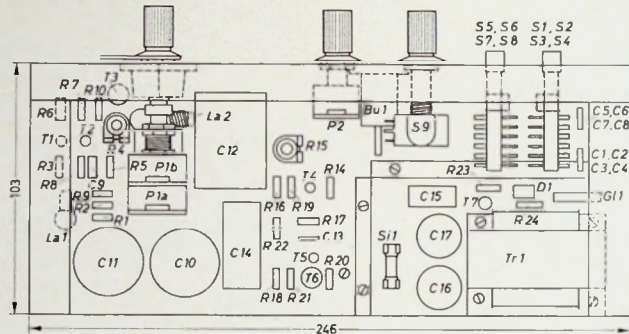


Bild 6. Einzelteilanordnung auf der Montageplatte und auf der Frontplatte

Zum Abgleich eines Meßgerätes gehört auch die Anfertigung einer Skala. Für den Fall, daß ein Zweistrahl-Oszilloskop oder ein Zweistrahl-Adapter vorhanden ist, kann die Skala mit Hilfe eines geeichten Sinus-Generators erstellt werden. Andernfalls besteht die Möglichkeit, die Skala mit Lissajouschen Figuren eines Einstrahlozilloskops zu eichen.

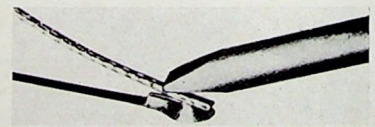
#### Aufbauvarianten

Je nach dem Verwendungszweck, kann man den Sinus-Rechteck-Generator in Experimentierbauweise aufbauen oder für den stationären Werkstattbetrieb in einem Leistner-Metallgehäuse „77a“ verwenden (Bild 4). Einzelheiten des konstruktiven Aufbaues zeigen die Bilder 5 und 6.

## Für Werkstatt und Labor

### Entlötfverfahren mit Löt-sauglitze

Die gebräuchlichsten Methoden zum Entfernen des Lotes bei gedruckten Schaltungen zu Reparaturzwecken sind das Absaugen des erhitzten Lotes durch eine Saugvorrichtung oder das heftige Schlagen der Leiterplatte gegen eine feste Unterlage. Eine sehr einfache und in der Anwendung billige Neuentwicklung (E. Spig, Zürich-Fluntern/Schweiz, Postfach 131) geht einen ganz anderen Weg. Beim Löten wird das geschmolzene Weichlot durch die Oberflächenspannung und Kapillarwirkung auf dem Werkstück verteilt und dringt in die feinsten Zwischenräume ein. Wird nun das wiedererwärmte und zu entfernende Lot mit einem Gebilde in Verbindung gebracht, dessen Kapillarkwirkung die der Lötstelle übertrifft, dann wandert das geschmolzene Lot ohne weitere Manipulation in das „saugfähige“ Gebilde. Ein solches Gebilde ist die aus ultrafeinen Cu-Drähtchen gewebte Löt-sauglitze „Dri-Wick“, deren einzelne Drähtchen bereits vor dem Verweben mit einem speziellen Flußmittel überzogen sind. Die Lot-



sauglitze wird mit dem heißen LötKolben auf den zu entlötenden Teil aufgedrückt, und sämtliches schmelzendes Lot wird von der Löt-sauglitze begierig aufgenommen.

### Leitenden Klebemittel

Einen Kleber mit der Leitfähigkeit von Kupfer bietet jetzt die amerikanische Starnetics Comp., North Hollywood/Cal., 10639 Riverside, an. Dieser an der Luft trocknende Kleber „Fritz-Copper“ besteht aus Kupfer und Epoxiharz und ergibt eine Zugfestigkeit von 5000 bis 6000 psi (etwa 35...42 kg/cm²). Anwendungsbeispiele: Verbindung von aktiven Bauelementen mit metallischen Aluminiumsubstraten, Herstellung von leitenden Basen, Reparatur von gedruckten Schaltungen auf keramischen Unterlagen oder Kunststoffunterlagen.



### Aus dem Jahresbericht des FTZ

Um den übertragenen Aufgaben gerecht zu werden, muß das Fernmeldetechnische Zentralamt (FTZ) Darmstadt für entsprechende Labor- und Arbeitsräume für die Forschung, Entwicklung und Planung sorgen. Nachdem im Juli 1969 das neue Präsidial- und Verwaltungsgebäude mit einer Nutzfläche von 4500 m<sup>2</sup> und einem Baukostenaufwand von 5,6 Mill. DM bezogen wurde, konnte im September 1969 der Grundstein für das neue Forschungsinstitut mit einem Aufwand von 34 Mill. DM gelegt werden. Ein Teil dieses Bauvorhabens – die zentralen Werkstätten – mit einem Baukostenaufwand von 5,5 Mill. DM und einer Nutzfläche von 3320 m<sup>2</sup> werden voraussichtlich im Frühjahr 1971 bezogen werden können.

Für exakte Messungen beim Einsatz moderner Antennen wurde ein Antennenmeßgebäude für das Forschungsinstitut mit einem Baukostenaufwand von 3 Mill. DM errichtet. Es wird im April 1970 zur Verfügung stehen.

Mit einem Baukostenaufwand von 1,1 Mill. DM wird für das Forschungsinstitut zur Funkwettervorhersage in der Außenstelle Leeheim ein neues Gebäude errichtet. Mit dessen Fertigstellung wird am 1. August 1970 zu rechnen sein. Über einige abgeschlossene und begonnene Entwicklungsarbeiten ist kurz zu sagen:

Die Entwicklung der automatischen Prüfeinrichtungen für die Vermittlungstechnik ist abgeschlossen. Durch die Prüfeinrichtungen werden die vermittlungstechnischen Schaltglieder regelmäßig überwacht und geprüft. Gleichzeitig

sind die automatischen Meßeinrichtungen für die nationalen und internationalen Fernmeldeleitungen weiterentwickelt und nun voll eingesetzt worden. Die Typisierung und Normung der Gebäude für die Ortsvermittlungsstellen sind abgeschlossen. Dadurch wird gewährleistet, daß in sehr kurzer Zeit Gebäude für Ortsvermittlungsstellen bereitstehen.

Neue längswasserdichte und kunststoffisolierte Verzweigungskabel sind entwickelt worden und werden im Jahre 1970 in Versuchsstrecken ausgelegt.

Der Ausbau der zweiten Antennenanlage in der Erdefunkstelle Raisting mit einer Großantenne von einem Durchmesser von 28,5 m ist beendet. Die Anlage konnte am 15. Oktober 1969 in Betrieb genommen werden.

Die Entwicklungsarbeiten für den automatischen Verbindungsaufbau für Teilnehmer des Öffentlichen beweglichen Landfunkdienstes ist im wesentlichen abgeschlossen. Die Betriebsversuche werden 1970 beginnen, so daß mit einem Einsatz im Jahre 1971/72 zu rechnen ist. Neue Entwicklungsvorhaben wurden in diesem Jahr in Angriff genommen, zum Beispiel die Entwicklung eines neuen quasiolektronischen Orts- und Fernsprechwählsystems. Das neue System verspricht eine größere Leistungsfähigkeit, einen geringeren Unterhaltungsaufwand und einen kleineren Raumbedarf.

Desgleichen wurde die Entwicklung eines neuen elektronischen Fernschreib- und Datenwählsystems eingeleitet. Die Entwicklung neuer Pulsmodula-

tionstechniken ist in vollem Gange, und die Betriebsversuche werden zur Zeit ausgewertet.

Die Forschungsvorhaben des Forschungsinstituts für die automatische Zeichenerkennung und zur Sprachanalyse nehmen auch weiterhin einen wichtigen Platz ein.

Für das Fernsehen wird zur Zeit ein digitales Übertragungsverfahren entwickelt, das für die zukünftige Ausstrahlung weiterer Fernsehsendungen von Bedeutung sein wird. Versuche für das 12-GHz-System in Berlin werden durch den Aufbau von Sendern im Bereich der Stadt Berlin maßgeblich erweitert.

Die Forschungstätigkeit auf dem Gebiet der Hohlleitertechnik ist so weit fortge-

### 10millionste Bildröhre lief bei AEG-Telefunken vom Band

Die zehnmillionste Schwarz-Weiß-Bildröhre lief am 27. Januar 1970 im Bildröhrenwerk Ulm von AEG-Telefunken vom Band. Es war eine A 61-120 W, wie sie in Fernsehempfängern mit einer Bildschirmdiagonale von 61 cm verwendet wird.

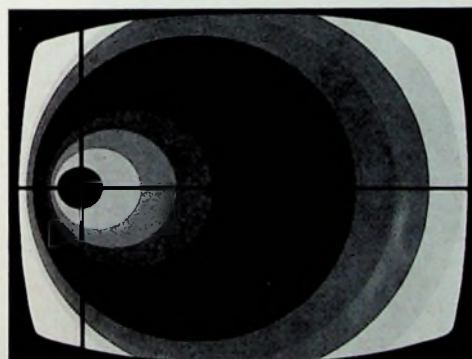
Vor 18 Jahren, also im Jahre 1952, begann Telefunken in Ulm die Bildröhrenfertigung mit der MW 36-24. Vergleicht man ihre technischen Daten mit denen der neuesten Bildröhren, erkennt man den gewaltigen Fortschritt, den die technische Entwicklung in dieser Zeit machte: Die Schirmfläche wurde von 600 cm<sup>2</sup> auf 1900 cm<sup>2</sup> vergrößert, der Ablenkwinkel wuchs von 70° auf 110°, und die Fokussierung ist elektrostatisch gegenüber magnetischen Systemen der Anfangszeit. Die ersten Frontscheiben waren stark gewölbt und in den Ecken verrundet, während heute ein betont eckiges Format bei nur noch schwacher Krümmung möglich ist. Durch Heraufsetzen der Anodenspannung von 12000 V auf 20000 V konnte die Bildhelligkeit beachtlich gesteigert werden. Die moderne Konstruktion der A 61-120 W hat es auch ermöglicht, auf die bei den früheren Bildröhren unerläßliche Implosionsschutz-Vorsatzscheibe zu verzichten.

Infolge ihrer technischen Eigenschaften, nicht zuletzt auch wegen ihrer gefälligen Form, hat sich der Typ A 61-120 W seit dem Start Ende 1968 für die größeren Fernsehgeräte in breiter Front durchgesetzt. Die Röhre dominiert heute in der Produktion.

schritten, daß in etwa fünf Jahren mit dem Einsatz einer ersten Betriebsfunkstrecke zu rechnen ist.

Neue Laser-Übertragungsversuche auf Kurzstrecken geben Aufschluß über die Übertragungsqualitäten und die Dämpfungseinflüsse durch die Atmosphäre.

Durch neue Computeranlagen im FTZ wird eine Reihe von Betriebsverfahren und Betriebsmethoden automatisiert, die eine zentrale Lenkung des Betriebsdienstes der Deutschen Bundespost zulassen.



## Deutsche Funkausstellung 1970 Düsseldorf

21. bis 30. August

### Plakat und Symbol für die Deutsche Funkausstellung 1970



Unter 36 Arbeiten aus der ganzen Bundesrepublik hat eine Kommission des Ausschusses der Deutschen Funkausstellung 1970 ausgewählt, die vom 21. bis 30. August 1970 in Düsseldorf stattfindet. Das Plakat, das gleichzeitig auf die HiFi 70 hinweist, wurde von der Arbeitsgemeinschaft Wärlen-Lichtenford gestaltet. Auch 1970 in Düsseldorf wird das Farbfernsehen wiederum im Vordergrund stehen. Das vereinfachte, auf Drucksachen und dergleichen zu verwendende Symbol benutzt ebenfalls das Plakatomotiv (exzentrisch gelagerte Kreise auf einem Bildschirm), jedoch in einfacher Darstellung und mit der kurzen Inschrift FUNK '70.



# ***Der Mann mit dem Traumkoffer.***





# Sie.

Unser Mann sind Sie, unser Partner im Fach-



handel. Unser Traum-

koffer ist der neue

„TOURING international“

Neu, weil wir in diesen

Koffer noch mehr rein-

gepackt haben. Traumkoffer, weil er traum-

haft viel bietet: 8 Wellenbereiche, 2 Konzert-

lautsprecher. Fest eingebautes Netzteil



für 4 Watt Ausgangs-

leistung — mehr als bei

manchem Heimgerät.

Alle Anschlüsse, die man

braucht. Das ist der

neue „TOURING international“. Ein Koffer

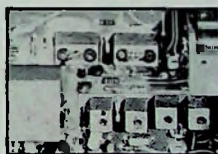
voller Kunden. Ein Traumkoffer. Wenn Sie

ihn auspacken, haben

Sie ein Traumgeschäft.

(Mancher andere kann

dann sicher einpacken.)





## Spannungsregler in Dickschichttechnik

Wirtschaftlichkeit der Fabrikation, leichter Abgleich der Schaltungselemente und höhere Belastbarkeit gehören zu den Gründen, die dazu geführt haben, daß bei der Herstellung von Spannungsreglern jetzt auch Dickschichten an Stelle von integrierten Schaltungen oder in Dünnschichttechnik hergestellten Schaltungen verwendet werden.

Die von der britischen Firma J. Lucas (Electrical) Ltd., Birmingham, produzierte Reglereinheit „8TR“ wird in drei verschiedene Drehstrom-Lichtmaschinen mit Nennstromstärken von 28 bis 35 A eingebaut. Diese Drehstrom-Lichtmaschinen sind die ersten in Europa, zu deren Merkmalen die Dickschichttech-

stufen Hochleistungsverstärker mit einer Referenzdiode Z1, die mit dem Eingangsspannungsteiler verbunden ist. Eine Dämpfungsdiode D1 schützt den Ausgangstransistor T3 vor Spannungsspitzen. Die Gesamtverstärkung wird bestimmt durch die Gegenkopplung vom Emitter des Ausgangstransistors T3 über R6 zur Basis von T1. Die fertig bestückte Leiterplatte ist im Bild 2 wiedergegeben.

Die Herstellung der Reglereinheiten erfolgt nach dem Fließbandprinzip, wobei die Montage und Prüfung der Dickschichtelemente völlig in das Fließband einbezogen sind. Die Keramiksubstrate mit aufgedruckten und eingebrannten Leitern und Widerständen werden von

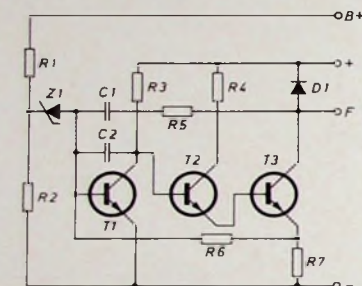


Bild 1. Prinzipschaltung des Spannungsreglers „8TR“ der Lucas Ltd. für Drehstrom-Lichtmaschinen

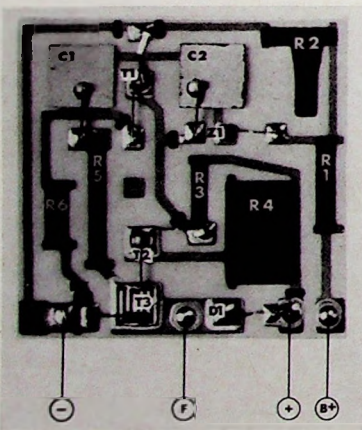


Bild 2. Fertig bestückte Dickschichtplatte des Reglers

nik gehört; man findet sie bereits in einer Anzahl Autos der mittleren und höheren Preisklasse.

Zu den weiteren Vorteilen, die die Dickschichttechnik bietet, gehören unter anderem niedrige Bearbeitungskosten und sehr kurze Herstellungszeit sowie die Möglichkeit, in einfacher Art Varianten für geringfügig abweichende Verwendung herzustellen und fehlerhafte Einheiten leicht zu reparieren. Dadurch läßt sich ein hoher Produktionsausstoß erreichen.

Die Schaltung der Reglereinheit (Bild 1) umfaßt einen transistorbestückten drei-

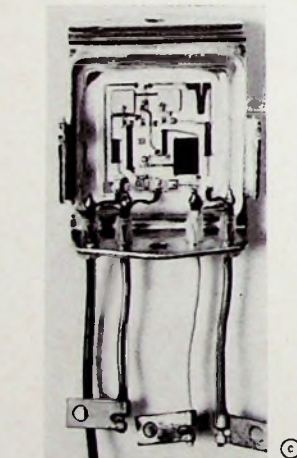
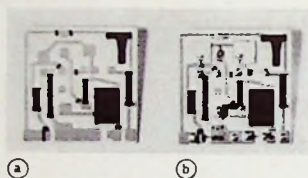


Bild 3. a) Substrat mit gedruckten und eingebrannten Leitern und Widerständen; b) die weiteren Einzelbauelemente sind hier wie im Bild 2 bereits eingelötet; c) kompletter Regler im Wärmeableitungsgehäuse

der A. B. Electronic Components Ltd. geliefert. Für die Dickschichtleiter auf dem Substrat findet die Palladium-Silber-Masse „8151“ von Du Pont Verwendung. Diese Masse hat einen Flächenwiderstand von nur 40 bis 60 Milli-ohm/Quadrat und eine ausgezeichnete Lötbarkeit sowie Haftung nach dem Einbrennen. Transistoren, Dioden und Kondensatoren werden anschließend als Einzelbauelemente hinzugefügt.

Am Anfang der Fertigungsstraße (s. Titelbild) wird das Substrat (Bild 3a) in eine Trägerplatte gelegt und mit einer Schablone abgedeckt; danach werden die vorgeformten Lötungen, die Einzelbauelemente und die Verbindungsbrücken in die Schablone einge-

setzt (Bild 3b). Die Schablone gelangt nun auf eine Heizplatte, die automatisch die Lötverbindungen herstellt. Nach der Ultraschallreinigung erfolgt eine Qualitätskontrolle, um sicherzustellen, daß alle Lötstellen einwandfrei sind. Dann werden an die Anschlußstege der Substrate Litzenverbinder angelötet.

Ein Abgleich des Spannungsteilers R1, R2 (Bilder 1 und 2) bringt anschließend die Regelspannung an der Katode der Z-Diode Z1 auf ihren richtigen Wert. Zu diesem Zweck wird R2 mit Schleifpulver entsprechend zugereicht; dabei sorgt eine Wheatstonesche Brückenschaltung für eine automatische Kontrolle.

Den Abschluß des Fertigungsverganges bilden das Verkleben des Substrats mit dem Wärmeableitungsgehäuse (Bild 3c), weiteres Verlöten von Anschlüssen und das Einbetten in Silikonkautschuk zum Schutz vor Umwelteinflüssen. Im Anschluß daran wird jeder Regler elektrisch getestet.

Drehstrom-Lichtmaschinen mit der „8TR“-Einheit haben ein besseres Leistungsgewicht als ein übliches Dynamosystem. Ferner geben sie bei niedrigen Motordrehzahlen eine höhere Leistung ab und erhöhen die zulässige Belastbarkeit der elektrischen Anlage des Kraftfahrzeugs. So können Rundfunk- und Tonbandgeräte und anderes elektrisches Zubehör angeschlossen werden, ohne daß man eine übermäßige Beanspruchung der Batterie befürchten müßte. In jedem Auto, in dessen elektrischer Anlage der negative Pol am Chassis liegt, läßt sich die Gleichstrom-Lichtmaschine durch eine Drehstrom-Lichtmaschine mit nachfolgender Gleichrichtung ersetzen.

## Entstörkondensatoren

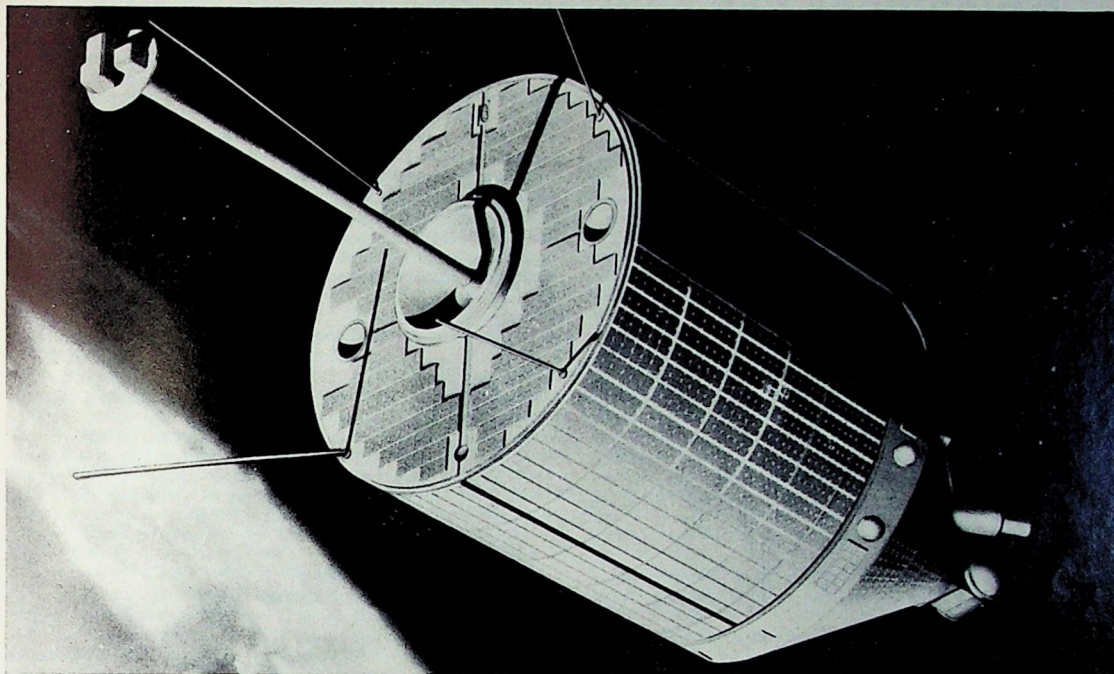
Mit Entstörkondensatoren von Beru in Metall-Kunststoffolien-Ausführung lassen sich viele (bis dahin wegen der beengten Platzverhältnisse nur ungenügend zu entstörende) Kraftfahrzeuge zufriedenstellend auch für den UKW-Empfang entstoren. Diese Kondensatoren mit MK-Folie lassen sich gegenüber Metallpapierfolie-Kondensatoren bei gleicher Kapazität wesentlich kleiner bauen.

Besonders klein sind die Kondensatoren der Baureihe „FK 216/...“. Bei diesen Typen wird der Wickel direkt an der Befestigungslasche kontaktiert und in einem Kunststoffbecher wasserdicht vergossen. Sie sind als induktionsarme Parallelkondensatoren und als Vorbeischiefelemente mit unterschiedlich langen Anschlußleitungen und mit den bei den verschiedenen Fahrzeugtypen üblichen Anschlußstellen lieferbar.

In Zukunft werden die Entstörkondensatoren gleich mit Kunststoff umspritzt. Die jetzt verwendeten Kunststoffbecher und das Vergießen können dann entfallen. Begonnen wird mit der Baureihe „FK 216/...“, die in Kürze durch die umspritzten Kondensatoren der Baureihe „FK 217/...“ für 2,2 µF und „FK 218/...“ für 0,47 µF abgelöst wird. Der bewährte induktionsarme Aufbau mit dem kurzschlußsicheren Kunststoffolienwickel wird beibehalten.



# „Azur“ umkreist die Erde



## Halbleiter-Bauelemente von AEG-TELEFUNKEN im Weltraum

Zum Gelingen des AZUR-Satelliten-Unternehmens hat das Halbleiter-Werk von AEG-TELEFUNKEN einen bedeutenden Beitrag geleistet.

Solarzellen von AEG-TELEFUNKEN liefern die zum Betrieb des AZUR notwendige elektrische Energie und eine Reihe von Dioden tragen zur einwandfreien Funktion verschiedener Geräte an Bord bei.

Auch zwei Satelliten der INTEL-SAT IV-Reihe werden mit Solarzellen von AEG-TELEFUNKEN bestückt.

In unserem Halbleiterwerk in Heilbronn entsteht aber bereits eine neue Silizium-Solarzelle für zukünftige Satelliten-Projekte:

Die **TELESUN**-Solarzelle.

Dieses Bauelement repräsentiert einen bis jetzt noch nicht erreichten Entwicklungsstand.

Die Telesun-Solarzelle hat folgende grundlegende Eigenschaften:

2 x 6 cm große Fläche

Passivierte, korrosionsbeständige Ti(Pd)Ag-Kontakte, die verschweißbar und hochtemperaturbeständig sind.

Wrap-Around-Kontakte ohne Degradation der maximalen elektrischen Ausgangsleistung.

Ein um 20% höheres Leistungsgewicht

Optimierte  $\text{TiO}_2$ -Antireflexschicht.

Die Solarzelle ist außerdem mechanisch sehr flexibel und eignet sich daher besonders gut für

den Aufbau flexibler Solarzellen-Generatoren.

Eine genaue Beschreibung dieses neuen Bauelementes enthält ein Bericht, den Sie auf Anforderung von

**AEG-TELEFUNKEN**  
Fachbereich Halbleiter  
Vertrieb/Dokumentation  
71 Heilbronn, Postfach 1042

erhalten.

Bitte schreiben Sie uns, wir senden Ihnen die Unterlagen gerne zu.



**Halbleiter-Bauelemente von  
AEG-TELEFUNKEN**



# Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 25 (1970) Nr. 4, S. 139

## 1.5. Anwendung des Binärsystems und Redundanz

Das Binärsystem findet in seiner Grundform in der Praxis nur wenig Anwendung. Der Grund hierfür ist hauptsächlich der Aufwand, der für die Umsetzung (Verschlüsselung) der dezimalen Werte in das Binärsystem erforderlich ist. Ferner wirkt erschwerend, daß Binärzahlen bei größeren Werten – ähnlich den römischen Zahlen – nicht leicht zu lesen sind. Diese Nachteile des Binärsystems lassen sich durch die sogenannte tetradsische Codierung (tetra = vier) vermeiden. Dabei wird jede Dekade einer Dezimalzahl getrennt für sich durch einen Binärwert dargestellt. Bei der Zahl 93 bildet zum Beispiel die 9 die Zehnerdekade und die 3 die Einerdekade. Da jede Dekade von 0 bis 9 zählt, sind für die Darstellung der zehn Ziffern vier Code-Elemente (Binärstellen) erforderlich, die daher als Tetrade bezeichnet werden. Für die Zahl 93 ergibt sich dann

$$93 = \frac{1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0}{\text{Tetrade 9}} + \frac{0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0}{\text{Tetrade 3}}$$

oder auch  $93 = \text{LOOL} + \text{OOLL}$ . Die Zahl 93 wurde durch diese tetradsische Codierung in den „Binär-Dezimal-Code“

Tab. 1. Vergleich von Dezimalzahlen, Binärzahlen und Zahlen des Binär-Dezimal-Codes

dezimal	binär	binär-dezimal
00	00000	0000 0000
01	00001	0000 0001
02	00010	0000 0010
03	00011	0000 0011
04	00100	0000 0100
05	00101	0000 0101
06	00110	0000 0110
07	00111	0000 0111
08	01000	0000 1000
09	01001	0000 1001
10	01010	0001 0000
11	01011	0001 0001
12	01100	0001 0010
13	01101	0001 0011
14	01110	0001 0100
15	01111	0001 0101
20	10000	0010 0000
30	11110	0011 0000
35	100011	0011 0101
40	101000	0100 0000
45	101010	0100 0101
55	110111	0101 0101
63	111111	0110 0101

umgesetzt. Tab. 1 enthält eine Gegenüberstellung von Dezimalzahlen, Binärzahlen und Zahlen in binär-dezimaler Codierung.

Dem schaltungstechnischen Mehraufwand, den eine tetradsische Codierung erfordert, stehen jedoch wesentliche Vorteile gegenüber. Der Binär-Dezimal-Code ermöglicht zum Beispiel einen derartigen Aufbau des Rechners, daß sich ein Optimum zwischen dem schnellen, aber viel Aufwand erfordernden Parallelbetrieb und dem langsameren, aber mit weniger Auf-

wand arbeitenden Serienbetrieb erreichen läßt. Man erhält einen Parallel-Serien-Betrieb, wenn die Tetraden einer Zahl gleichzeitig und unabhängig voneinander in getrennten Kanälen, die Code-Elemente (Binärstellen) der Tetraden jedoch einzeln nacheinander auf den betreffenden Tetraden-Kanälen übertragen und verarbeitet werden (Bild 10).

Der Serien-Parallel-Betrieb ermöglicht die umgekehrte Signalverarbeitung. Das bedeutet, daß die Tetraden einer Zahl nacheinander über vier Kanäle übertragen werden, die jeweils einer Binärstelle zugeordnet sind (Bild 11).

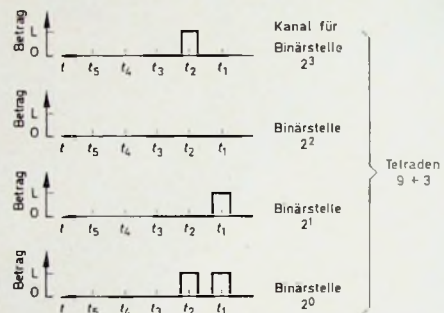
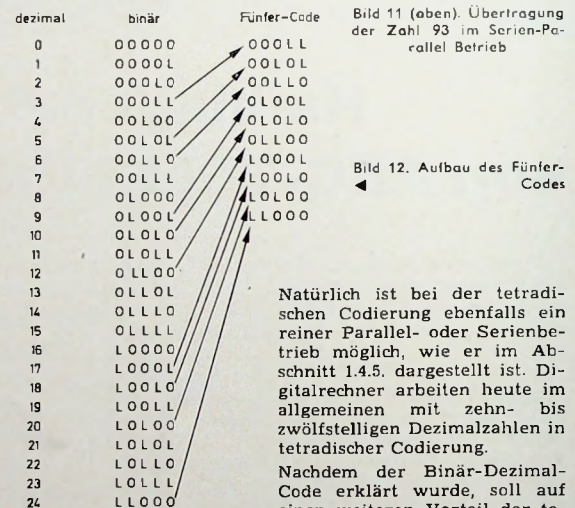


Bild 11 (oben). Übertragung der Zahl 93 im Serien-Parallel-Betrieb



Natürlich ist bei der tetradsischen Codierung ebenfalls ein reiner Parallel- oder Serienbetrieb möglich, wie er im Abschnitt 1.4.5. dargestellt ist. Digitalrechner arbeiten heute im allgemeinen mit zehn- bis zwölfstelligen Dezimalzahlen in tetradsischer Codierung.

Nachdem der Binär-Dezimal-Code erklärt wurde, soll auf einen weiteren Vorteil der tetradsischen Codierung eingegangen werden.

Mit seinen vier Binärstellen bietet der Binär-Dezimal-Code  $2^4 = 16$  Informationsmöglichkeiten. Für die Umsetzung der innerhalb einer Tetrade möglichen Ziffern 0 bis 9 werden jedoch nur zehn benötigt, die restlichen sechs stehen als Sonderzeichen zur Verfügung. Die Ausnutzung aller 16 möglichen Kombinationen hat aber den Nachteil, daß ein fehlerhaftes Verschwinden oder Erscheinen eines Code-Elementes zwangsläufig eine andere Zahl oder ein Sonderzeichen ergeben muß, da das fehlerhafte Verschwinden oder Erscheinen eines L innerhalb einer Tetrade (L wird O, O wird L) dieser sofort einen anderen Wert gibt. Wird zum Beispiel das vierte L in der binären 5 (= O L O L) gleich O, dann erhält die betreffende Tetrade den Wert 4 (= O L O O). Das ergibt sich einfach aus der Tatsache, daß alle 16 Kombinationen ausgenutzt sind.

Derartige Fehler lassen sich jedoch durch eine tetradsische Codierung leicht erfassen, wenn ein Code mit mehr als vier

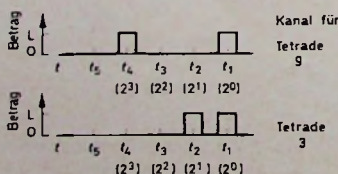


Bild 10. Übertragung der Zahl 93 im Parallel-Serien-Betrieb



Stellen verwendet wird, dessen Kombinationsmöglichkeiten nur zum Teil für die Darstellung von Zahlen und Zeichen ausgenutzt werden. Von den Kombinationsmöglichkeiten eines fehlererkennenden Codes wird also nur ein Teil mit bestimmten Kennzeichen als richtig gewertet und damit eine Möglichkeit geschaffen, alle Tetraden in der Maschine auf diese besonderen Kennzeichen hin zu überprüfen und ein fehlerhaftes Arbeiten der Maschine festzustellen. Ein Code dieser Art ist der sogenannte Fünfer-Code (auch „2 aus 5-Code“ genannt). Dieser Code bietet mit fünf Stellen  $2^5 = 32$  Kombinationsmöglichkeiten. Davon werden aber nur diejenigen ausgenutzt, in denen zweimal das L enthalten ist. Die Code-Elemente für die Ziffern 0 bis 9 des Fünfer-Codes sind im Bild 12 dargestellt.

Nachdem die Entstehung des Fünfer-Codes erläutert wurde, dürfte es nicht schwerfallen, den Aufbau weiterer Codes zu verstehen. Ein ähnlicher fehlererkennender Code ist auch der „2 oder 4 aus 7-Code“, bei dem von  $2^7 = 128$  Kombinationsmöglichkeiten zur Kennzeichnung der Richtigkeit nur diejenigen eingesetzt werden, die zwei- oder viermal das L enthalten. Mit diesem Code können nicht nur die Ziffern 0 ... 9, sondern auch die 26 Buchstaben des Alphabets und zusätzlich einige Sonderzeichen mit der Möglichkeit des Erkennens von Fehlern dargestellt werden.

Eine Anwendung des Binärsystems in der Fernmeldetechnik ist zum Beispiel der Fünfer-Code der Wechselstromtelegrafie. Hierbei wird jeder Buchstabe des Alphabets durch fünf Stromschritte dargestellt, die entweder negativ oder positiv sind. Wir erhalten dann insgesamt  $2^5 = 32$  verschiedene Kombinationen. Da das lateinische Alphabet aber nur 26 Buchstaben hat, werden von den 32 Möglichkeiten nur 26 für Buchstaben ausgenutzt. Dann sind also sechs Kombinationen übrig. (Diese werden bei der Wechselstromtelegrafie zwar für Satz- und Sonderzeichen verwendet, wir wollen aber unterstellen, sie wären tatsächlich überflüssig.)

Wie groß dieser Überflüssigkeitsanteil ist, kann aus Bild 6 abgelesen werden. Bilden wir den Id 26, so erhalten wir nämlich nicht 5, sondern 4,65. Wir benötigen also für die Codierung von 26 Symbolen 4,65 Informationseinheiten je Symbol. Somit bleiben  $5 - 4,65 = 0,35$  überflüssige Informationseinheiten je Symbol, oder – wie der Techniker sagt – die parasitäre Information ist 0,35.

Das Verhältnis der parasitären Information zur Gesamtinformation ist die Redundanz oder der Überflüssigkeitsgrad. Formelmäßig gilt für die Redundanz

$$R = \frac{I_p}{I_g} \cdot 100 \%$$

Darin ist  $I_p$  die parasitäre Information und  $I_g$  die Anzahl der Binärstellen. Die Redundanz bei Anwendung des 5-Codes für das Alphabet würde also

$$R = \frac{0,35 \cdot 100}{5} = 7 \%$$

betragen. Die Redundanz gibt gleichzeitig an, wieviel Prozent der Informationseinheiten in einem Code für die Fehlererkennung verbleiben.

Je größer die Redundanz eines Codes ist, um so größer sind auch die Möglichkeiten für eine Fehlererkennung. Wegen der größeren Stellenzahl wird der Aufwand natürlich immer höher. Man kann die Redundanz eines Codes so hoch wählen, daß sich selbst das Vertauschen einer 0 mit einem L innerhalb einer Impulsgruppe feststellen läßt und alle derartigen Fehler von der Maschine selbsttätig korrigiert werden können. Tab. II enthält einen selbstkorrigierenden Code, von dessen  $2^5 = 512$  Kombinationsmöglichkeiten nur 36 für die Darstellung der zehn Ziffern und 26 Buchstaben ausgenutzt werden. Der Code hat eine dementsprechend große Redundanz.

Tab. II. Beispiele gebräuchlicher Codes

	Binär- Dezimal- Code	2 aus 5- Code	2 oder 4 aus 7- Code	selbstkorrigierender Code
Ziffern einer Dekade	0	0000	000LL	00000000L
	1	0001	00LOL	000000LLO
	2	0010	00LLO	00000LLOO
	3	0011	00LOL	00000LLOL
	4	0100	01LOL	00010LLOL
	5	0101	01LLO	00010LLOO
	6	0110	01LOL	00010LLOL
	7	0111	01LLO	00010LLOO
	8	1000	10LOL	00100LLOL
	9	1001	10LLO	00100LLOO
Buchstaben und Sonderzeichen	LOLO	LOLOO	LOLOOOL	LOLOLOLOO
	LOLL	LOLLO	LOLOOOL	LOLOLOLOL
	LLLO	LLLOO	LOLOOOL	LOLOLOLOL
	LLLL	LLLLL	LOLOOOL	LOLOLOLOO
			bis LLLLLOO	bis LLLLLLLLL

In der Praxis ist sehr oft noch eine andere Möglichkeit der Fehlererkennung anzutreffen: das „parity-check“-Verfahren. Jeder Tetrade wird hierbei ein Prüfbit hinzugefügt, das so auf 0 oder 1 gesetzt wird, daß die Zahl der 1 jedes Zeichens immer ungerade ist. Zum Beispiel erhält die Tetrade LLOL das Prüfbit 0 und die Tetrade LOLO das Prüfbit 1. Bei gleicher Sicherheit kann die Prüfung auch so ausgeführt werden, daß die Zahl der 1 immer gerade sein muß. Der parity-check sichert wie der 2 aus 5-Code ein Zeichen gegen das Hinzufügen oder Verschwinden eines L. Er ist jedoch bei beliebiger Stellenzahl eines Zeichens anwendbar.

## 2. Grundbausteine der Digitaltechnik

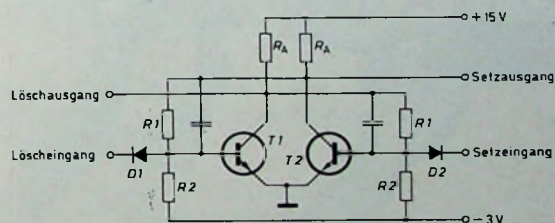
Die Verarbeitung und Weiterleitung binärer Daten erfolgt hauptsächlich mit Hilfe von fünf logischen Schaltungen. Hierbei handelt es sich um den Flip-Flop, die Verzögerungsglieder, die Umkehrstufe, das UND-Tor und das ODER-Tor.

### 2.1. Der Flip-Flop

Der Flip-Flop besteht aus einer bistabilen Kippschaltung. Damit kann eine einfache Speicherfunktion verwirklicht

Löschausgang Selzausgang  
Bild 13. Symbolische Darstellung eines Flip-Flop

Löscheingang Setzeingang  
Bild 14 (unten). Bistabile Kippschaltung (Flip-Flop)



werden, die auch als „logische Operation der Erinnerung“ bezeichnet wird. Die bistabilen Kippschaltungen und ihre verschiedenen Schaltungsvarianten gehen aus dem bistabilen Multivibrator hervor. Sie haben zwei mögliche Schaltzustände, L und O, und können durch kurze Impulse von dem einen Zustand in den anderen gekippt werden. Bild 13 zeigt das Symbol für einen Flip-Flop.

Ein Sekt  
der  
begeistert



SCHLOSS WACHENHEIM  
Lekt



# SYLVANIA

## FERNSEH- BILDROHREN

durch Leistung  
und Qualität  
hervorgehoben !



## Lötfähiger Schutz- und Über- zugsack aus der Spraydose

SK 10 verhindert nicht nur die Oxydation der Kupferbahnen auf den Platinen, sondern ist gleichzeitig ein ausgezeichnetes Löt Hilfsmittel (Flux).

Jetzt lassen sich kalte Lötstellen vermeiden. Einfach SK 10 vor dem Löten aufsprühen!

Verlangen Sie kostenlose Unterlagen!

KONTAKT



CHEMIE

755 Rastatt · Telefon 42 96 · Postfach 52

Auf Wunsch liefern wir auch Unterlagen und Tips für die moderne Kontaktreinigung.

Die Schaltung eines Flip-Flop ist im Bild 14 dargestellt. An Stelle der negativen Basisvorspannung ( $-3\text{ V}$ ) kann in der Schaltung nach Bild 14 die Basisvorspannung auch durch einen Emitterwiderstand erzeugt werden. Die Strombelastbarkeit des Flip-Flop wird dadurch jedoch herabgesetzt. Um einen genügend großen Spannungssprung an den Ausgängen des Flip-Flop zu erhalten, müssen folgende Richtlinien für die Dimensionierung beachtet werden:

$R_1$  ist so zu dimensionieren, daß der gesperrte Transistor sicher geöffnet werden kann. Richtwerte dafür sind die (minimale) Stromverstärkung und der durch die Parallelschaltung von Transistor und Lastwiderstand fließende Strom.

Der Basisspannungsteiler  $R_1, R_2$  muß so ausgelegt werden, daß der gesperrte Transistor mit  $-U_{BE} \approx 1 \dots 1,5\text{ V}$  gesperrt wird. Der Strom durch den Basisspannungsteiler soll an  $R_A$  einen nicht zu großen Spannungsabfall verursachen. Das Verhältnis  $(R_1 + R_2) : R_A$  sollte etwa  $10 \dots 20 : 1$  betragen.  $R_A$  richtet sich im wesentlichen nach der verlangten Umschaltzeit beziehungsweise nach der durch die Belastung gegebenen Parallelkapazität.

Für die Erklärung der Arbeitsweise geht man zweckmäßigerweise von der Ruhelage der Schaltung aus, die dadurch gekennzeichnet ist, daß der Löschausgang L-Signal und der Setzausgang O-Signal hat. Der Transistor  $T_2$  muß daher leitend sein und Strom führen.  $T_1$  ist dagegen gesperrt und führt keinen Strom. Man spricht vom Setzen des Speichers, wenn er durch Anlegen eines O-Signals an den Setzeingang in den anderen der beiden möglichen Betriebszustände, also in die Arbeitslage, umgeschaltet wird. In der Arbeitslage führt  $T_1$  Strom, und  $T_2$  ist gesperrt. Der Löschausgang ist O und der Setzausgang L. Gelöscht wird der Speicher, wenn ihn ein O-Signal am Löscheingang in die Ruhelage zurückschaltet.

(Fortsetzung folgt)

## Ausbildung

### Lehrgänge und Seminare des VDI-Bildungswerks

Vom VDI-Bildungswerk werden im März 1970 unter anderem folgende Lehrgänge abgehalten:

2.-7. 3., Karlsruhe

Einführung in die Elektronik mit bevorzugter Anwendung in der Steuerungstechnik

16.-21. 3., Stuttgart

Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen in der Fertigungstechnik

16.-21. 3., Stuttgart

Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen in der Verfahrenstechnik

Nähere Auskünfte: VDI-Bildungswerk, 4 Düsseldorf 1, Graf-Reck-Str. 84, Telefon (02 11) 6 21 42 14.

### Lehrgänge des Instituts „euro-instronics“

Das Institut für angewandte Unterrichtselektronik „euro-instronics“ wird ab April 1970 in Garmisch-Partenkirchen weitere Räume beziehen und das Schulungsprogramm vergrößern. Als Folgelehrgang ist der 1. Teil des Kurses III „Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik mit praktischen Anwendungsbeispielen“ vorgesehen. Somit werden laufend folgende Wochenkurse abgehalten:

Kurs I „Bauelemente der Elektronik in der Praxis“;

Kurs II „Grundlagen der analogen Schaltungstechnik“, Teil 1;

Kurs III „Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik“, Teil 1.

Ein Seminar mit Experimentalvorträgen findet unter dem Titel „Vom elektronischen Bauelement zum Hybridrechner“ vom 18.-20. März 1970 in Garmisch-Partenkirchen statt. Anmeldungen und Programmanforderungen bei: euro-instronics, 81 Garmisch-Partenkirchen, Münchener Straße 7, Telefon (0 88 21) 35 27.

### Lehrgänge der Gewerbeförderungsanstalt in Düsseldorf

Im März und April 1970 finden unter anderem folgende Lehrgänge statt:

Elektronische Grundlagen für den Büromaschinentechniker Beginn 7. 3., 10 Wochen, jeweils freitags 17.30-20.30 Uhr

Der elektronische Motortest

Beginn 18. 4., 4 Wochen, jeweils sonabends 9-15 Uhr

Nähere Auskünfte: Gewerbeförderungsanstalt der Handwerkskammer Düsseldorf, 4 Düsseldorf, Postfach 35 13, Telefon (02 11) 39 20 81.

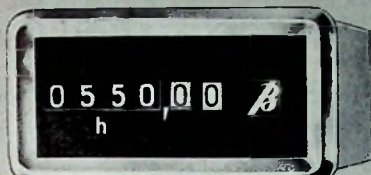


## Unentbehrlich für Hi-Fi- und Bandgeräte

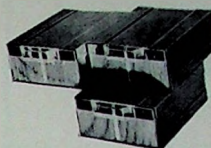
Zeitzähler „Horacont“ schont Ihre wertvollen Platten und Bänder; er sichert zeitgenauen Wechsel von Abtastsystemen und Tonköpfen. Type 550 zum nachträglichen Einbau, 25x50 mm. DM 32,-

Kontrolluhrenfabrik  
J. Bauser 7241 Empfingen · Horberg 34

*Bauser*



Wir stellen aus: Hannover-Messe, Halle 12 I. O., Stand 1454



## TEKO-Kleinteilmagazine mit Anreihvorrichtung

schaffen Ordnung in Werkstatt und Hobbyraum und sind praxisgerecht, stabil, formschön und preiswert.

Durch konische Gleitbahnen lassen sich beliebig viele Magazine ohne zusätzliche Stützkonstruktion zu Aufbauten beliebiger Größe zusammenstecken.

TEKO-Kleinteilmagazine gibt es in 3 Größen:

Modell	Abmessungen (BxHxT)	Preis
Minor	62 x 39 x 121 mm	DM 1,90
Major	124 x 54 x 121 mm	DM 4,10
Maximus	170 x 80 x 205 mm	DM 7,90

Alle Modelle sind in verschiedenen Farben lieferbar. Einen Sonderprospekt senden wir auf Anforderung gern zu.

E. Scheicher & Co. OHG, 8013 Grönsdorf · Tel. 0811/466035

# LOEWE OPTA

LOEWE OPTA ist ein moderner Großbetrieb und Pionier der deutschen Elektronik. Seit je zählen die Erzeugnisse unseres Unternehmens zu den besten. Grundlage dieses guten Rufes sind nicht zuletzt unsere Mitarbeiter.

Der Konstruktionschef unseres Berliner Werkes sucht den

## Diplomingenieur oder Ingenieur

der ihn unterstützt, vertritt und der fachlich in der Lage ist, in absehbarer Zeit die Leitung der Konstruktionsabteilung selbständig zu übernehmen.

Da diese Position ein großes Verantwortungsbewußtsein und ein nur in der Praxis erworbenes technisches Können, vor allem in der modernen Großserienfertigung, verlangt, sprechen wir bewußt einen begrenzten Interessentenkreis an.

Wenn Sie in unserem Team mitarbeiten wollen, geben Sie uns bitte bekannt, was Sie leisten können und was Sie verdienen wollen. Ihrer Bewerbung mit den üblichen Unterlagen und Angabe des frühesten Eintrittstermins sehen wir mit Interesse entgegen.

LOEWE OPTA GMBH  
Werk Berlin

— Personalabteilung —

1000 Berlin 46, Teltowkanalstraße 1—4



Warum strebsame

## **Nachrichtentechniker Radartechniker Fernsehtechniker Elektromechaniker**

ihre Zukunft in der EDV sehen

Nicht nur, weil Sie Neues lernen oder mehr Geld verdienen wollen, sondern vor allem, weil Sie im Zentrum der stürmischen technischen Entwicklung leben und damit Sicherheit für sich und Ihre Familien erarbeiten können (sie können technisch nicht abgehängt werden!).

In allen Gebieten der Bundesrepublik warten die Mitarbeiter unseres Technischen Dienstes elektronische Datenverarbeitungsanlagen. An Hand ausführlicher Richtlinien, Schaltbilder und Darstellungen der Maschinenlogik werden vorbeugende Wartung und Beseitigung von Störungen vorgenommen.

Wir meinen, diese Aufgabe ist die konsequente Fortentwicklung des beruflichen Könnens für strebsame und lernfähige Techniker. Darüber hinaus ergeben sich viele berufliche Möglichkeiten und Aufstiegschancen.

Techniker aus den neben genannten Berufsgruppen, die selbständig arbeiten wollen, werden in unseren Schulungszentren ihr Wissen erweitern und in die neuen Aufgaben hineinwachsen. Durch weitere Kurse halten wir die Kenntnisse unserer EDV-Techniker auf dem neuesten Stand der technischen Entwicklung.

Wir wollen viele Jahre mit Ihnen zusammenarbeiten; Sie sollten deshalb nicht älter als 28 Jahre sein. Senden Sie bitte einen tabellarischen Lebenslauf an

Remington Rand GmbH Geschäftsbereich Univac  
6 Frankfurt (Main) 4, Neue Mainzer Straße 57  
Postfach 174 165

Remington Rand GmbH  
Geschäftsbereich UNIVAC  
6 Frankfurt am Main

**UNIVAC**  
Informationsverarbeitung

**MEINBURK**



Die MEINBURK KG  
zählt zu den größten BOSCH-DIENSTEN  
Deutschlands.

Für unsere Abteilung

## **Autofunk-Autotelefon**

suchen wir versierte

## **Funkmechaniker**

und

## **Radiomechaniker**

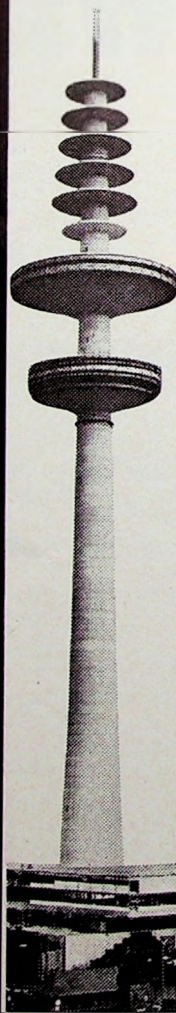
Sichere Dauerstellung.  
5-Tage-Woche, Altersversorgung, Kantine!  
Bei der Wohnraumbeschaffung sind wir behilflich.  
Zimmer stehen zur Verfügung.

Vertragsgroßhändler

**MEINBURK** der Robert BOSCH GMBH

8000 München 45, Ingolstädter Straße 43  
Tel. (08 11) 35 50 81

## **Die Zukunft mitbestimmen**



am Fortschritt der Technik mitarbeiten – das können Sie, wenn Sie sich heute entscheiden, morgen unser modernes Ingenieur-Team zu verstärken, das unsere weltweiten Nachrichtenverbindungen weiter ausbaut.

Wir suchen

## **Ingenieur-Studenten**

der Fachrichtung

## **Elektrotechnik**

## **Physikalische Technik**

die an ihre Zukunft denken, die morgen das verwerten wollen, was sie heute lernen. Wir befreien Sie schon jetzt von Ihren Alltagsorgen, wir bieten Ihnen eine angemessene

## **Studienförderung**

wenn Sie nach Beendigung Ihres Studiums Mitarbeiter der Bundespost werden – als Ingenieur im gehobenen technischen Dienst.

Über die Einzelheiten würden wir uns gern persönlich mit Ihnen unterhalten. Bitte schreiben Sie uns, rufen Sie uns an oder besuchen Sie uns.

## **Oberpostdirektion**

Dienststelle 35 B - 2  
2 Hamburg 36, Stephansplatz 5  
Fernsprecher 35 87 29



Haben Sie eine

# Techniker-

oder

# Meisterqualifikation

in den Bereichen Rundfunk- und Fernsehtechnik?

Spitzenerzeugnisse der Unterhaltungselektronik, die sich durch technische Perfektion, Zuverlässigkeit und Formschönheit auszeichnen, verbinden sich mit dem Namen

**ITT**

**SCHAUB-LORENZ**

Wir suchen Sie für Führungsaufgaben in den Kundendienst-Werkstätten. Das Tätigkeitsfeld wird sich nach dem Schwerpunkt Ihrer Interessen richten. Sie sollten eine solide Ausbildung und praktische Erfahrung als Rundfunk- und Fernsehtechniker mitbringen.

Gleitende Arbeitszeit, in der Sie Beginn und Ende Ihrer täglichen Arbeit selbst festlegen, ein modernes Gehaltsfindungssystem – ausgehend vom Leistungsprinzip, individuelle Fortbildungs- und berufliche Entwicklungsmöglichkeiten – das sind nur einige Punkte, über die wir Sie gern in einem ersten Kontaktgespräch informieren möchten.

Bitte vereinbaren Sie einen Gesprächstermin mit Herrn DORSCHER über Tel. Pforzheim 07231 / 30 29 58 oder nehmen Sie über eine Kurzbewerbung an STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG., 753 Pforzheim, Östl.-Karl-Friedr.-Straße 132 – Personalabteilung, Kontakt mit uns auf.

Im weltweiten **ITT** Firmenverband



## Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



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

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

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

**Mogler**  
Mit unserer Hilfe - Zeit gewinnen  
Kontrolle in Verbindung  
mit Sicherheit bei Mogler-Schreib-  
kontrollkassen für nicht einmal 20 Pfg. pro  
Tag. Schnelle Bedienung und übersichtliche Ab-  
rechnung in bis zu 12 Spalten. Kassenbuch überflüssig.  
Verlangen Sie bitte gratis Informationsschrift Nr. 188  
**MOGLER - Kassenfabrik - D 71 Heilbronn - Postf. 669 - Tel. (07131) 53061**



Prospekt  
FT 12 gratis.

## Achtung! Ganz neu!

Kleinanzagen-Amperemeter  
mit Voltmesser,

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

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

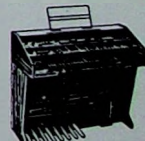
## Kaufgesuche

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

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikneue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.  
Hans Kaminzky  
8 München-Sölln  
Spindlerstraße 17

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

## Schenken Sie 3-fach Freude



Ihrer Familie eine Heim-Organ. Ihren Freunden Orgelmusik, sich selbst das faszinierende Hobby, ein Meister im Orgelbau zu sein. Einfach, schnell, preiswert. 60-seitigen Farbkatalog gratis anfordern.  
Dr. Böhm bietet Ihnen mehr fürs Geld.

Wertbon An Dr. Böhm, D-465 Minden.  
Postfach 208/480

Ich erbitte wertvollen Gratiskatalog (kein Vertreterbesuch).

Name: \_\_\_\_\_  
Anschrift: \_\_\_\_\_

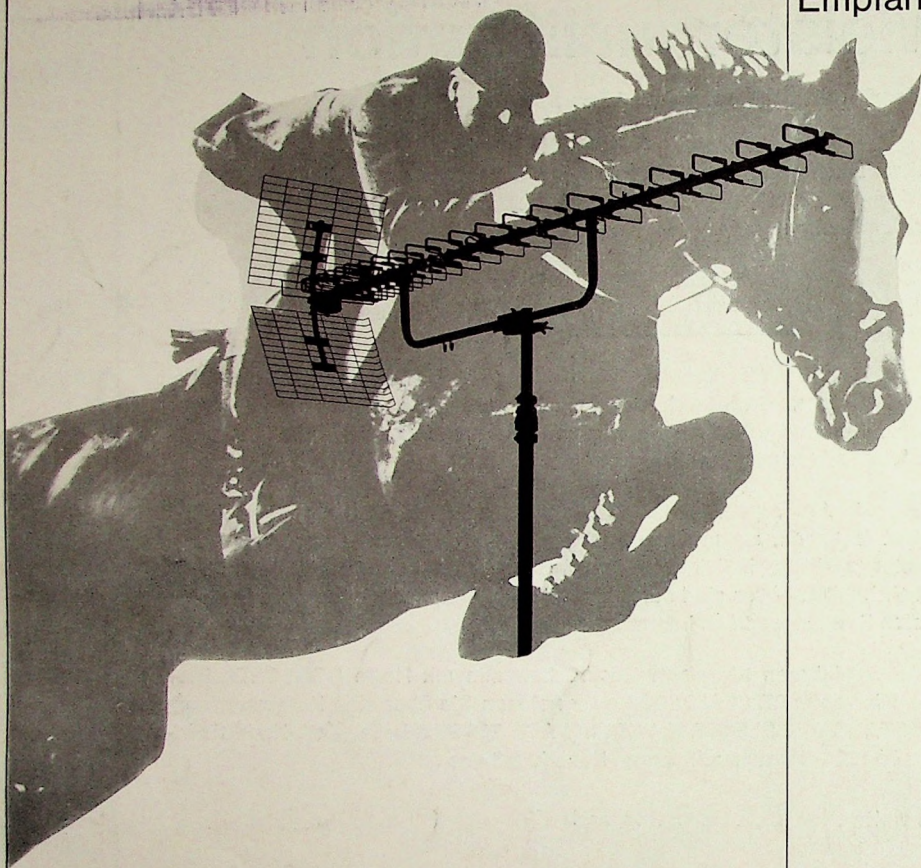




10020

E.-Thälmann-Str. 56

... meistert  
die  
Empfangshürde.



Macht Höchstleistungen sichtbar. Mit Höchstleistung. Heißt Olympia. Olympia von KATHREIN. Meistert die letzte »Hürde« in der Übertragungskette Sender-Empfänger. Problemlos. Mit bis zu 17 dB Gewinn, großer Nebenzipfeldämpfung, großer Bandbreite (4 Breitband-Grundtypen), guter Anpassung. KATHREIN-Olympia-Antennen. Um »mehr zu erkennen«. Unten am Bildschirm. Für Höchstleistungen. Und für Höchstleistungen bei der Montage. Fertig vormontiert, in MINI-Verpackung. Für »olympische« Montagezeiten. Informationsmaterial? Karte genügt.

F 038



...mehr erkennen

**KATHREIN**

*Olympia Antennen*


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