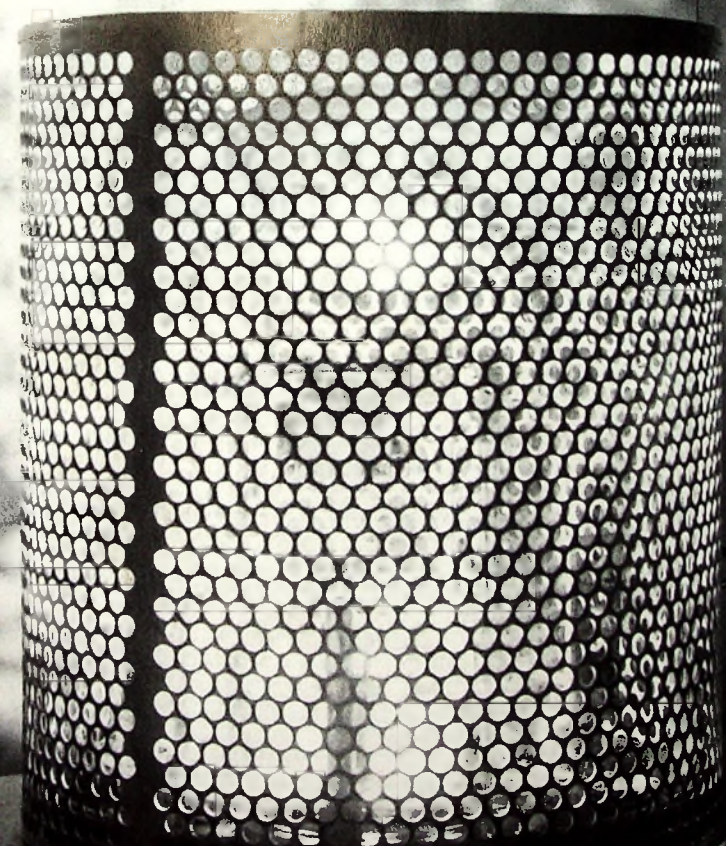


BERLIN

FUNK- TECHNIK

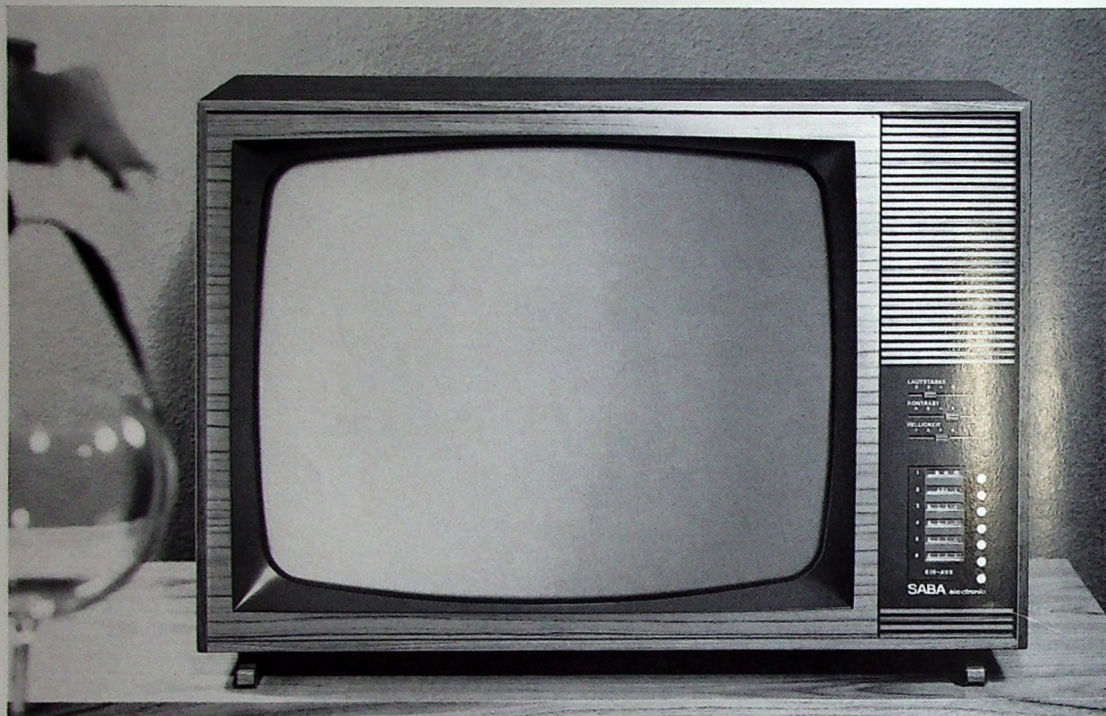


5

1968

1. MÄRZHEFT

Neu bei SABA



SABA Schauinsland T 193 electronic Favorit der SABA-Neuheiten 1968

Seine markantesten Vorzüge sind:

- ▶ volltransistorisierter Allbandwähler mit Diodenabstimmung
- ▶ Schieberegler für Kontrast, Helligkeit und Lautstärke
- ▶ 6 Stationstasten, voll programmierbar für VHF und UHF
- ▶ großer Frontlautsprecher 10,5 × 19 cm
- ▶ automatische Störaustastung
- ▶ besonders formschönes Edelholzgehäuse
- ▶ servicefreundliches Einplattenchassis, in 2 Stufen ausklappbar
- ▶ gesicherte Handelsspanne durch Festpreis

Dieses interessante Gerät ist lieferbar in echt Nußbaum naturhell mattiert oder in Edelholzgehäuse mitteldunkel poliert.

Festpreis einschl. MWSt DM 678,—
Mehrpreis für hell DM 16,—

Der SABA Schauinsland T 193 electronic wird, wie alle SABA-Geräte, ausschließlich über den Facheinzelhandel geliefert. Das Gerät erscheint in keinem Waren- oder Kaufhaus, bei keinem Discounter und nicht auf dem grauen Markt. Dafür sorgt unsere lückenlose Vertriebsbindung — die SABA-Marktordnung.

Diese Werbemittel helfen Ihnen verkaufen:

Sonderprospekt für SABA Schauinsland T 193 electronic,
Best.-Nr. VFÖ 81585

Kinodia mit Ihrem Firmeneinzug, Best.-Nr. D 10-8
Anzeigenmatern für Ihre Zeitungswerbung,
Best.-Nr. AM 10-8

Anforderungen richten Sie bitte an

SABA-Werke, 773 Villingen, Abt. VFÖ.

SABA

gelesen · gehört · gesehen	148
FT meldet	150
Zweite Halbzeit mit guten Chancen · Ausblicke auf den Fernsehmarkt von heute und morgen	153
Aus dem Ausland	
Farbfernsehen in Frankreich	154
Farbfernsehen	
Synchronmodulator und PAL-Synchronisierung im Farbmultiplexer „PALcolor 708“	155
Halbleiter	
Silizium-Boosterdiode BY 147 · Ein vielversprechender Ersatz für Boosterröhren	159
Persönliches	160
Von Sendern und Programmen	
UKW-Sender	161
Bodenstation Raisting	164
Bauelemente	
Kaltleiter · Eigenschaften und Anwendungen in der Elektronik	165
Phono	
Beeinflussung des Frequenzganges von Tonabnehmersystemen durch mechanische und elektrische Resonanzen bei der Schallrillenabtastung	169
„485“ · Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit UKW-Empfangsteil ..	171
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Elektronik bei Auto-Anlassern	172
Meßtechnik	
Transistorbestückter Oszillograf	173
Für den jungen Techniker	
Die Technik moderner Service-Oszillografen	175
Neue Bücher	177

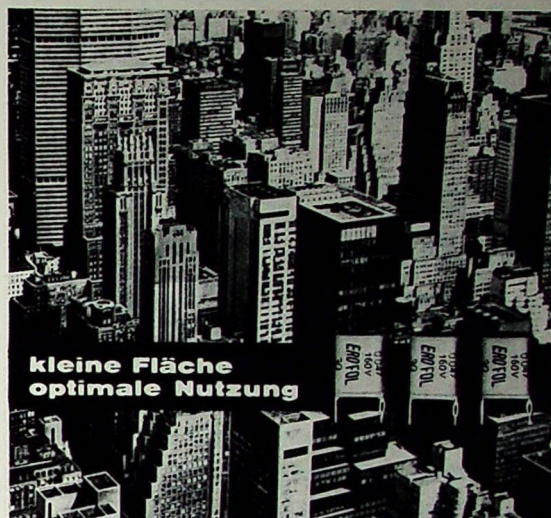
Unser Titelbild: Dünne Schichten, oft nur aus einigen hundert Atomlagen bestehend, spielen in der modernen Elektronik eine ständig wachsende Rolle. Hier werden Nickel-Eisen-Schichten, die zur Informationsspeicherung in Rechenanlagen dienen, durch Verdampfen von massivem Nickel-Eisen bei sehr hohen Temperaturen im Hochvakuum hergestellt. Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 146, 151, 152, 178—180 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrltk. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Barlsch; Anzeigenlfg.: Marianne Weidemann; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, PSch Berlin West 7664 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 lt. 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. Druck: Druckhaus Tempelhof



EROFOL 30 TYP Ht



**kleine Fläche
optimale Nutzung**

KEIN BAUELEMENT IST GRÖßER ALS SEINE GRUNDFLÄCHE

Höhe steht in den meisten Fällen zur Verfügung — gratis. Das gilt nicht nur dann, wenn beim Städtebau die Möglichkeiten optimal genutzt werden sollen. Entscheidend ist in jedem Falle die benötigte Grundfläche. Darum auch vereint der Ht alle Vorteile in sich.

CHARAKTERISTIKEN

Vieles, ja alles spricht für diesen Kondensator für die Unterhaltungs-Elektronik:

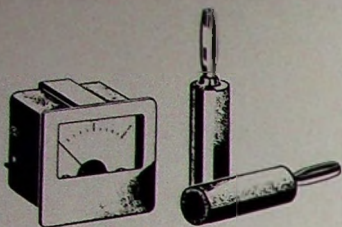
- Er benötigt bis 0,33 µF praktisch nicht mehr Grundfläche als ein MKT-Kondensator.
- In äußerster Nutzung aller Möglichkeiten gestattet er größte Packungsdichte.
- Der snap-in-Draht erleichtert wesentlich die Montagearbeit und paßt sich allen Bohrungen von 0,95 - 1,45 Ø an.
- Der Ht bietet Preisvorteile, wie sie nur ein Bauelement bieten kann, das schon von der Fertigung her in allen Teilen auf den Einsatz in der Unterhaltungselektronik abgestimmt ist.

DAS PROGRAMM

Nennspannung	Kapazitätsbereich
160 V—/100~	von 1000 pF bis 0,33 µF
400 V—/150~	von 1000 pF bis 0,22 µF



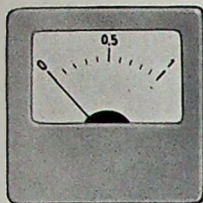
ERNST ROEDERSTEIN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G.M.B.H.
8300 LANDSHUT/BAYERN
Ludmillastraße 23—25 · Postfach 588/89 · Telefon 30 85



GOSSSEN
8520 Erlangen

Kleinst-Meßgeräte

auch für rückseitigen Einbau



natürliche Größe

- Formschön
- Einfache Montage
- mit Drehspulmeßwerk ab 25 μ A bzw. 40 mV
- hohe elektrische Empfindlichkeit
- hohe Rüttel- und Stoßsicherheit durch die in federnden Steinen gelagerten beweglichen Bauteile
- Gehäuse schwarz, grau oder glasklar

Wir senden Ihnen gerne unseren ausführlichen Prospekt.



gelesen · gehört · gesehen



Neue Geräte

Blaupunkt

Das Schwarz-Weiß-Fernsehempfängerprogramm 1968 umfaßt 19 Typen, von denen 11 aus dem Vorjahr übernommen wurden. Neu sind der 47-cm-Portable „Java“, das 47-cm-Tischgerät „Jamaica“, die 59-cm-Tischempfänger „Toskana“, „Toledo“, „Malaga“, „Madrass“ und „Marathon“ sowie das 59-cm-Standgerät „Palermo“. Die meisten Modelle sind mit Frontlautsprecher ausgerüstet, und in alle Geräte läßt sich nachträglich ein Anschluß für die Fernbedienung einbauen.

Das Hi-Fi-Angebot wurde ergänzt durch die Steuergeräte „Bilbao“ (7/13 AM-/FM-Kreise, U2KML, Diodenabstimmung, 4 UKW-Stationstasten, 2 \times 6 W Sinusleistung, stabilisierter Netzteil) und „Florenz“ (U, 14 FM-Kreise, Vor- und Mischstufe mit Feldeffekttransistoren, eisenlose Gentakt-Endstufen in Brückenschaltung mit elektronischen Sicherungen und eigenen stabilisierten Netzteilen, 2 \times 40 W Sinusleistung) sowie zwei Lautsprecherboxen für 10 und 50 W.

Saba

Saba stellte zwei neue 59-cm-Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger vor. Das Tischgerät „Schauinsland T 193 electronic“ hat einen Allbandwähler mit Diodenabstimmung und 6 Stationstasten. Die Regelung von Lautstärke, Kontrast und Helligkeit erfolgt mit Schiebereglern. Für die Hochspannungsgleichrichtung und als Boosterdioden sind Halbleitergleichrichter eingesetzt. Bei dem zweiten neuen Typ, dem „Fürstenberg S 197 electronic“ handelt es sich um ein Standgerät auf Metall-Drehständen, das 7 Stationstasten und 2 Frontlautsprecher hat.

Siemens

Ein Gewicht von nur etwa 10 kg hat das neue tragbare 31-cm-Schwarz-Weiß-Gerät „Bildmeister FK 10“ von Siemens, das sich besonders als Zweitgerät eignet. Mit dem Einknopf-Programmwähler können 6 Programme voreingestellt und mit hoher Wiederkehrgenauigkeit gespeichert werden. Beim Programmwechsel schalten sich Bereichs- und Kanalanzeige automatisch um.

Neu im Reiseempfängerprogramm sind der Taschensuper „Cordly RK 10“ (UM, 5/8 AM-/FM-Kreise, 0,2 W Ausgangsleistung) und die Koffersuper „Turf RK 12“ (UKML, 7/11 AM-/FM-Kreise), „Club RK 14“ (UKML, Europawelle, 7/11 AM-/

FM-Kreise, 2 W Ausgangsleistung, eingebauter Netzteil mit automatischer Batterie-Netzumschaltung) sowie „Caramat RK 15“ (U2KML, Europawelle, 7/11 AM-/FM-Kreise, 3 W Ausgangsleistung bei Autobetrieb).

Fernsehbrücke nach Osteuropa

Die Fernsehberichte von den X. Olympischen Winterspielen in Grenoble wurden über die erste Breitband-Richtfunkverbindung zwischen der Bundesrepublik und der Tschechoslowakei in die osteuropäischen Länder übertragen. Die beiden Endpunkte dieser rund 500 km langen Funkbrücke zwischen West- und Osteuropa, die insgesamt zehn Relaisstationen umfaßt, sind Frankfurt und Prag. Neben dem Austausch von Fernsehprogrammen wird die Richtfunkverbindung auch dem Fernsprechverkehr dienen. Bereits Ende April wird die gleichzeitige Übertragung von 960 Telefongesprächen möglich sein.

Deutsches Farbfernsehen in der Schweiz

Das Interesse der Schweizer Fernsehteilnehmer für das Farbfernsehen hat die SRG und PTT veranlaßt, seit Mitte Januar alle aus der Bundesrepublik übernommenen Farbprogramme auch über die Schweizer Sender in Farbe auszustrahlen. Da aber noch nicht alle Umsetzer voll farbtauglich sind, muß man in manchen Fällen noch mit einer geringeren Farbbildqualität der Bildwiedergabe rechnen.

Jugoslawische Delegation informierte sich über das PAL-Farbfernsehsystem

Unter Führung des Stellvertretenden Außenhandelsministers, Boris Snuderl, besuchten Vertreter der jugoslawischen Handelsdelegation den Westdeutschen Rundfunk zu einer Demonstration des PAL-Systems im Kölner Farberfsehlabor. An der Vorführung nahmen von deutscher Seite der Leiter der deutschen Delegation bei den Verhandlungen über den deutsch-jugoslawischen Handelsvertrag, Botschafter Dr. Emmel, sowie einige Diplomaten und höhere Beamte des Bundeswirtschaftsministeriums teil.

Neue Bildröhre für Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte

AEG-Telefunken erweiterte das Vertriebsprogramm für Bildröhren um den Typ A 50-12 W, der für die Bestückung tragbarer Fernsehempfänger und kleinerer Heimgeräte bestimmt ist. Die neue Bildröhre

HEATHKIT® Transistor-Voltmeter IM-17



Ein robustes, zuverlässiges und genaues Transistor-Voltmeter mit allen Vorzügen des bekannten, hochohmigen Röhrenvoltmeters. Ideal geeignet für den reisenden Rundfunk-, Fernseh- und Phono- Servicetechniker, wegen seines günstigen

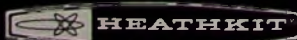
Preises aber auch für Radio- und Elektronik-Bastler, Funkamateure, Fernmeldetechniker, Elektriker usw. durchaus erschwinglich.

Je 4 Gleich- und Wechselspannungs-Meßbereiche von 0,1 V bis 0,1000 V S.E. • Vier Ohm-Meßbereiche von 0,1 Ω bis 1000 Ω (10 Ω -Marke in Skalenmitte) • Meßgenauigkeit bei DC \pm 3%, bei AC und Ω \pm 5% v.S.E. • Eingangswiderstand 11 M Ω bei DC, 1 M Ω bei AC • Frequenzgang 10 Hz bis 1 MHz \pm 1 dB • 200 μ A-Drehspulmeßwerk mit 100-Skala • Netzunabhängiger Betrieb mit einer 1,5 V-Monozelle und einer 8,4 V-Quecksilberzelle • Bequeme Einknopfbedienung • Nullpunkt- und Ohm-Einstellregler • Polaritäts-Umschalter (DC+/DC-) • Drei fest eingebaute Meßschnüre mit Tastspitzen und Krokodikklemmen • 1 FE-, 4 Si-Transistoren + 1 Diode • Robustes Kunststoffgehäuse mit Traggriff, Schnappverschluss und Kabelauch • Anschlußbuchse für HF- und HV-Tastköpfe.

Bausatz: DM 129,- • Alle genannten Preise schließen betriebsfertig: DM 189,- • (einschl. Batterien) die Mehrwertsteuer ein

Eine ausführliche Beschreibung und den neuen HEATHKIT-Katalog 1968 erhalten Sie kostenlos von der

HEATHKIT-Geräte GmbH
6079 Sprenndlingen b. Frankfurt
Robert-Bosch-Str. 32-38



Zweigniederlassung: HEATHKIT Elektronik-Zentrum 8 München 23, Wartburgplatz 7



gelesen · gehört · gesehen



unterscheidet sich von der A 47 - 26 W dadurch, daß der Bildschirm noch stärker als bisher dem Rechteck angenähert werden konnte. Die elektrischen Daten der A 50 - 12 W entsprechen denen der A 44 - 12 W.

Fernseh-Portable im Handtaschenformat

Nach Meldungen aus Japan hat Toshiba einen nur handtaschengroßen tragbaren Fernsehempfänger bis zur Serienreife entwickelt. Im Gegensatz zu der nur 5 cm tiefen Hayakawa-Flachbildröhre mit 20 cm Bild-diagonale arbeitet die Toshiba-Flachbildröhre nach völlig anderen Prinzipien. Die Elektronenkanone liegt nicht mehr in der Röhrenachse, sondern ist stark seitlich abgewinkelt. Dadurch hat man ebenfalls eine Tiefe von nur etwa 5 cm erreicht. Die Schwierigkeiten bei der Ablenkung des Elektronenstrahls sollen angeblich befriedigend gelöst worden sein, jedoch scheint die Produktion der Glaskolben noch Schwierigkeiten zu machen.

Grundig-Tonband auch als Nachfüllpackung

Grundig-Tonbänder sind nunmehr auch als Nachfüllpackungen im Kunststoffbeutel erhältlich. Zunächst gibt es die Duo-bänder „GD 13 N“, „GD 15 N“ und „GD 18 N“. Die Preise wurden so festgelegt, daß drei Nachfüllpackungen zusammen mit einer Dreifach-Leerkassette billiger sind als drei einzelne Grundig-Bänder in Archivkassetten.

Gegensprechanlage mit 360 Sprechstellen

Für den Neubau der Universitätsklinik Frankfurt a. M. liefert SEL eine der bisher größten Gegensprechanlagen in der Bundesrepublik. Die Anlage „Dirigent comfort“, die 360 Sprechstellen (bei 20 Verbindungswegen) und eine Direkt-rufeinrichtung für zehn Gruppen umfaßt, arbeitet mit Koordinatenschaltern zur Durchschaltung der Sprechwege. Sie bildet im Zentralbau der Universitätsklinik, einem Hochhaus mit 20 Stockwerken, die sogenannte „zweite Gesprächsebene“.

Überspannungsableiter für 90 V Ansprechgleichspannung

Für Schaltungen mit Halbleiterbauelementen liefert Siemens jetzt die Überspannungsableiter „A1-C90“ (ohne Anschlußdraht) und „B1-C90“ (mit Anschlußdraht), deren Ansprechgleichspannung bei 90 V + 25 V liegt. Fertigungstechnik

und Äußeres entsprechen den bisherigen Typen; der Durchmesser ist maximal 9,7 mm und die Länge etwa 6,9 mm. Die Entladungsstrecke befindet sich in einer Edelgasatmosphäre mit einem sehr geringen Zusatz von schwach radioaktivem Material, wodurch die kleine Toleranz der Ansprechspannung erreicht wird. Die nach außen dringende Strahlung ist aber so gering, daß selbst bei einem größeren Lagervorrat keine besonderen Vorsichtsmaßnahmen getroffen werden müssen.

Lichtstrahl-Gegensprechanlage

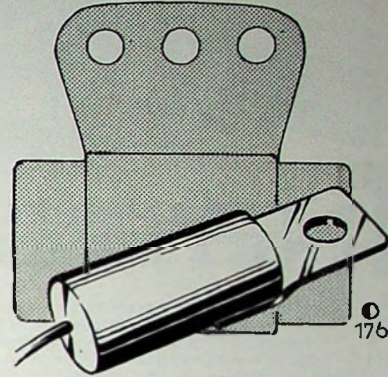
Die Associated Electrical Industries Ltd., Leicestershire, hat eine Lichtstrahl-Gegensprechanlage mit einer Reichweite bis zu 1,6 km entwickelt. Den Lichtstrahl liefert eine mit den Sprechsignalen modulierte Lampe, die von vier 1,5-V-Batterien gespeist wird. In die Anlage ist ein Infrarotfilter eingebaut, wodurch der Lichtstrahl für das Auge unsichtbar bleibt und der Betrieb auch bei schlechten Wetterverhältnissen aufrechterhalten werden kann.

Zonenschmelzgerät „Plazma-Beam“

Die amerikanische Firma Materials Research Corporation (Deutsche Vertretung: Kontron GmbH & Co. KG, München) hat mit dem „Plazma-Beam“ ein neues Verfahren für das Zonenschmelzen verwirklicht. Das Schmelzen der Zonen erfolgt hierbei nach dem Prinzip von Gasentladungsröhren mit Hilfe einer Hohlkatodenanordnung. Da das Entladungsgas (Plasma) physikalisch und chemisch stabilisierend auf das zu schmelzende Material einwirken kann, ist es möglich, Leiter oder Nichtleiter im Schutzgas, in oxydierender oder in reduzierender Umgebung zu reinigen oder als Einkristalle zu züchten.

Prozeßsystem für Experimente mit hohem Datenfluß

Für die schnelle Erfassung und Verarbeitung der Meßdaten von mehreren kernphysikalischen Experimenten an ihrem Forschungs- und Meßreaktor erhält die Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig, eine spezielle Meßwerterfassungs- und -verarbeitungsanlage. Das Kernstück der Anlage ist ein Prozeßrechner des Siemens-Systems „300“, in dem das neuentwickelte Prozeßelement „P3K“ für fremdgesteuerte Digital-Ein- und -Ausgabe mit Inkrementsteuerung eingesetzt wird.



Kleinere Bauform - größere Sicherheit!

Durch eine metallisierte Kunststoff-Folie außerdem selbstheilend und damit kurzschlußsicher bei Dauertemperaturen bis 100° C — das ist der Steckbrief für die neuen BERU-Entstörkondensatoren. Sie finden diese Kondensatoren auch in den auf den einzelnen Motor abgestimmten BERU-Entstörmittelsätzen, die alle für eine einwandfreie Entstörung notwendigen Teile in der richtigen Stückzahl, den richtigen Abmessungen und den erprobten elektrischen Werten enthalten. Verwenden Sie deshalb zur Entstörung

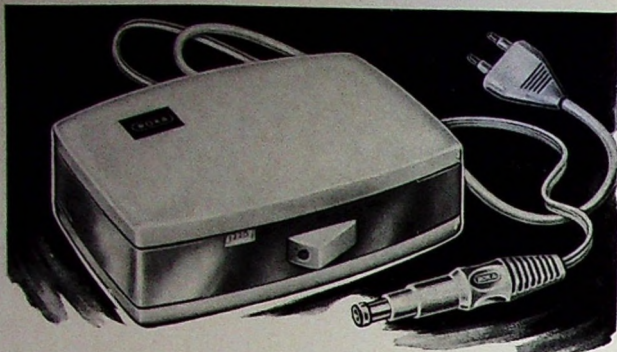
BERU

Entstörmittelsätze

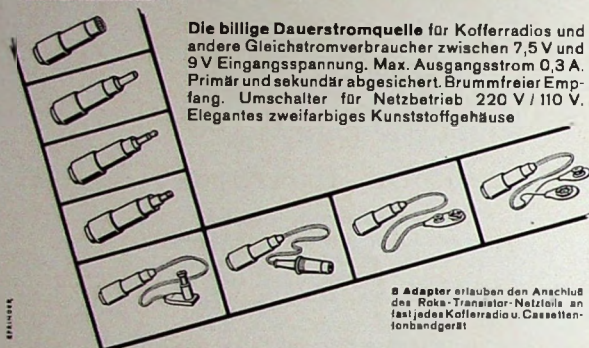


für rationelle Funkentstörung

Verlangen Sie die Schrift: „Funkentstörung leicht gemacht“



ROKA TRANSISTOR- NETZTEIL



Die billige Dauerstromquelle für Kofferradios und andere Gleichstromverbraucher zwischen 7,5 V und 9 V Eingangsspannung. Max. Ausgangsstrom 0,3 A. Primär und sekundär abgesichert. Brummfreier Empfang. Umschalter für Netzbetrieb 220 V/110 V. Elegantes zweifarbiges Kunststoffgehäuse

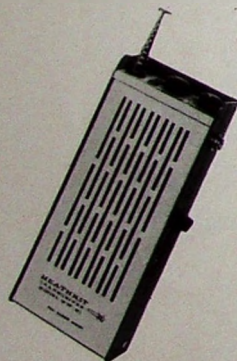
8 Adapter erlauben den Anschluß des Roka-Transistor-Netzteils an fast jedes Kofferradio, Cassettentonbandgerät

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

HEATHKIT-Handfunksprechgeräte

robust • leistungsstark • zuverlässig

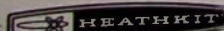


Sprechfunk — das ist die modernste und rationellste Nachrichtenübermittlung unserer Zeit. HEATHKIT Handfunksprechgeräte haben sich dank ihrer Anspruchsvolligkeit, ihrer Leistungsfähigkeit, ihrer schon legendären Haltbarkeit und ihres günstigen Preises tausendfach bewährt. Auf Großbaustellen, Ölfeldern, Werksbahnhöfen, Lagerplätzen, bei Großversammlungen der Polizei wie Staatsbesuchen, Massenveranstaltungen usw. haben unsere Handfunksprechgeräte schon längst die Feuerzeuge bestanden. Da sie wegen ihrer äußerst robusten Bauweise auch rauhester Behandlung schadlos widerstehen, sind sie beim Technischen Hilfswerk, bei vielen Behörden und bei fast allen Rundfunk- und Fernsehanstalten besonders beliebt. HEATHKIT-Handfunksprechgeräte ersparen lange Wege und kostbare Zeit und sind daher eine Anschaffung von größter Wirtschaftlichkeit.

Transistor-Handfunksprechgerät GW-21/D

von der Bundespost zugelassen • FTZ-Prüfnummer: K-389/62
Handlich, leicht und robust • Reichweite 1–3 km • Lebensdauer der 9-V-Batterie (Peritrix, Daimon) 75–100 Stunden bei Normalbetrieb
• Eingebaute Rauschsperrung • 6 Monate Garantie
Technische Daten: Sender: 1 Kanal, quartzgesteuert; Frequenzbereich: 26 960...27 280 (28 Kanäle); Modulation: AM; Stromaufnahme: max. 30 mA; Empfänger: Superhet, mit HF-Vorstufe, quartzstabilisiert; Empfindlichkeit: 1 µV bei 10 dB SNR; NF-Ausgangsleistung: 100 mW; Stromaufnahme: max. 12 mA; Stromversorgung: 9 V; Allgemeines: Metallgehäuse, stabile Teleskopantenne; 9 Transistoren, 2 Dioden; Zubehör: 1 Miniaturhörer, 1 Tragriemen; Abmessungen: 205 x 90 x 42 mm / 700 g
Einzelgerät (ohne Batterie): 259,- DM Paar (ohne Batterie): 499,- DM Batterie: 5,- DM

Alle genannten Preise schließen die Mehrwertsteuer ein. Ausführliche technische Einzelbeschreibungen und den neuen HEATHKIT-Hauptkatalog mit über 180 interessanten Geräten zum Selbstbau erhalten Sie kostenlos und unverbindlich bei



HEATHKIT-Geräte GmbH
6079 Sprendlingen b. Frankfurt/M.
Robert-Bosch-Str. 32-38, Postf. 220

oder
HEATHKIT-Elektronik-Zentrum
8 München 23
Wartburgplatz 7

Fmeldet... Fmeldet... Fmeldet... F

Umsatzsteigerung bei Loewe Opta

Das Jahr 1967, das durch den Start des Farbfernsehens gekennzeichnet war, hat der Loewe Opta GmbH insgesamt eine Umsatzsteigerung von nahezu 10% gebracht. Auf dem Farbfernsehgebiet wurde das Umsatzziel für 1967 erreicht, und auch das Geschäft mit Schwarz-Weiß-Empfängern profitierte von der starken Marktbelebung im Anschluß an die Funkausstellung in Berlin, so daß der Umsatz gegenüber dem Vorjahr gesteigert und der Marktanteil wesentlich angehoben werden konnte. Bei Rundfunkgeräten nahmen die Umsätze teilweise bis zu 30% gegenüber 1966 zu. Nur im Musikktruhen-Geschäft des Inlands war der Umsatz rückläufig; er konnte aber durch Verbesserung der Exportsituation ausgeglichen werden. Für 1968 beurteilt Loewe Opta die Marktentwicklung positiv. Große Hoffnungen setzt man auf das Farbfernsehen. Hier dürfte der Marktanteil die 10%-Grenze erheblich überschreiten.

SEL in der Auftragsliste von Comsat

Nach eingehender Prüfung, ob Organisation und Einrichtung den Qualitäts- und Zuverlässigkeitsvorschriften für Geräte der Raumfahrt entsprechen, wurde die Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart, von der Satellitenbetriebsgesellschaft Comsat auf die Liste der für Raumfahrt-aufträge empfohlenen Firmen gesetzt.

IBM Deutschland erhöhte Stammkapital

Die Gesellschafterversammlung der IBM Deutschland, Sindelfingen, hat beschlossen, das Stammkapital des Unternehmens von 325 Mill. DM um 175 Mill. DM auf 500 Mill. DM zu erhöhen. Die Eintragung in das Handelsregister ist erfolgt. Die Stammkapi-

talserhöhung wurde im Hinblick auf das Investitionsprogramm im Produktions- und Vertriebsbereich der IBM Deutschland vorgenommen.

Neue VDE-Prüfstelle in Offenbach a. M.

Am 22. Januar 1968, dem 75. Jahrestag der Gründung des VDE, wurde die neue VDE-Prüfstelle in Offenbach a. M., Merianstr. 28, eingeweiht. Sie ist in einem dreigeschossigen Neubau mit 50 m langer Straßenfront untergebracht, an dessen Rückseite sich eine 50 m x 40 m große Halle anschließt. Zu den Aufgaben der Prüfstelle gehört neben der technischen Prüfung von Geräten auch die Mitarbeit — besonders in internationalen Gremien — bei der Bearbeitung und Aufstellung neuer Bestimmungen.

Boom für Integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendung werden nach Ansicht des Aufsichtsratsvorsitzenden der Texas Instruments Inc., P. E. Haggerty, 1973 in den USA einen Marktanteil von 865 Mill. Dollar erreichen. Das entspricht einer Zuwachsrate von 531 Mill. Dollar, verglichen mit dem IC-Markt von 1967 von 334 Mill. Dollar. Damit wird dann das Angebot auf dem Halbleitermarkt in den USA, dessen Gesamtumsatz für 1973 auf über 1,7 Mrd. Dollar geschätzt wird, zu etwa 50% aus IC-Produkten bestehen. Im Jahre 1967 betrug der IC-Anteil 18% des gesamten US-Halbleitermarktes.

Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen - Ausgabe 1967

Anfang Februar 1968 wurde das neue Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen — Ausgabe 1967 — ausgeliefert. Bestellungen (Abgabepreis 6,60 DM) nehmen alle Postämter der Deutschen Bundespost entgegen.


Hannover-Messe — Weltmarkt der Industrie

Auch 1968 wird die Hannover-Messe (27. April bis 5. Mai) wieder einer der großen Weltmärkte der Industrie sein. Bis Ende Januar war bereits für mehr als 5000 Aussteller und 475 zusätzlich vertretene Firmen aus 31 Ländern die Zuteilung der Standflächen abgeschlossen. Schon zu diesem Zeitpunkt war sicher, daß die verfügbare Netto-Standfläche von 395 000 m² in 26 Hallen und Messehäusern sowie auf dem Freigelände voll belegt sein wird. Maschinenbau und Elektroindustrie sind auch in diesem Jahr wieder mit Abstand die größten Ausstellerguppen. Zum ersten Male steht in diesem Jahr der Elektroindustrie neben den traditionellen Hallen 10, 11, 11A, 11B, 12, 13 und dem Freigelände zusätzlich die Halle 1 mit etwa 7950 m² Bruttofläche zur Verfügung.

Das Interesse des Auslandes ist unverändert groß. Bis Ende Januar hatten sich bereits 887 ausländische Aussteller und 380 zusätzlich vertretene Unternehmen aus 30 Staaten angemeldet; diese Zahl wird sich bis Messebeginn noch erhöhen. An der Spitze stehen Frankreich, Österreich, die Schweiz, Großbritannien und Italien vor den Niederlanden, den USA, Schweden, Dänemark und Belgien. Aus Osteuropa stellen Polen, Bulgarien, die CSSR, Ungarn, Rumänien, Jugoslawien und die UdSSR aus.

Ergänzt wird die Hannover-Messe auch in diesem Jahr wieder durch eine Reihe von Fachtagungen, zu denen insgesamt 3600 Teilnehmer erwartet werden. Für unsere Leser steht im Vordergrund des Interesses die VDE-Fachtagung Elektronik mit dem Generalthema „Halbleiter-Bauelemente und integrierte Schaltungen“ am 2. und 3. Mai 1968. In drei Fachsitzungen werden die Themengruppen „Technologie“, „Bauelemente für Nachrichten- und Energietechnik“ sowie „Integrierte Schaltungen“ behandelt. Nähere Auskünfte erteilt die Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG, Abt. Vb — Tagungsbüro, 3000 Hannover-Messegebäude.

Auf dem Flughafen Hannover-Langenhagen findet vom 26. April bis 5. Mai 1968, zum siebenten Male die Deutsche Luftfahrtschau statt, auf der rund 350 Firmen — davon über 200 aus dem Ausland — ausstellen. An der Spitze steht Großbritannien mit 81 Firmen, gefolgt von den USA mit 60 und Frankreich mit 47 Ausstellern. Die Hermann-Oberth-Gesellschaft und der Bundesverband der Deutschen Luft- und Raumfahrt-Industrie halten am 3. und 4. Mai 1968 auf dem Messegebäude ihre Fachtagung „Die praktische Nutzung des erdnahen Raumes“ ab. Das Generalthema dieser Tagung ist „Satelliten — Sonden — Raumfahrzeuge“.



Alleinimporteur für Ungarn
für
RC-Elemente –
elektromechanische
und vakuumtechnische
Baulemente –
Radio- und Spezialröhren –
Halbleiter
der Nachrichtentechnik
und Elektronik

EMO
ELEKTROMODUL

BUDAPEST

Elektromodul

Ungarisches Handelsunternehmen
für elektrotechnische Bauelemente

Budapest, XIII., Visegrádi utca 47/a-b
Telefon: 495-340 495-940 · Telex: 219

Export

Import



Karl Stahl, Graetz-Werk Bochum

Jedes unserer Fernsehgeräte kommt bei ihm unter den Hammer

Wenn er auch nur einen Gummihammer hat: Manchmal kommt es trotzdem vor, daß ein Gerät seine harte Behandlung bei der Funktions- und Gehäuseprüfung nicht übersteht.

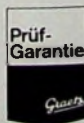
Dem Prüfer mit dem Hammer ist deswegen keiner gram. Im Gegenteil! Ein Gerät, das seine Schläge nicht aushält, verdient unsere **Prüfgarantiekarte** nicht. Und ohne Prüfgarantiekarte kommt es nie aus dem Werk. Das ist eisernes Gesetz, auf das nicht nur unser „Hammermann“ pocht.

Genauso streng sind über hundert andere Prüfungen bei jedem einzelnen Fernsehgerät. Weil für uns ein Gerät erst dann perfekt ist, wenn alle Einzelteile und Funktionen ihre unbedingte Zuverlässigkeit bewiesen haben.

Darin sind wir heute besonders erbarmungslos. Wie unser **Prüfsystem**. Damit Sie und Ihre Kunden sich unbedingt auf die Qualität jedes Graetz-Gerätes verlassen können. Wir wissen: Unsere Verpflichtung heißt Qualität.



Begriff des Vertrauens



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

U. PRESTIN

Zweite Halbzeit mit guten Chancen

Ausblick auf den Fernsehmarkt von heute und morgen

Ende des Jahres 1967 verzeichnete die Deutsche Bundespost den 13805653. Fernschrundfunkteilnehmer. Zur gleichen Zeit wies die Statistik 21700000 Haushalte in der Bundesrepublik einschließlich West-Berlins aus. Daraus ergibt sich eine Fernsehättigung von 63,6%. Die Halbzeit des Fernsehmarktes liegt schon ein gutes Stück hinter uns, wenn man die 50-Prozent-Marke als Zeitmaß einsetzt.

Wie falsch diese Definition ist, beweist ein Vergleich mit dem Markt für Rundfunkempfänger. Hier wurde bereits vor vielen Jahren die 80-Prozent-Sättigungsgrenze überschritten; zum Jahresende 1967 besaßen 85,5% aller Haushalte mindestens ein Rundfunkgerät. Unter den Branchenkundigen wird jedoch niemand mit einem rückläufigen Rundfunkempfängergeschäft rechnen. Man wird in Zukunft lediglich weitere Umschichtungen zugunsten hochwertiger Hi-Fi-Anlagen sowie auch preisgünstiger Zweit- und Drittempfänger zu erwarten haben.

Weitere Vergleiche bieten Auslandsmärkte, die zwar im Detail wegen abweichender Voraussetzungen noch so umstritten sein mögen, grundsätzlich jedoch den gleichen Gesetzmäßigkeiten gehorchen wie bei uns. In den USA sind seit dem Erreichen der 90-Prozent-Sättigungsgrenze sechs Jahre vergangen. Nach 1966 erzielte man jedoch einen neuen Stückzahl-Jahresrekord. Nie zuvor verkaufte man in zwölf Monaten rund 12,2 Millionen Fernsehempfänger (7,2 Millionen Schwarz-Weiß- und 5,0 Millionen Farbfernsehgeräte). 1952, im Jahr der Halbsättigung, konnten in den USA vergleichsweise nur erheblich geringere Umsätze registriert werden, nämlich 6,2 Millionen verkaufte Schwarz-Weißgeräte.

Die aufgeführten Beispiele zeigen deutlich, wie wenig Einfluß im Grunde genommen die Halbsättigung auf den Verlauf des Marktes der folgenden Jahre hat. Die Zusammenhänge erscheinen noch klarer, wenn man die Gesamtverkaufszahlen in die Quoten der drei Teilmärkte zerlegt und jeden Anteil unabhängig von den beiden anderen untersucht. Erster Teil ist der Erstbestückungs- oder Initialmarkt. Ihn kann man recht genau übersehen, denn es ergibt sich — abgesehen von dem auf die Schwarzseher und andere Unregelmäßigkeiten entfallenden Anteil von etwa 3 Prozent — bis zur Halbsättigung für die jährlichen Zuwachsraten eine Verteilungskurve, die der Gaußschen Verteilungscharakteristik stark ähnelt, wie Dr. Weblus im September 1965 in einem richtungweisenden Artikel in der „Zeitschrift für Betriebswirtschaft“ nicht nur für Fernsehempfänger nachwies. Angenommen, die Geräte würden keinerlei Verschleiß unterliegen und auch sonst nicht unmodern werden, das heißt, die Käufer wären mit einer einmaligen Anschaffung vollständig bedient, so könnte man von der 50-Prozent-Marke an spiegelbildlich rückwärts eine Kurve zeichnen, die bei konstanter Haushaltszahl pro Jahr die gleiche Abnahme zeigen würde, die früher im gleichen Zeitabstand vor Eintritt der Halbsättigung als Zuwachs auftrat.

Nach der angenommenen hundertprozentigen Versorgung der Käufer bestimmen schließlich die Ersatz- und Zweitgerätekäufe den Markt. Für 1990 kann man überschlägig voraussagen, daß dann der Haushaltsbestand der BRD mit Sicherheit über 25 Millionen liegt und infolgedessen bei einer Lebensdauer von zehn Jahren pro Gerät jährlich 2,5 Millionen Fernsehgeräte als Ersatzbedarf anfallen. Hinzuzurechnen wären die Zweit- und Drittgerätekäufe, deren Zahl hier nur grob geschätzt werden soll. Wenn heute größenordnungsmäßig 100000 Fernsehempfänger auf den Zweitgerätemarkt entfallen, so dürfte sich diese Zahl innerhalb von

sechs bis acht Jahren etwa verdoppeln. Bestenfalls hier scheint der Ausdruck Halbzeit gerechtfertigt.

Nach den theoretischen, jedoch keinesfalls wirklichkeitsfremden Betrachtungen über die fernere Zukunft nun zurück zur Wirklichkeit des Jahresbeginns 1968. Mit noch größerer Sorgfalt als in den zurückliegenden Jahren werden die Ergebnisse des Jahres 1967 analysiert, um die Prognose für 1968 zu überprüfen und zu untermauern. Zwangsläufig muß man sich genau für jeden Teilmarkt mit der Frage auseinandersetzen, wie sich die Konjunkturabschwächung auswirkte, denn der abwartende Käufer ist nicht verloren. Andererseits registriert jeder Markt selbst kleinste Konjunkturschwankungen in der „sensiblen“ Übergangszeit vom überwiegenden Erst- zum überwiegenden Ersatzmarkt stärker als sonst.

Mit 1086054 Fernsehsehteilnehmer-Neuanmeldungen für das Jahr 1967 liegt die Zahl um etwa 100000 zu niedrig. Auch der Ersatzgerätemarkt weist ein „Loch“ von 180000 bis 200000 Empfängern auf, wobei hier allerdings eine größere Unsicherheit bei der Beurteilung berücksichtigt werden muß. Grund für die Unsicherheit ist die Lebensdauer der zu ersetzenden Erstempfänger, die seit zwei Jahren Diskussionspunkt unter Marktforschern ist. Bis 1964 bestand Einstimmigkeit darüber, die mittlere Lebensdauer eines Fernsehempfängers mit acht Jahren anzusetzen; danach erhöhte man die Zeit zum Teil auf elf Jahre. Für die Verlagerung der Lebensdauer spricht die Beobachtung, daß sich in den ersten Jahren nach dem Einführen des Zweiten Programms zunächst eine zu frühe „Durchschnitts-Ersatzzeit“ ergab, weil die Empfänger vor Baujahr 1959 ohne UHF-Bauteil ausgerüstet waren. Diese Situation hat sich inzwischen stabilisiert, weil einmal eine nicht zu unterschätzende Anzahl von Konvertern in Betrieb genommen wurde, andererseits ein großer Teil der Altgeräte in den „unechten“ Zweitgerätemarkt abwanderte. Trotzdem bleibt die Verteilungskurve der Ersatzkäufe stark asymmetrisch, und nur so lassen sich die Differenzen in den Jahren 1965 und 1966 mit anteilig höheren Ersatzkäufen erklären.

Der Farbfernsehgerätemarkt verlief trotz hier und da anderslautender Kommentare erwartungsgemäß. Die Prognose der Industrie wurde mit ziemlich genau 100000 an den Endverbraucher verkauften Geräten mit guter Genauigkeit erfüllt. Neben den ebenfalls höheren Verkaufsziffern in der Spitzenklasse der Stereo-Tonbandgeräte und der Hi-Fi-Geräte ist diese Entwicklung ein neuerlicher Beweis dafür, daß ein Konjunktural keineswegs die teuren Produkte im Absatz beeinträchtigen muß. Ein Vergleich zum Trend auf dem Automobilmarkt drängt sich auf.

So muß heute auch die ursprünglich zu vorsichtige Prognose für den Verkauf von Farbfernsehempfängern im Jahr 1968 korrigiert werden, zumal der leichte Preisrück am Jahresanfang dem Käufer weitere Farbempfänger mit kleinerem Bildschirm bescherte, die optisch deutlich unter der 2000-DM-Grenze liegen. Der Verfasser schätzt den Fernsehmarkt 1968 auf 930000 Erstkäufe, wovon etwa 30000 auf Farbempfänger entfallen. Der Ersatzmarkt für 1968 müßte 700000 Geräte leicht übersteigen; davon dürfte der Anteil der Farbgeräte 280000 Stück ausmachen. Hinzuzurechnen sind etwa 400000 Exportgeräte, davon schätzungsweise 30000 für Farbe. Die Zahl der Zweitgeräte klettert vermutlich über 120000 Einheiten. Summiert ergibt sich ein Schwarz-Weiß-Markt, der annähernd die gleiche Größenordnung erreicht wie 1967, das heißt bei 1,8 Millionen Stück liegt. Für Farbfernsehgeräte beträgt die Summe 360000 Geräte für den Industrieabsatz, wenn man den zusätzlichen Lageraufbau beim Handel, der 1967 nahezu abgeschlossen gewesen sein dürfte, mit lediglich 20000 Geräten einsetzt.

Ing. Ulrich Prestin ist Leiter der Produktplanung im Hause Norddeutsche Mende Rundfunk KG, Bremen.

Farbfernsehen in Frankreich

Nach mehr als drei Monaten seit dem Start des französischen Farbfernsehens ist es möglich, eine Teilbilanz zu ziehen. Sie stand und steht von Anfang an unter gegensätzlichen Vorzeichen und kann deshalb fürs erste nicht allzu optimistisch ausfallen.

Farbfernsehen ist in Frankreich ein Anliegen des Staates. Dies um so mehr, als durch die Wahl eines eigenen Farbfernsehensystems, des Secam-Systems, das Prestige der Regierung ganz besonders engagiert ist. Deshalb muß man mit allen Mitteln auf rasche Ausbreitung der neuen Technik dringen, und sei es auch nur, um etwaige Interessenten im Ausland zu überzeugen. Die sowjetisch-französische Veruntreuung in Punkto Farbfernsehen scheint auch schon zu einigen Unstimmigkeiten Anlaß gegeben zu haben, so daß alles getan werden muß, um der Farbe viele Anhänger, sprich Zuschauer, zuzuführen.

Positiv wirkt hier die ORTF, die französische Rundfunk- und Fernsehgesellschaft. Sie übertrug bereits von Anfang an ein umfangreiches Farbprogramm, so daß man bis auf 30 Wochenstunden Farbfernsehen kam; dabei sind auch Nachrichten und Sportübertragungen nicht ausgeschlossen. Die Verwendung von Farbfilmen wurde zugunsten eigener Produktionen stark beschränkt. Qualitativ dürften die Kritiker und Skeptiker am Programm nicht viel zu mäkeln haben, denn die Farbe ist gut bis hervorragend, und Mängel, die noch zur vergangenen Pariser Funkausstellung allgemein festgestellt werden mußten, gehören heute zum größten Teil der Vergangenheit an.

Es wird also eine Politik betrieben, die dem Farbfernsehen eigentlich schnell einen großen Kundenkreis zuführen müßte. Wie sieht es aber nun in Wirklichkeit damit aus?

Vorerst sind es drei Gründe, die der raschen Ausbreitung des Farbfernsehens in Frankreich entgegenstehen. Zunächst ist hier eine gewisse natürliche Zurückhaltung des Franzosen gegenüber allem Neuen zu nennen. Man nimmt also stets zuerst eine abwartende Haltung ein. An dieser Haltung würden auch stark herabgesetzte Preise nichts grundlegend ändern. Zum zweiten muß gesagt werden, daß die Geräte für den Durchschnittsbürger praktisch unerschwinglich teuer sind. Für den gleichen Preis kann man einen Kleinwagen kaufen, und damit ist diese Frage für den Durchschnittsfranzosen überhaupt keine Frage: Das Auto geht vor. Nun kann man natürlich fragen, warum denn die Geräte so teuer sind, und die Antwort darauf führt gleich zum dritten Grund: Es ist nämlich vorerst fast niemand daran interessiert, Farbfernsehempfänger zu verkaufen.

Das ist der wichtigste Grund, auf den näher eingegangen werden muß. Während die deutschen Gerätehersteller bereits seit langem über die genauen Spezifikationen des in Deutschland benutzten PAL-Systems unterrichtet waren, deshalb also im Labor und beim Bau von Kleinserien schon Erfahrungen sammeln und beim of-

fiziellen Start des Farbfernsehens bereit sein konnten, war dies in Frankreich ganz anders. Wenn auch seit langem feststand, daß man nach dem Secam-System arbeiten werde, ging es doch monatelang hin und her zwischen den verschiedenen Secam-Varianten. Schon damals wurden aus der Industrie Stimmen laut, die warnten und voraussagten, daß man vom Tag der offiziellen Bekanntgabe der endgültigen Norm an mindestens 18 Monate brauchen werde, um eine nennenswerte Produktion anlaufen lassen zu können. Als dann im September 1967 das Farbfernsehen öffentlich vorgestellt wurde und die Sendungen am 1. Oktober begannen, konnte man sofort feststellen, daß trotz mancher optimistischen Aussagen die Industrie kaum mit der Vorserie angefangen hatte. Wie sollte man auch innerhalb von neun Monaten publikumsreife Geräte erstellen, vor allem unter Berücksichtigung der Schwierigkeit, geeignete Bauelemente in hinreichenden Stückzahlen zu bekommen?

So begann also das Farbfernsehen in Frankreich recht großzügig, für die Öffentlichkeit aber leider kaum in Farbe, denn selbst der überwiegende Teil der Händler hatte nicht einmal ein einziges Vorführgerät. Nach und nach mußte man dazu noch feststellen, daß der ganze um die Farbe veranstaltete Rummel das Geschäft mit Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern stark rückläufig beeinflusst hatte.

Wie war nun die Nachfrage. Paradoxerweise waren die Provinzfranzosen mehr an Farbe interessiert als die Pariser, jedoch konnte kaum einer der Händler liefern, und die wenigen Interessenten mußten meist mehrere Wochen bis zur Lieferung der bestellten Farbfernsehempfänger warten. Bis Ende des Jahres hat sich die Lage natürlich etwas gebessert; Fachleute schätzen die Produktion bis Ende 1967 auf etwa 15 000 Farbfernsehempfänger. Davon steht allerdings die Hälfte bei den Händlern, so daß also nur etwa 7000 bis 8000 Geräte verkauft sein dürften. Das ist nicht gerade überwältigend, und bei einer derartigen Knappheit nimmt es auch nicht wunder, daß die Preise hoch waren und es auch geblieben sind. Man erwartet, daß mit Beginn der neuen Saison, also im Spätherbst 1968, die Produktion einen nennenswerten Ausstoß erreichen wird und dann auch die Preise sinken werden, und zwar einfach durch den Umstand bedingt, weil man dann verkaufen will.

Die Knappheit an Geräten hat es auch erschwert, die Service-Techniker in ausreichendem Maße auszubilden. Hinzu kommt noch der Umstand, daß auch die Meßgeräte-Industrie die benötigten Farbbalkengeneratoren nur recht zögernd liefern kann, die zudem relativ teuer sind, da es viel komplizierter ist, solche Geräte für Secam als für PAL zu bauen.

Ein weiteres Problem wird durch die Farbbildröhre aufgeworfen. Bereits im vergangenen Jahr wurde über eine neue französische Farbbildröhre berichtet, die hier entwickelt wurde und in die man berechnete Hoffnungen gesetzt hatte. Sie hat entscheidende Vorteile hinsichtlich Helligkeit und Abnutzung im Vergleich zur

Lochmaskenröhre. Auch über diese Farbbildröhre wurde viel geredet, jedoch gab und gibt es bis heute noch keine Serienfabrikation. In der Zwischenzeit gingen die tollsten Gerüchte über diese Bildröhre um, ganz besonders im Ausland. Schon vor Monaten gaben Vertreter der Bildröhrenhersteller in Frankreich an, daß sie nicht auf den Abschluß dieser Neuentwicklung warten könnten und deshalb mit der Serienfertigung der Lochmaskenröhre begonnen hätten. Für die Hersteller war dies eine Lebensfrage, denn sie können von den Stückzahlen, die der französische Markt aufzunehmen vermag, keinesfalls leben. So wurden bis Ende des Jahres 1967 etwa 40 000 bis 45 000 Farbbildröhren hergestellt, von denen über die Hälfte in den Export ging, der Großteil davon in die Bundesrepublik.

Im Rahmen der sowjetisch-französischen Verträge über das Farbfernsehen spielt nun aber gerade die neue Bildröhre eine entscheidende Rolle. Die Russen wurden inzwischen ungeduldig, und der französische Staat hat beschlossen, die Entwicklung der neuen Bildröhre bis zur Produktionsreife unter Einsatz aller Mittel voranzutreiben. Zu diesem Zweck ist der Staat Unternehmer geworden, und hat bedeutende Anteile an der Entwicklungsfirma, der CSF, sowie deren Tochter CFT erworben. Parallel dazu wurde eine Gesellschaft aus allen großen Herstellerfirmen gebildet mit dem Ziel, so schnell wie möglich zur Serienproduktion der französischen Bildröhre zu kommen. Selbst mit viel Optimismus muß man jedoch sagen, daß bis dahin noch einige Zeit vergehen wird, denn eine solche Fertigung läßt sich nicht von heute auf morgen einfach aus dem Ärmel schütteln.

In der Zwischenzeit wird auf dem französischen Markt in den nächsten Monaten mit Zunahme des Angebots an Farbfernsehempfängern ein gewisser Preiskampf beginnen. Man kann schon voraussagen, daß der Schwerpunkt dieses Kampfes weniger durch die absolute Höhe des Preises als vielmehr durch die verschiedenen Modelle gekennzeichnet sein wird. Bedingt durch das in Frankreich eingeführte Zeilen-Normen-System (verschiedene Zeilenzahlen für VHF und UHF), wird eine Anzahl Hersteller dazu übergehen, Geräte zu bauen, die nur das 2. Programm auf UHF empfangen können, auf dem die Farbsendungen ausgestrahlt werden. Daneben wird man auch Geräte mit kleinen Bildschirm bauen sowie tragbare Geräte, die natürlich im Preis entsprechend niedriger liegen können. Es ist aber sehr fraglich, ob der Kunde solchen Versuchen in nennenswertem Maße folgen wird, denn wenn man in Frankreich schon einen Farbfernsehempfänger kauft, dann doch wohl in erster Linie einen mit normalem Bildschirm. Gerade der Farbmultiplexer wird das Renommierstück in den Wohnungen sein. Man sollte deshalb in dieser Frage psychologisch geschickt vorgehen, denn schon tragbare Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger sind bis jetzt keine starken Umsatzträger geworden und werden es auch nicht so schnell werden. W.S.

Synchrodemodulator und PAL-Synchronisierung im Farbempfänger „PALcolor 708“

Im Heft 4/1968 der FUNK-TECHNIK wurde der Laufzeitdemodulator im Farbfernsehempfänger „PALcolor 708“ von AEG-Telefunken beschrieben¹⁾. Im folgenden werden der Synchrodemodulator und die PAL-Synchronisierung dieses Gerätes behandelt.

1. Synchrodemodulator

1.1. Allgemeines

Die an den Matrixwiderständen des Laufzeitdemodulators gewonnenen Farbsignalkomponenten $U_{F(R-Y)}$ und $U_{F(B-Y)}$ werden je einem Demodulator zur Wiedergewinnung der Farbdifferenzsignale U_{R-Y} und U_{B-Y} zugeführt. Die Demodulation kann auf verschiedene Weise erfolgen. Gleichrichterschaltungen üblicher Art, wie man sie bei Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern anwendet, kommen allerdings nicht in Betracht, weil das Modulationsprodukt aus Gründen der Kompatibilität keinen Träger enthält, die Hüllkurve des Signals also nicht der Zeichenschwingung entspricht. Die Rückgewinnung ist sowohl durch additive als auch multiplikative Mischung mit einem Referenzsignal U_R durchführbar. Dieses hat die Aufgabe, den im Sender unterdrückten Farbtträger zu ersetzen, und ermöglicht durch synchrones Hinzufügen die Demodulation.

Bei der multiplikativen Mischung ergibt das Produkt aus Farbart- und Referenzsignal einen von der Phasendifferenz beider Signale abhängigen Mittelwert, der das demodulierte Signal darstellt. Dieser Mittelwert ist positiv, wenn beide Signale gleichphasig sind, negativ bei Gegenphase und Null im Fall von 90° Phasendifferenz. Außerdem entstehen HF-Anteile mit der doppelten Farbtträgerfrequenz, die durch einen anschließenden Tiefpaß unterdrückt werden müssen.

Für diese Art der Demodulation verwendet man spezielle Mischröhren, die mit zwei Steuergittern ausgerüstet sind. Das erste Steuergitter erhält das vollständige Farbartsignal, dem zweiten Steuergitter (3) wird der Referenzträger zugeführt. An der Anode entsteht dann nach einer Integration ein von der Phasendifferenz abhängiger Mittelwert. Da bei der Demodulation die Gleichspannungskomponente des ursprünglichen Signals verlorengeht, muß sie in einer folgenden Stufe mit einer Klemmschaltung wiedergewonnen werden. Man benutzt aber auch Ablenkrohren (sheat-beam), bei denen das Steuergitter das Farbartsignal erhält, während an beiden Ablenkrohren gleich hohe gegenphasige Referenzspannungen liegen. An den beiden Anoden kann jeweils eine von der Phasenlage abhängige positive und negative Komponente für eines der Farbdifferenzsignale entnommen werden. Diese Ablenkrohren sind als Mehrgitterrohren ausgebildet; die Gefahr gegenseitiger Verkopplung der Signale ist daher gering. Allerdings werden für den Referenzträger Amplituden von etwa 200 V benötigt, die bei gedrängtem Aufbau des Empfängers Anlaß zu Störungen (Interferenzen zwi-

schen Harmonischen der Farbtträgerfrequenz und dem Bild- und Tonträger) geben können.

Durch Addition des Farbsignals mit einem genügend großen Referenzträger ist es möglich, das Summensignal nach der Amplitude zu demodulieren (Demodulation nach additiver Mischung). Im Fall gleicher Phase ergibt sich die Summe mit größter Amplitude und bei Gegenphase die mit kleinster Amplitude. Bei 90° Phasenverschiebung entsteht eine Amplitude, die der Resultierenden der beiden aufeinander senkrecht stehenden Spannungsvektoren entspricht. Im Gegensatz zur multiplikativen Mischung werden aber bei Ausbildung des Synchrodemodulators als Eintaktschaltung (Bild 1) etwa im Signal vorhandene 90° -Komponenten nicht völlig unterdrückt. Es verbleibt eine Restamplitude, die jedoch

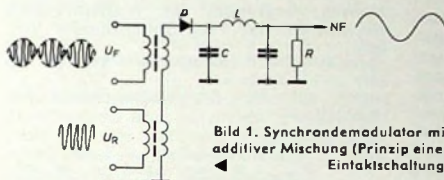


Bild 1. Synchrodemodulator mit additiver Mischung (Prinzip einer Eintaktschaltung)

vernachlässigbar klein bleibt, wenn das Amplitudenverhältnis zwischen Referenz- und Farbartsignal genügend groß ist (Bild 2).

Multiplikative Mischung wird bei den meisten nach der NTSC-Norm arbeitenden Empfängern angewendet, weil es hier auf bestmögliche Unterdrückung von 90° -Komponenten ankommt. Ungenügende Unterdrückung würde ein Übersprechen zwischen den Farbkanälen hervorrufen, da die Steuergitter beider Demodulatorröhren das vollständige Farbartsignal erhalten. (Dieser Fall tritt auch bei Simple-PAL-Empfängern auf, wird aber von Beobachtern nicht wahrgenommen, weil sich Farbfehler zweier benachbarter Zeilen über die optische Integration im Auge ausgleichen.) Ein Tiefpaß sorgt weiterhin dafür, daß Spannungen mit Farbtträgerfrequenz oder höheren Frequenzen nicht an den Ausgang gelangen. Nachteilig wirken sich bei Verwendung von Mischröhren die unvermeidbaren Kennlinienkrümmungen aus, die die Linearität der Ausgangssignale beeinflussen.

Empfänger, die nach der PAL-Norm arbeiten und einen Laufzeitdemodulator enthalten, unterliegen dagegen anderen Bedingungen. Die Demodulatoren erhalten die bereits nach den Modulationsachsen getrennten Farbartsignal-Komponenten $U_{F(R-Y)}$ und $U_{F(B-Y)}$. Für den Fall unverzerrt übertragener Fernsehmodulation sind Referenz- und Farbartsignal in Gleich- oder Gegenphase, so daß keine 90° -Komponenten auftreten. Zu einem Übersprechen zwischen den Farbkanälen kommt es aber auch beim Vorhandensein von Phasenfehlern nicht, weil im Demodulator-Eingangssignal keine Komponenten des anderen Kanals enthalten sind.

Im Farbempfänger „PALcolor 708“ wird vom Prinzip der additiven Mischung Ge-

brauch gemacht. Sie ergibt gute Linearität der Ausgangssignale auch bei größeren Amplituden und läßt die Anwendung von Dioden und Transistoren zu. Darüber hinaus erlaubt der symmetrische Demodulator die exakte Gewinnung der Gleichspannungskomponente und gewährleistet, daß Eingangs- und Ausgangssignale gegenseitig entkoppelt sind und daß kleine Änderungen der Referenzträgeramplitude keinen Einfluß auf das Ausgangssignal haben. Diese als Synchron- und Clampingdemodulator bezeichnete Schaltung wird im folgenden beschrieben.

1.2. Wirkungsweise des Synchrodemodulators

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des Synchrodemodulators. Das Referenzsignal U_R wird einem aus Symmetriegründen bifilar

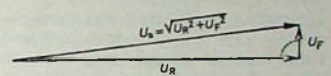


Bild 2. Darstellung der Restkomponente bei der Eintaktschaltung mit additiver Mischung. Bei 90° Phasenwinkel ist die wirksame Diodenspannung U_S größer als das Referenzsignal U_R .

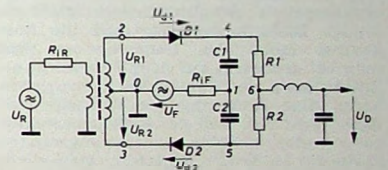


Bild 3. Prinzipschaltung des symmetrischen Synchrodemodulators mit additiver Mischung

und mit fester Kopplung gewickelten Gegentaktübertrager zugeführt, dessen sekundärseitige Mittenzapfung 0 an Masse liegt und an dessen Wicklungsenden 2 und 3 die beiden gepaarten Dioden D_1 und D_2 angeschlossen sind, die wiederum über R_1 , R_2 , C_1 und C_2 verbunden sind. R_1 , R_2 und C_1 , C_2 sind jeweils gleich groß und eng toleriert. Ist am Punkt 1 noch kein Farbartsignal U_F vorhanden, so werden C_1 und C_2 über die Dioden D_1 und D_2 nahezu auf den Scheitelwert der Spannung U_{R1} beziehungsweise U_{R2} aufgeladen. An den Widerständen R_1 und R_2 liegen dann gleich hohe Spannungen, wobei Punkt 4 gegen Masse positiv und Punkt 5 gegen Masse negativ ist. Vom Verbindungspunkt 6 gegen Masse kann man dagegen keine Spannung messen; es besteht Brückengleichgewicht.

Wird über Punkt 1 ein Farbartsignal U_F eingespeist, das die gleiche Frequenz und die gleiche oder eine um 180° gedrehte Phasenlage wie der Referenzträger U_R hat, dann addieren sich U_R und U_F gemäß ihrem Vorzeichen, und an 4 und 5 verschieben sich die vorher gleichen Ladesspannungen gegensinnig um den Betrag der Spannung U_F . Dabei wird vorausgesetzt, daß C_1 und C_2 für die Farbtträgerfrequenz einen Kurzschluß darstellen. Die gleiche Verschiebung ist dann auch zwi-

¹⁾ Graewert, W.: Der Laufzeitdemodulator im Farbempfänger „PALcolor 708“. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 4, S. 119-122.
Dipl.-Ing. Gerhard Heumann ist Gruppenleiter in der Farbfernsehtwicklung von AEG-Telefunken, Hannover.

schen Punkt 6 und Masse meßbar. Je nach der Phasenlage von U_F kann daher am Punkt 6 eine positive oder negative Spannung entnommen werden. Der Fall gleicher Phasenlage beziehungsweise der Gegenphase ist beim PAL-Verfahren immer dann gegeben, wenn das übertragene Farbsignalsignal verzerrungsfrei empfangen wird.

Ein fehlerbehaftetes Farbsignalsignal U_F bewirkt am Ausgang des Laufzeitdemodulators Phasenlagen, die von der des Referenzträgers U_R abweichen. In diesem Fall erfolgt die Addition nicht mehr arithmetisch, sondern geometrisch. Die Verhältnisse lassen sich am besten an Hand der Zeigerdarstellung im Bild 4 überblicken.

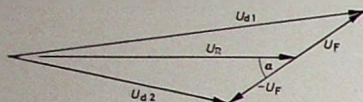


Bild 4. Zeigerdarstellung der resultierenden Spannungen U_{d1} und U_{d2} bei vorhandenem Phasenfehler α für den symmetrischen Synchrondemodulator

In Abhängigkeit vom Phasenfehler α bewegen sich bei konstanter Signalamplitude U_F die Zeiger U_{d1} und U_{d2} auf einem Kreis mit dem Radius U_F , wobei die Differenzspannung $U_{d1} - U_{d2}$ Minima und Maxima aufweist. Die Ausgangsspannung verläuft bei $U_R \gg U_F$ nach einer Cosinusfunktion, und der Spannungsverlauf hat daher die Form einer Diskriminator-kurve. Ist ein Phasenfehler vorhanden, so wird folglich der um den Faktor $\cos \alpha$ herabgesetzte Amplitudenwert gleichgerichtet. Dadurch verringert sich die Ausgangsspannung des Demodulators, was man bei großem α auf dem Bildschirm als Entsättigung des Farbbildes wahrnehmen kann. Eine Änderung des Farbtönen tritt dabei nicht auf, weil der Reduktionsfaktor $\cos \alpha$ einer beliebigen zusammengesetzten Farbe für beide Demodulatoren stets gleich groß ist.

1.3. Dimensionierung des Synchrondemodulators

1.3.1. Bemessung der Referenzamplitude

Bei der Dimensionierung muß dem Amplitudenverhältnis der zugeführten Spannungen U_R und U_F besondere Beachtung gewidmet werden, damit das demodulierte Signal keine zusätzlichen Verzerrungen aufweist. Werden zwei sinusförmige Spannungen U_R und U_F gleicher Frequenz und beliebiger Phasenlage addiert, dann hat das Summensignal die Form

$$U_a = \sqrt{U_R^2 + U_F^2 + 2 \cdot U_R \cdot U_F \cos \alpha},$$

wobei α den Phasenwinkel zwischen U_R und U_F darstellt. Beim symmetrischen Demodulator addieren sich in beiden Diodenzweigen das Farbsignalsignal U_F und die Referenzamplituden U_{R1} beziehungsweise U_{R2} (s. Bild 3), die gleich groß sind. Am Ausgang bildet sich bei Spitzengleichrichtung und unbelastetem Demodulator die Differenzspannung

$$U_D = \frac{1}{2} (U_{d1} - U_{d2}) = \frac{1}{2} \left(\sqrt{U_{R1}^2 + U_F^2 + 2 \cdot U_{R1} \cdot U_F \cdot \cos \alpha} - \sqrt{U_{R2}^2 + U_F^2 - 2 \cdot U_{R2} \cdot U_F \cdot \cos \alpha} \right). \quad (1)$$

Wegen $U_{R1} = U_{R2} = U_R$ wird

$$U_D = \frac{U_R}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{U_F^2}{U_R^2} + 2 \frac{U_F}{U_R} \cos \alpha} - \sqrt{1 + \frac{U_F^2}{U_R^2} - 2 \frac{U_F}{U_R} \cos \alpha} \right). \quad (2)$$

Für den Fall $\left(\frac{U_F}{U_R}\right)^2 \ll 1$ vereinfacht sich Gl. (2) zu

$$U_D \approx \frac{U_R}{2} \left(\left(1 + \frac{U_F}{U_R} \cos \alpha\right) - \left(1 - \frac{U_F}{U_R} \cos \alpha\right) \right) = U_F \cdot \cos \alpha. \quad (3)$$

Eine Gegenüberstellung von Gl. (2) und Gl. (3) zeigt, daß beide für $\alpha = 0^\circ \pm n \cdot 90^\circ$ zum gleichen Resultat führen. In diesen Fällen hat das Trägerverhältnis also keinen Einfluß auf die Größe des Ausgangssignals U_D . Bei allen anderen Werten von α weicht Gl. (2) von Gl. (3) ab. Im Bild 5 ist diese Funktion für den ersten Quadranten dargestellt. Sie veranschaulicht den Einfluß des Trägerverhältnisses $V = \frac{U_R}{U_F}$ auf die Ausgangsspannung U_D , bezogen auf die Ausgangsspannung des Idealfalls $V = \infty$.

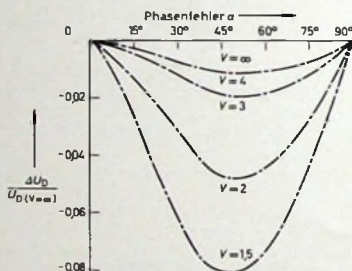


Bild 5. Einfluß des Trägerverhältnisses V auf die relative Ausgangsspannung eines symmetrischen Synchrondemodulators mit additiver Mischung (bezogen auf die Ausgangsspannung des Idealfalls $V = \infty$)

Im praktischen Betrieb wird jedem Synchrondemodulator der Referenzträger U_R mit konstanter Amplitude zugeführt, während sich das Farbsignalsignal U_F je nach Farbsättigung zwischen 0 und 100 % ändern kann. Damit verändert sich ebenfalls das Trägerverhältnis U_R/U_F laufend mit der Bildvorlage. Farbwerte setzen sich im allgemeinen aus Signalen mit ungleichen Farbart-Komponenten $U_{F(R-Y)}$ und $U_{F(B-Y)}$ zusammen. Solange im Übertragungsweg kein Phasenfehler auftritt, liefert jeder Demodulator eine Ausgangsspannung, die nur von der Eingangsspannung abhängt. Sind dagegen Phasenfehler vorhanden, so ist die Ausgangsspannung außerdem noch von der Phasendrehung und vom Trägerverhältnis der zugeführten Signale abhängig. Bei amplitudenmäßig unterschiedlichen Komponenten einer Farbart werden dann beide nicht im gleichen Verhältnis reduziert. Die Folge davon ist eine Änderung des Farbtönen auf dem Bildschirm, die in diesem Fall nicht mehr kompensiert werden kann.

Um diese Fehler klein zu halten, muß jedem Demodulator eine Referenzamplitude zugeführt werden, die groß genug ist gegenüber den im Betriebsfall maximal auf-

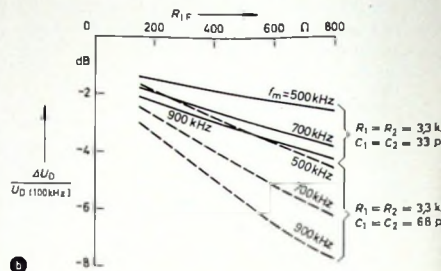
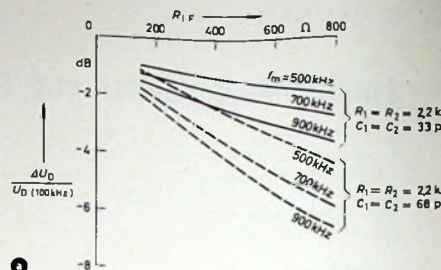


Bild 6. Abhängigkeit der relativen Demodulator-Ausgangsspannung vom Innenwiderstand $R_1 F$ für verschiedene Zeitkonstanten $R_1 C_1$ und $R_2 C_2$ sowie Modulationsfrequenzen f_m (bezogen auf die Ausgangsspannung bei 100 kHz)

tretenden Eingangsspannungen. Für die Praxis können 2 % Amplitudenfehler bei ungünstigstem Phasenwinkel als vertretbare Grenze für die Bemessung betrachtet werden. Der hier beschriebene Synchrondemodulator wurde für ein Amplitudenverhältnis von 4 : 1 (bei Normaleinstellung des Farbsättigungsreglers) ausgelegt.

1.3.2. Bandbreite des Demodulators

Bei den vorangegangenen Betrachtungen wurde zum Zweck einer vereinfachten Darstellung davon ausgegangen, daß es sich beim Farbsignalsignal U_F um einfache unmodulierte Trägerschwingungen handelt und daß der Ausgang des Demodulators (Punkt 6 im Bild 3) unbelastet bleibt, so daß bei sehr kleinem Stromflußwinkel der Dioden und im Normalfall $\cos \alpha = 1$ eine nahezu dem Scheitelwert von U_F entsprechende Differenzspannung entnommen werden kann. Tatsächlich ist U_F aber ein modulierte Signal mit unterdrücktem Träger, dessen Seitenbänder Frequenzen bis zu 1,5 MHz enthalten. Der Synchrondemodulator muß daher nicht nur eine vom Farbsignalsignal abhängige Richtspannung abgeben, sondern auch schnellen Änderungen dieses Signals unverzerrt folgen können. Die Belastung des Demodulatorausgangs mit dem Eingangswiderstand der folgenden Verstärkerstufe bewirkt eine Spannungsteilung, die in den Wirkungsgrad eingeht und bei der Dimensionierung berücksichtigt werden muß. Weiterhin ist zu beachten, daß beide Demodulatoren gleiche Bandbreite haben müssen, damit an farbigen Bildkanten keine Farbsäume als Folge unterschiedlicher Sprungfunktionen sichtbar werden. Die besten Ergebnisse erreicht man dann, wenn man den Demodulator selbst für eine höhere Bandbreite als erforderlich auslegt. Dann wird die Grenzfrequenz vorwiegend durch den im Ausgang eingefügten Tiefpas bestimmt.

Die Bandbreite läßt sich ermitteln, indem man die Ausgangsspannung eines 4,43-MHz-Generators einerseits über ein

Phasendrehglied und einen anschließenden Verstärker dem Demodulator als Referenzträger, andererseits über einen Modulator als Farbsignalsignal U_F zuzuführen. Die Modulation liefert ein Meßsender oder Wobbler. Dabei ist zu beachten, daß die Bandbreite der Demodulationsschaltung wegen der Abhängigkeit des komplexen Eingangswiderstandes von der Phasenlage zwischen U_F und U_R ebenfalls von dieser abhängt. Sie ist dann am geringsten, wenn beide Signale gleiche Phase aufweisen.

Bei dieser Einstellung ist die Dimensionierung vorzunehmen. Die Messung erfolgt selektiv. Das Einschwingverhalten einer Schaltung nach Bild 3 wird durch die Größe der Glieder R_1 , C_1 und R_2 , C_2 sowie durch den Innenwiderstand R_i der Signalquelle U_F bestimmt. Die Bilder 6a und 6b veranschaulichen diese Beziehung. Die Darstellung zeigt für einen Versuchsaufbau die Abhängigkeit der Demodulatorausgangsspannung U_D vom Innenwiderstand R_i der Signalquelle für verschiedene Zeitkonstanten $R_1 \cdot C_1$ und $R_2 \cdot C_2$ sowie Modulationsfrequenzen f_m , bezogen auf die Ausgangsspannung bei 100 kHz.

Für die Ausführung des Synchrondemodulators im „PALcolor 708“ wurde die Dimensionierung etwas abgeändert. Auch wurde ein Meßverfahren für die Bandbreitenbestimmung angewendet, das die tatsächlichen Betriebsbedingungen besser nachbildet, indem der Demodulator über einen Farbcode das Signal eines Wobblers erhält. Im Bild 7 ist der Amplitudenverlauf wiedergegeben. Bild 8 zeigt das

Oszillogramm eines 180°-Phasensprungs, wie er im Farbbalkensignal beim Übergang von Grün auf Purpur vorkommt und an den Demodulatorausgängen gemessen wird.

1.4. Ausführungsbeispiel der Demodulationsschaltung

Bild 9 zeigt die praktische Ausführung der Demodulationsschaltung. Über die Kondensatoren C_{374} und C_{375} wird dem (B-Y)-Demodulator die im Laufzeitmodulator gewonnene und in der Transistorstufe T_{310} um den Faktor 4 verstärkte Farbsignalkomponente $U_{F(B-Y)}$ zugeführt. Den Referenzträger U_R erhält der Demodulator über die Wicklung L_{331} des 4,43-MHz-Oszillators und C_{370} . L_{370} ist mit C_{373} auf die Farbträgerfrequenz abgestimmt. Oszillatorwicklung und Demodulatorspule L_{370} bilden zusammen mit C_{370} ein Bandfilter. An L_{370} tritt daher das Oszillatorsignal um 90° phasenverschoben auf.

Das demodulierte Signal $U_{(B-Y)}$ gelangt über R_{371} , R_{372} und das Tiefpaßfilter L_{614} , C_{626} zur Basis einer folgenden (nicht gezeichneten) Verstärkerstufe, die zusätzlich über den Emitter mit dem Leuchtdichtesignal U_Y angesteuert wird, so daß am Kollektor die Summe beider Signale $U_Y + U_{(B-Y)} = U_B$ gewonnen wird, die dem Farbauszug des Fernsehbildes für die Primärfarbe Blau entspricht. Die Mittenanzapfung von L_{370} liegt gleichspannungsmäßig an einem Teilerwiderstand, der die Basisspannung der Stufe bestimmt.

Der (R-Y)-Demodulator ist ähnlich aufgebaut. Die in T_{311} verstärkte Farbsignalkomponente $U_{F(R-Y)}$ gelangt über den einstellbaren Widerstand R_{366} und über C_{378} , C_{379} zum Einspeisepunkt des Farbsignals. Im Gegensatz zum (B-Y)-Demodulator erhält der (R-Y)-Demodulator ein Referenzsignal, das zeilenweise um 180° geschaltet und dann der Primärwicklung L_{375} des ebenfalls auf die Farbträgerfrequenz abgestimmten Übertragers zugeführt wird. Die mit Beginn jeder neuen Zeile erfolgende Phasenumschaltung steuert der bistabile Multivibrator T_{307} , T_{308} , und zwar über L_{330} und D_{315} sowie über L_{331} und D_{316} . Die Umschaltung ist erforderlich, um die im Sender vorgenommene zeilenweise 180°-Drehung des (R-Y)-Modulationsanteils wieder rückgängig zu machen. Die Ausgangsspannung des Demodulators gelangt wie im (B-Y)-Kanal über ein Tiefpaßglied zur Basis einer Verstärkerstufe, die ebenfalls mit U_Y angesteuert wird. Die Treiberstufen T_{310} und T_{311} der beiden Synchrondemodulatoren haben gleich große Arbeitswiderstände und sind stark gegengekoppelt, um den Einfluß ihrer Eingangswiderstände auf die Widerstandsmatrix des Laufzeitmodulators gering zu halten.

Ein zusätzlicher Demodulator für das Farbdifferenzsignal $U_{(G-Y)}$ ist nicht notwendig, weil dieses Signal entsprechend den Matrixierungsbedingungen im Sender durch Differenzbildung der Signale $U_{(R-Y)}$ und $U_{(B-Y)}$ gewonnen werden kann. Voraussetzung hierfür ist, daß beide Signale an der Dematrix des Videoverstärkers im richtigen Amplitudenverhältnis (1:2,03) zur Verfügung stehen. Dieses Verhältnis wird mit dem Widerstand R_{366} eingestellt.

Bild 7. Amplitudenverlauf eines Synchrondemodulators mit der Dimensionierung nach Bild 9

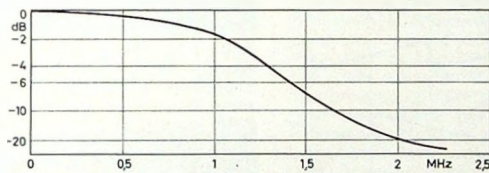


Bild 8. Verlauf eines 180°-Phasensprungs, gemessen am Ausgang eines Synchrondemodulators

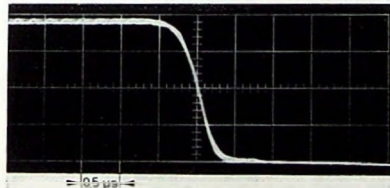
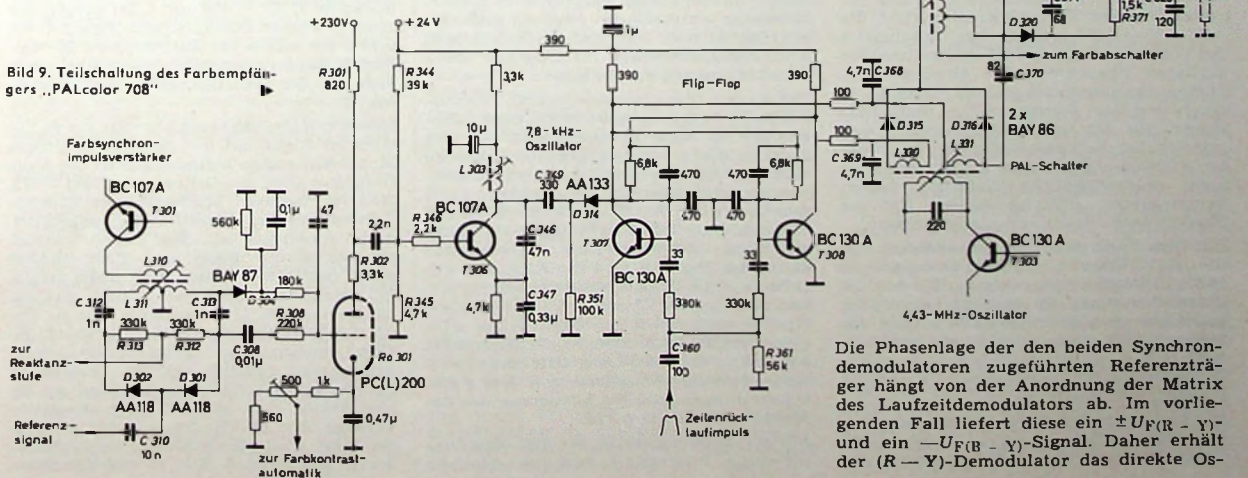


Bild 9. Teilschaltung des Farbempfängers „PALcolor 708“



Die Phasenlage der den beiden Synchrondemodulatoren zugeführten Referenzträger hängt von der Anordnung der Matrix des Laufzeitmodulators ab. Im vorliegenden Fall liefert diese ein $\pm U_{F(R-Y)}$ und ein $-U_{F(B-Y)}$ -Signal. Daher erhält der (R-Y)-Demodulator das direkte Os-

zillatorsignal beziehungsweise seine Gegenphase, der (B—Y)-Demodulator dagegen das um 90° verzögerte.

2. Synchronisierung des PAL-Schalters

Die Signalübertragung nach dem PAL-Verfahren ist erst dann vollständig, wenn Gleichlauf bei der zeilenweisen Phasenumschaltung der (R—Y)-Signalkomponente zwischen Sender und Empfänger besteht. Die für PAL notwendige Identifikation wird zusätzlich dem Farbsynchronimpuls (Burst) entnommen, weil dieser zeilenweise um $\pm 45^\circ$ gedreht wird. In Abhängigkeit von dieser Phasenlage bildet sich am Diskriminator für den Referenzträger eine sägezahnförmige Spannung mit der halben Zeilenfrequenz aus, die man für die Synchronisierung des PAL-Schalters verwendet.

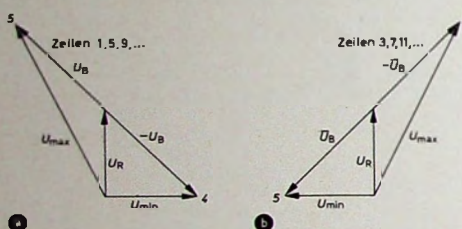
Der Phasendiskriminator hat zunächst die Aufgabe, die Phase des Farbsynchronimpulses mit der des Referenzsignals zu vergleichen und bei Abweichungen von der

U_R und U_B werden so bemessen, daß die Kondensatoren C312 und C313 nur während des jeweiligen Maximalwertes kurzzeitig aufgeladen werden können und ihre Ladespannungen dann über den Zeitraum zweier Zeilen langsam abklingen. Während der Dauer jedes Farbsynchronimpulses kommt es daher nur in einem Diskriminatorzweig zu einer kurzen, kräftigen Aufladung, bei der die Diode D301 oder die Diode D302 durchgeschaltet wird. Die übrige Zeit bleiben die Dioden gesperrt und gewährleisten, daß der Spannungsverlauf an den Kondensatoren weder durch die ständig vorhandene Referenzspannung U_R noch durch den während der folgenden Synchronisierungsphase vorhandenen Minimalwert der Signalspannung beeinflusst wird. Wählt man beispielsweise das Ver-

hältnis der Signale mit $\frac{U_B}{U_R} = \sqrt{2}$, dann sind Referenzsignal und Minimalwert für Sollabgleich des Diskriminators betragsmäßig gleich groß. Bei diesem Verhältnis

Bild 10. Phasendiskriminator für den Referenzoszillator

Bild 11 (unten). Zeigerdarstellung der resultierenden Signalspannungen U_{min} und U_{max} in Abhängigkeit von der Phase des Farbsynchronimpulses für Sollabgleich des Diskriminators; a) für die Zeilen 1, 5, 9, ..., b) für die Zeilen 3, 7, 11, ...



Sollphase eine Gleichspannung zu liefern, die über eine Reaktanzstufe den Referenzoszillator nachsteuert. Die Schaltung des Diskriminators ist im Bild 10 dargestellt. Sie entspricht im Prinzip der des Synchrondemodulators nach Bild 3.

Über den auf 4,43 MHz abgestimmten bifilar gewickelten Gegentaktübertrager L310, L311 wird der verstärkte Farbsynchronimpuls U_B gegenphasig der aus C312, C313, D301, D302, R312 und R313 gebildeten Brückenschaltung zugeführt. Der Referenzträger U_R gelangt über C310 an Punkt 1. Seine Phasenlage entspricht der +(R—Y)-Achse und ist bei Sollabgleich des Diskriminators um 90° gegenüber dem mittleren Phasenwert des alternierenden Farbsynchronimpulses gedreht. Ohne Farbsynchronsignal werden C312 und C313 nahezu auf den Scheitelwert von U_R aufgeladen. Da die Spannungen an den Punkten 4 und 5 gegen Masse gleich hoch sind, aber unterschiedliche Polarität haben, kompensieren sich in diesem Fall an Punkt 6 beide Spannungen gegen Masse.

Mit dem Farbsynchronsignal addieren sich die resultierenden Signalspannungen in beiden Diskriminatorzweigen. Wie aus der Zeigerdarstellung im Bild 11 hervorgeht, bildet sich von Zeile zu Zeile immer abwechselnd ein Maximal- und ein Minimalwert heraus, wobei Maximalwert in einem Diodenzweig und Minimalwert im anderen jeweils zusammenfallen.

Die bestimmenden Zeitkonstanten des Diskriminators (C312 · R312, C313 · R313) und die Größe der zugeführten Signalspannungen

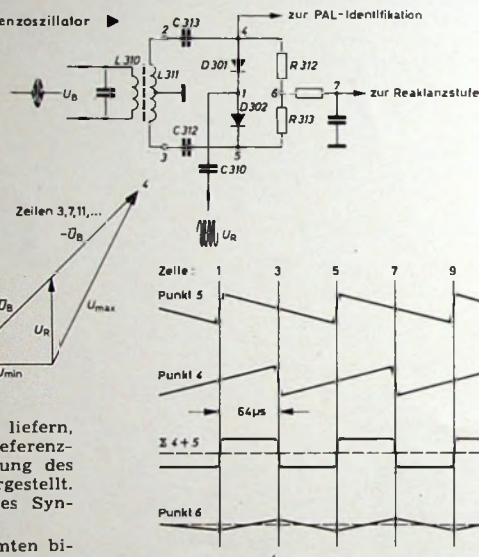


Bild 12. Schematischer Ladespannungsverlauf an den Diskriminatorpunkten 4, 5 und 6 bei Sollphase (bezogen auf Masse)

kann einerseits eine ausreichende Steuerungspannung entnommen werden, andererseits bleibt noch ein genügender Abstand zum Sägezahnverlauf für den Fall einer Abweichung von der Sollphase.

Die an den Diskriminatorpunkten sich ausbildenden Spannungsverläufe sind schematisch im Bild 12 dargestellt. An den Punkten 4 und 5 treten, gegeneinander um eine Zeilendauer versetzt, Sägezahnspannungen mit halber Zeilenfrequenz auf, die man sich über die Widerstände R312 und R313 zu einer mäanderförmigen Rechteckspannung zusammengesetzt vorstellen kann. Am Punkt 6 sind die Rechtecke bereits zu einer Dreiecksspannung integriert, und am Ausgang (Punkt 7) ist nur noch ein Gleichspannungswert meßbar. Dieser wird einer (nicht gezeichneten) Reaktanzstufe zugeführt, die bei Phasendifferenzen zwischen dem Referenzsignal und dem Farbsynchronimpuls die Nachsteuerung des Referenzoszillators bewirkt.

Für die Wirkungsweise der PAL-Synchronisierung interessiert hier nur die am

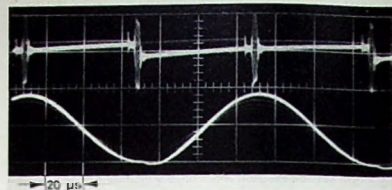


Bild 13. Obere Kurve: Sägezahnspannung mit Farbsynchronimpulsen an C308; untere Kurve: 7,8-kHz-Sinusspannung am Kollektor von T306

Punkt 4 vorhandene Sägezahnspannung. Diese durchläuft anschließend das Integrationsglied R308, C308 (Bild 9) und wird nach der Verstärkung in der Röhre R301 zwischen den Anodenwiderständen R301, R302 abgenommen und der Basis des auf etwa 7,8 kHz schwingenden Sinusgenerators T306 zur Synchronisierung zugeleitet. R301 dient außerdem zur Verstärkung einer von der Farbsynchronimpulsamplitude abhängigen Regelspannung, die die Verstärkung der Farbkontrastregelstufe bestimmt (Farbkontrastautomatik).

Der Sinusoszillator T306 ist als Dreipunktschaltung ausgeführt. Die Rückkopplung erfolgt über C346, C347. Die Basis liegt wechselladungsmäßig über R344, R345, R346 an Masse. Zum Verbindungspunkt dieser Widerstände gelangt die Sägezahnspannung, die mit ihrer positiven Flanke die Synchronisierung bewirkt. Am Kollektor von T306 ist dann ein sinusförmiges Signal vorhanden, dessen Verlauf von Störungen und Rauschen praktisch nicht mehr beeinflusst wird (Bild 13).

Beim PAL-Umschalter T307, T308 (Bild 9) handelt es sich um einen galvanisch gekoppelten bistabilen Multivibrator, der seine Phasenlage mit Beginn jeder neuen Zeile ändert. Er ist symmetrisch aufgebaut und wird mit der positiven Flanke des durch C360, R361 differenzierten Zeilenrücklaufimpulses umgesteuert. Die am Kollektor beider Transistoren stehende mäanderförmige Spannung schaltet wechselseitig die Diode D315 oder D316 durch, womit der (R—Y)-Demodulator entweder die direkte oder die um 180° gedrehte Referenzspannung aus dem 4,43-MHz-Oszillator erhält.

Die Dioden benötigen zum Durchschalten einen eigenen Stromzweig, der das Gleichspannungspotential im Demodulatorkreis nicht beeinflusst. Dies erfolgt über die Primärspule L375. R369 und C367 sorgen für saubere Flanken beim Schaltvorgang. C368 und C369 stellen für die Frequenz des Referenzträgers einen Kurzschluß dar, nicht aber für die Schaltspannung des Multivibrators.

Damit sich die Referenzphase für $U_{F(R-Y)}$ stets im Gleichtakt mit der senderseitigen Modulationsachse befindet, erhält der Multivibrator über ein Differenzierglied C349, R351 die negative Halbwelle der 7,8-kHz-Schwingung zur Identifikation zugeführt, deren Amplitude mit dem Zeilenrücklaufimpuls an der Basis von T307 addiert wird. Auf diese Weise wird jeder zweite Zeilenimpuls so weit unterdrückt, daß ein Umsteuern des Multivibrators nur zu Beginn einer definierten Zeile möglich ist. Im Oszillogramm Bild 14 ist dieser „Wegdrückeffekt“ deutlich sichtbar. Es zeigt an einigen charakteristischen Punkten die Signalformen, wie sie nach dem Abgleichvorgang der 7,8-kHz-Spule L303 vorhanden sind, wenn der Kollektor von T308 an Masse gelegt wird. Bild 15 gibt die Span-

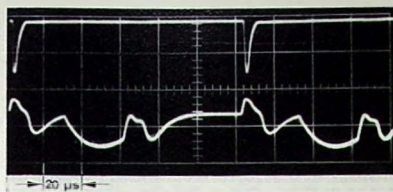


Bild 14. Spannungsverlauf am Kollektor (obere Kurve) und an der Basis (untere Kurve) von T 307, wenn der Kollektor von T 308 zum Abgleich von L 303 an Masse gelegt wird („Wegdrückeffekt“)

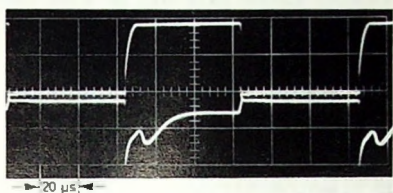


Bild 15. Spannungsverlauf am Kollektor (obere Kurve) und an der Basis (untere Kurve) von T 307 im Betriebszustand

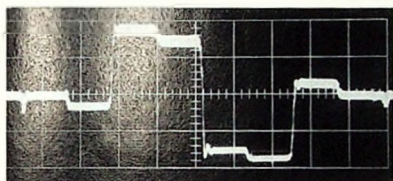


Bild 16. Verlauf der Signalspannung für ein Farbbalkensignal am (R - Y)-Ausgang des Synchron-demodulators

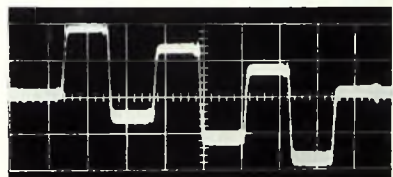


Bild 17. Verlauf der Signalspannung für ein Farbbalkensignal am (B - Y)-Ausgang des Synchron-demodulators

nungsverläufe im Betriebszustand nach Fortfall des Kurzschlusses wieder.

Abschließend zeigen die Bilder 16 und 17 den Verlauf der Signalspannungen für ein Farbbalkensignal, wie sie an den Ausgängen der Synchrondemodulatoren für $U_{F(R-Y)}$ und $U_{F(B-Y)}$ bei richtiger Synchronisierung des PAL-Schalters auftreten.

Schrifttum

Schlesinger, K.: TV color detector use pulsed-envelope method. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 3, S. 142-145

Jaeschke, F.: Zur Schaltungstechnik von Demodulatoren für Farbfarbsignale nach dem NTSC-Verfahren. Arch. elektr. Übertr. Bd. 15 (1961) Nr. 4, S. 187-199

Pritchard, D. H. u. Rhodes, R. N.: Color TV signal receiver demodulators. RCA Review Bd. 14 (1953) Nr. 1, S. 105-226

Hartwich, W.: Einführung in die Fernseh-Servicetechnik. Bd. II. Eindhoven 1966, Philips Techn. Bibliothek

Richter, V.: Clamping- und Synchron-demodulator. Unveröffentlichter Laborbericht (August 1966)

R. SYDOW

Silizium-Boosterdiode BY 147

Ein vielversprechender Ersatz für Boosterröhren

Mit dem Siliziumgleichrichter BY 147 hat Intermetall ein Halbleiterbauelement entwickelt, das direkt gegen die bisher verwendete Boosterröhre PY 88 austauschbar ist, ohne daß Schaltungsänderungen in der Zeilen-Endstufe des Fernsehempfängers erforderlich sind. Lediglich der Heizkreis ist – wie später angeführt – zu modifizieren. Bild 1 zeigt ein Foto beider Bauelemente.

Die Boosterdiode (auch Schalterdiode oder Spardiode genannt) hat den Zweck, die am Ende des Zeilenhinlaufes im Magnetfeld der Ablenkspule gespeicherte Energie nutzbringend zu verwerten. Nach Ende der Rücklaufzeit wird die Boosterdiode leitend und speist aus der im Magnetfeld vorhandenen Energie (bei durch den Rücklaufimpuls umgepolter Stromrichtung) den Boosterkondensator, wodurch der Anfang des sägezahnförmigen Ablenkstroms gebildet wird. Dann wird die Zeilen-Endröhre wieder leitend und liefert den weiteren Hinlaufstrom. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung einer Zeilen-Endstufe.

Die Betrachtung der elektrischen Belastung der Boosterdiode wird zweckmäßigerweise in zwei Zeitabschnitte aufgeteilt. Während der Rücklaufzeit liegt eine Sperrspannung an der Diode, deren Scheitelwert etwa 7 kV beträgt. Während der Hinlaufzeit fließt ein ungefähr linear mit der Zeit abnehmender Strom durch die Diode, und zwar beginnend bei etwa 300 mA und endend bei Null am Ende des Hinlaufes. Der Gleichstrommittelwert des in Vorwärtsrichtung durch die Boosterdiode fließenden Stromes liegt bei 150 mA.

Bei der Boosterröhre wirkt sich unangehen aus, daß die Sperrspannung von etwa 7 kV an der Kathode der Röhre auftritt (an der Anode liegt nur die Betriebsspannung von etwa +250 V). Die Isolation der indirekt geheizten Kathode muß also gegen Heizfaden und alle anderen Teile der Röhre für etwa 7 kV bemessen sein. Das ist die Ursache für die sehr hohe Heizleistung der Boosterröhren ($30 \text{ V} \cdot 0,3 \text{ A} = 9 \text{ W}$ bei der PY 88). Insgesamt entwickelt die Boosterröhre im Hochspannungskäfig etwa 11,5 W Wärme (9 W Heizleistung und 2,5 W Durchlaßverlustleistung). Der Kathodenanschluß der Röhre sitzt oben auf dem Glaskolben.

Die angeführten Schwierigkeiten entfallen bei der Silizium-Boosterdiode BY 147. Das hochspannungsseitige Ende, die Kathode, kann direkt am Zeilentransformator angelötet werden, und die Anode lötet man zweckmäßigerweise direkt in der Printplatte fest. Es entfallen Röhrenfassung und Kathodenclip; es gibt auch kein Isolationsproblem mehr. Die Verlustleistung, die als Wärme im Hochspannungskäfig abgegeben wird, ist bei der BY 147 nur etwa 1,5 bis 2 W, das heißt, es werden beim Einsatz eines Siliziumboosters im Hochspannungskäfig gegenüber der Röhre etwa 10 W weniger Wärme erzeugt. Das ist sehr beach-

lich, denn der Hochspannungskäfig ist bei modernen teiltransistorisierten Fernsehempfängern die letzte große Wärmequelle.

Zunächst scheint die Freude am Silizium-booster nicht ganz ungetrübt: Da Fernsehempfänger Allstromgeräte mit Serienheizung sind, muß der Heizfaden der Boosterröhre beim Übergang auf Siliziumbooster im Heizkreis durch einen Widerstand von 100 Ohm, Belastbarkeit 9 W, ersetzt werden. Diese 9 W werden also zunächst nicht eingespart, sondern nur vom Hochspan-

Bild 1. Boosterröhre PY 88 und Silizium-Boosterdiode BY 147

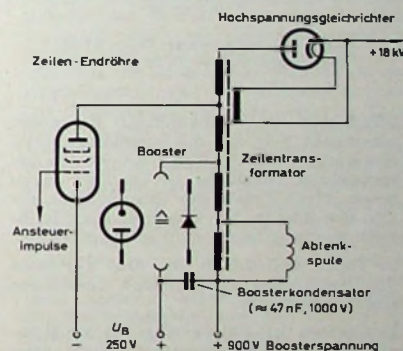
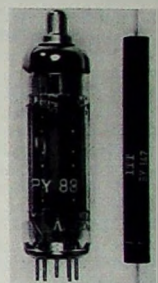


Bild 2. Prinzipschaltung einer Zeilen-Endstufe

nungskäfig in den Heizkreiswiderstand verlagert. Diese und weitere 9 W Heizkreisverlustleistung entfallen nun, wenn man den Heizkreis auf Halbwellenheizung umstellt, also in Reihe mit dem Heizkreis einen Silizium-Einweggleichrichter schaltet, der die zweite Halbwelle des Heizstromes unterdrückt, so daß im Heizkreis ein pulsierender Gleichstrom fließt. Um den Heizleistungsausfall von 50 %, den die Unterdrückung der einen Halbwelle darstellt, auszugleichen (die Röhren sollen ja die richtige Katodentemperatur behalten), muß man die Spannung am Heizkreis um den Faktor $\sqrt{2} = 1,414$ erhöhen, das heißt, ein Teil des bisher benötigten Heizkreisvorwiderstandes kann entfallen. Die Leistungsaufnahme des Fernsehempfängers sinkt durch die Einführung der Halbwellenheizung um 18 W.

Ing. (grad.) Rudolf Sydow ist Entwicklungsingenieur im Applikationslabor der Intermetall, Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg.

Tab. I. Leistungen der drei Varianten des Heizkreises nach Bild 3

	a	b	c
Heizleistung aller Röhren	36 W	27 W	27 W
Leistungsverlust im Vorwiderstand	30 W	39 W	19,7 W
Gesamtleistung im Heizkreis	66 W	66 W	47 W

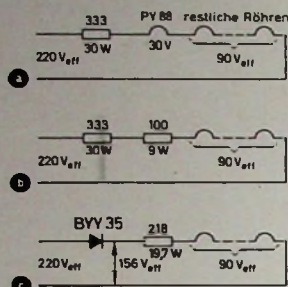


Bild 3. Leistungsverhältnisse im Heizkreis eines Fernsehempfängers: a) ursprüngliche Schaltung, b) nach Ersatz der Boosterröhre PY 88, c) nach Umstellung auf Halbwellenheizung

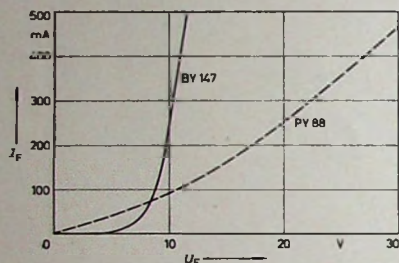


Bild 4. Durchlaßkurve der Diode BY 147 (ausgezogen) und der PY 88 (gestrichelt)

Bild 3 zeigt die Leistungen für den angenommenen Fall, daß die Summe der Heizspannungen ursprünglich 120 V ist. Die ursprüngliche Schaltung ist im Bild 3a zu sehen. Nach Ersatz der Boosterröhre ergibt sich Bild 3b. Die Umstellung auf Halbwellenheizung ist im Bild 3c durchgeführt.

In Tab. I sind die in den drei Varianten des Heizkreises auftretenden Leistungen zusammengestellt.

In Geräten mit Boosterröhre ist die Halbwellenheizung problematisch, weil unter Umständen bei Überschlagen in der Röhre zwischen Katode und Faden der Heizkreisgleichrichter beschädigt werden kann, was dann zur Überlastung der gesamten Heizfadenkette führt. Diese Gefahr besteht bei Verwendung des heizfadenlosen Siliziumboosters BY 147 nicht mehr.

Die Kenn- und Grenzwerte der BY 147 gehen aus Tab. II hervor. Die typische Durchlaßkurve der BY 147 ist im Bild 4 dargestellt, wobei zum Vergleich die der PY 88 gestrichelt eingezeichnet ist.

Die exakte Ermittlung der Durchlaßverlustleistung eines Boosters ist schwierig. Jedoch gibt es einen einfachen Weg, bei dem der durch die eingeführten Vernachlässigungen verursachte Fehler in der Größenordnung von einigen Prozent liegt. Um annähernd die Durchlaßverlustleistung zu erhalten, multipliziert man den vom Netzteil in die Boosterröhre fließenden Gleichstrom (zum Beispiel gemessen mit einem

Tab. II. Kenn- und Grenzwerte der BY 147

Nennsperrspannung	7 kV
Spitzensperrspannung	7,5 kV
Nennstrom (Gleichstrommittelwert) bei $T_U = 60^\circ\text{C}$	200 mA
periodischer Spitzenstrom bei $\theta < 20^\circ, f > 1\text{ kHz}$	3 A
Durchlaßspannung bei $I_F = 250\text{ mA}$	10 V
Sperrstrom bei $U_R = 7\text{ kV}$	$< 1\text{ }\mu\text{A}$

„Multizet“) mit dem Durchlaßspannungsabfall, den der Booster bei diesem Strom hat. Bei einem zu 150 mA angenommenen Strom ergibt sich (mit Bild 4):

Persönliches

F. Maul 60 Jahre

Am 20. Januar 1968 vollendete der Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamts in Darmstadt, Dipl.-Ing. Friedrich Maul, das 60. Lebensjahr.

Das Studium der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule München schloß er 1932 ab. Anschließend war er als freischaffender Ingenieur tätig und kam 1933 zur SAF, Nürnberg, wo er von 1935 bis 1937 Laborchef war. Am 1. 5. 1937 trat er als Postreferendar in den Dienst der Deutschen Reichspost, wirkte von 1939 bis 1940 an der Reichspostdirektion Hamburg und wurde im Juni 1940 zur Wehrmacht eingezogen. Nach 1945 war F. Maul vorübergehend in München und Regensburg mit dem Wiederaufbau des Post- und Fernmeldewesens beauftragt, wurde dann als Leiter der Fernmeldeabteilung der Oberpostdirektion Nürnberg eingesetzt, 1946 zum Oberpoststrat, 1947 zum Abteilungspräsidenten befördert und 1961 zum Präsidenten der Oberpostdirektion Trier ernannt. Am 1. 8. 1963 übernahm er die Leitung des Fernmeldetechnischen Zentralamts.

F. Maul hat eine starke innere Bindung zu den Aufgaben des ihm anvertrauten Instituts und ist nicht in einer bestimmten Richtung orientiert, sondern beweist immer wieder ein ausgeprägtes, weit in die Tiefe reichendes Wissen auf dem gesamten Gebiet des Fernmeldewesens.

Neuer Leiter der Grundig-Finanzverwaltung

Die Leitung der Finanzverwaltung der Grundig-Gruppe wurde ab 1. Januar 1968 Dr. Wilfried Freiherr von Landsberg-Velen übertragen. Sein Vorgänger, Direktor Erich Zinngrube, ist nach über zwanzigjähriger Tätigkeit wegen Erreichens der Altersgrenze Ende letzten Jahres ausgeschieden. Dr. v. Landsberg ist gleichzeitig Geschäftsführer der Grundig Bank GmbH, Fürth.

Der 1929 geborene Westfale studierte in Bonn Jura und ging 1959 in das Bankfach. Seit dem 1. April 1966 ist er im Grundig-Firmenverband als Stellvertreter von Direktor Zinngrube tätig und erhielt im August desselben Jahres Prokura.

R. A. Di Massimo bei ITT Semiconductors

Der neue Marketing-Direktor, Robert A. Di Massimo, ist verantwortlich für den gesamten Marketingbereich in Europa und wird seinen Sitz in der europäischen Zentrale von ITT Semiconductors in Brüssel haben. ITT Semiconductors hat zur Zeit in 14 europäischen Ländern Verkaufsorganisationen, in 4 Ländern Fertigungsstätten und Laboratorien. Zu ITT Semiconductors gehören in Deutschland die beiden Werke von Intermetall in Nürnberg und Freiburg.

BY 147: 150 mA · 8,75 V = 1,3 W,
PY 88: 150 mA · 14,5 V = 2,2 W.

Verglichen mit der etwa 40 ... 50 W betragenden Gleichstrom-Leistungsaufnahme der Zeilen-Endstufe ist der Unterschied der beiden Durchlaßverlustleistungen (etwa 0,9 W) vernachlässigbar klein. Das erklärt, warum die BY 147 trotz ihres wesentlich kleineren Durchlaßspannungsabfalls ohne Schaltungsänderung an Stelle der PY 88 eingesetzt werden kann.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß die BY 147 im Gerät konstruktiv so untergebracht werden muß, daß sie nicht von der Zeilen-Endröhre durch Strahlung oder Konvektion aufgeheizt wird.

Schrifttum

Bate, F. D.: Solid state devices for E.H.T. rectifiers and efficiency diodes in television receivers. Electronic Engng. Bd. 37 (1965) Nr. 445, S. 169-173

Robert A. Di Massimo ist ein guter Kenner des europäischen Marktes für Halbleiterbauelemente, da er zuletzt fünf Jahre als Verkaufsleiter bei der europäischen Motorola-Organisation tätig war.

Personelle Veränderungen bei Kuba-Imperial

Seit dem 1. Januar 1968 ist Dipl.-Ing. Edgar Stöber Direktor für den Geschäftsbereich Fertigung in der Firmengruppe Kuba-Imperial. E. Stöber kommt von AEG-Telefunken und war zuletzt technischer Leiter des Werkes für Anlagen Weiterverkehr und Kabel-Technik in Backnang, Württemberg. Damit ist das Management vollständig und setzt sich neben E. Stöber aus Ing. E. Olaf (Geschäftsbereich Entwicklung), P.-J. Molz (Geschäftsbereich Finanzen) und H. Weber (Geschäftsbereich Verwaltung und Personalwesen) sowie Dr. M. Werner (Geschäftsbereich Vertrieb) zusammen. General-Manager ist W. A. Dube.

Ch. Schmitt Leiter der Presse und Öffentlichkeitsarbeit des F&G-Konzerns

Die Leitung der neuen Stabsabteilung Presse und Öffentlichkeitsarbeit bei der F&G Carlswerk AG wurde Christoph Schmitt, dem langjährigen Pressechef der Fordwerke AG, übertragen. Schmitt ist dem Vorstand direkt unterstellt und betreut den gesamten Felten & Guilleaume-Konzern.

J. Mertig trat in den Ruhestand

Der langjährige technische Leiter der Wilhelm Ruf oHG, Höhenkirchen, Dipl.-Ing. Johannes Mertig, hat nach 18jähriger Tätigkeit im Hause Rudow zum Ende vergangenen Jahres aus Altersgründen diese Aufgabe abgegeben. Er wird jedoch auch weiterhin als freier Mitarbeiter dem Unternehmen beratend zur Seite stehen. Die technische Leitung der Firma wurde ab 1. Januar 1968 Dipl.-Phys. Dr.-Ing. Peter Dörnen, Assistent und engster Mitarbeiter von J. Mertig, übernommen.

Victor Kühl †

Unerwartet verschied am 23. 1. 1968 im 61. Lebensjahr Direktor Dipl.-Ing. Viktor Kühl, stellvertretendes Mitglied des Vorstandes und Leiter des Geschäftsbereiches Bauelemente der Standard Elektrik Lorenz AG. Der Verstorbene trat 1936 bei der Mix & Genest AG, Berlin, einer der Stammfirmen der SEL, ein. Nach dem Kriege übernahm Viktor Kühl zunächst die technische Leitung des Stuttgarter Werkes und 1950 die Leitung des Berliner Werkes von Mix & Genest. Seit 1956 war er Leiter des Geschäftsbereiches Bauelemente, Nürnberg, und wurde 1964 zum stellvertretenden Vorstandsmitglied der SEL bestellt.

Kaltleiter • Eigenschaften und Anwendungen in der Elektronik

Der keramische Kaltleiter hat in steigendem Maß in der Elektronik Anwendung gefunden. Hierbei werden an die Kaltleiter sehr verschiedenartige Anforderungen gestellt, die zu einer großen Anzahl von Typen geführt haben. Zur Erleichterung der Orientierung werden in der vorliegenden Arbeit die für die Praxis wichtigen Kenngrößen des Kaltleiters erläutert und die physikalischen Zusammenhänge, die zur charakteristischen Widerstandsanomalie führen, kurz dargestellt. Es folgt eine detaillierte Behandlung der Anwendungen zu Meß- und Regelzwecken. Weiter wird gezeigt, daß der Kaltleiter auch als Schaltelement eine Reihe technisch interessanter Lösungen ermöglicht. Zweck des Aufsatzes ist es nicht, detaillierte Schaltungsvorschläge für konkrete Anwendungsfälle anzubieten. Er soll vielmehr dem in der Praxis stehenden Elektronik-Ingenieur zeigen, daß der Kaltleiter schon jetzt eine Reihe interessanter Lösungen für viele Probleme seines Arbeitsgebiets ermöglicht, und ihn darüber hinaus anregen, die Vorteile des neuen Bauelements in weiteren Fällen bei der Entwicklung moderner elektronischer Schaltungen nutzbar zu machen.

1. Einleitung

In den letzten Jahren ist ein neuartiger Widerstand aus halbleitender, ferroelektrischer Keramik unter den Namen Kaltleiter, PTC-Thermistor, Posistor und (im französischen Sprachgebiet) Frigistance bekanntgeworden und hat mit vielen interessanten Anwendungen Eingang in das Gebiet der Elektronik gefunden.

Die Namen Kaltleiter und Frigistance rühren daher, daß das neue Bauelement im kalten Zustand, das heißt unterhalb einer gewissen Grenztemperatur, gut leitet (im Gegensatz zu den schon länger bekannten und als Heißeiter bezeichneten Widerständen). Auch die anderen Bezeichnungen und Kunstwörter beziehen sich auf den im Gegensatz zum Heißeiter positiven Temperaturkoeffizienten. Die wesentlichste Eigenschaft des Kaltleiters, nämlich sein sprunghafter Widerstandsanstieg in einem engen Temperaturbereich, kommt in der Namensgebung nicht zum Ausdruck.

2. Physikalische Grundlagen

Kennzeichnend für den Kaltleiter ist der charakteristische Verlauf seiner Widerstands-Temperatur-Kennlinie mit dem steilen Anstieg des spezifischen Widerstands ϱ in einem engen Temperaturintervall. Die Lage dieses Anstiegsbereichs in

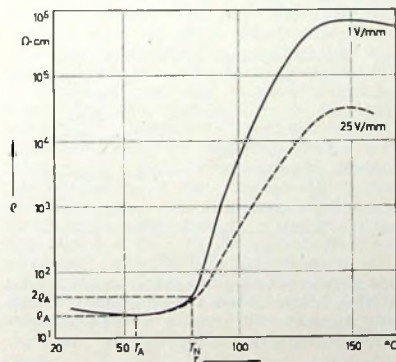


Bild 1. Spezifischer Kaltleiterwiderstand ϱ in Abhängigkeit von der Temperatur T

der Temperaturskala ist durch die stoffliche Zusammensetzung des Kaltleitermaterials bestimmt. Im Bild 1 ist neben der ϱ - T -Kennlinie, die mit kleiner Spannung gemessen wurde, eine Kurve für hohe Feldstärke wiedergegeben. Man erkennt daraus, daß der Widerstand des Kaltleiters besonders im hochohmigen Bereich eine starke Spannungsabhängigkeit zeigt.

Dr. phil. Leopold Hanke und Dipl.-Phys. Harald Löbl sind Laborleiter im Wernerwerk B der Siemens AG, München.

Zur Charakterisierung eines Kaltleitermaterials haben sich folgende Größen als zweckmäßig erwiesen:

1. Minimalwert des spezifischen Widerstands: ϱ_A .

Diesem Wert entspricht die Anfangstemperatur T_A , die den Beginn des Bereichs mit positivem Temperaturkoeffizienten kennzeichnet.

2. Nenntemperatur: T_N .

Das ist die Temperatur, bei der der spezifische Kaltleiterwiderstand gleich dem doppelten Minimalwiderstand ϱ_A des Materials ist. Erfahrungsgemäß beginnt mit Erreichen der Nenntemperatur der steilste Widerstandsanstieg.

3. Widerstandsverhältnis: A .

Verhältnis von maximalem Widerstand zu Minimalwiderstand (gemessen bei Feldstärken ≤ 1 V/mm).

4. Temperaturkoeffizient: α .

Er ist definiert durch die Beziehung

$$\alpha = \frac{\ln(R_1/R_2)}{\Delta T}$$

Die logarithmische Darstellung ist hier zweckmäßig, weil die Zunahme des Widerstands näherungsweise einem Exponentialgesetz gehorcht. α ist seinerseits temperaturabhängig. Man gibt normalerweise den Maximalwert von α an, der sich im Temperaturbereich unmittelbar oberhalb der Nenntemperatur einstellt.

5. Spannungsabhängigkeit des Widerstands (Varistoreffekt).

Zur quantitativen Beurteilung des Varistoreffekts wird das meßtechnisch einfach zu erfassende Kurvenmaximum der ϱ - T -Kennlinie (Bild 1) herangezogen. Man betrachtet zweckmäßigerweise das

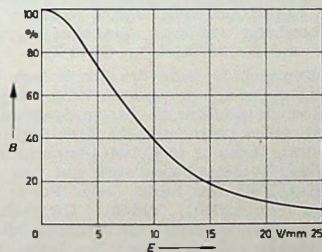


Bild 2. Abhängigkeit des Widerstandsverhältnisses B von der Feldstärke E

nur von der Feldstärke E abhängige Verhältnis

$$B(E) = \frac{R_{\max}(E)}{R_{\max}(1 \text{ V/mm})}$$

wobei die Temperaturlage des Maximalwiderstands nicht von Interesse ist.

Bild 2 gibt den Verlauf dieser Funktion für eine bestimmte Kaltleitermasse wieder.

6. Temperatur des Widerstandsmaximums.

Sie darf im Betrieb nicht überschritten werden. Für die Praxis wird eine Endtemperatur T_E angegeben, die aus Sicherheitsgründen etwas tiefer liegt.

Die ursächlichen Zusammenhänge, die zu dem für Widerstände so anomalen Verhalten führen, sollen nur kurz gestreift werden. Nach der zuerst von Heywang [1] angegebenen und in der Zwischenzeit auch in vollem Umfang experimentell bestätigten Deutung werden Sperrschichten, die sich an den Korngrenzen halbleitender Titanatkeramik aufbauen, durch die hohe Dielektrizitätskonstante dieser ferroelektrischen Materialien beeinflusst. Es handelt sich um eine Wechselwirkung zwischen Halbleitung und ferroelektrischen Eigenschaften. Halbleitung in Titanatkeramik – man kann als Prototyp BaTiO_3 betrachten – wird durch den Einbau geringer Mengen von Ionen mit gitterfremder Wertigkeit, zum Beispiel dreiwertigen Antimonionen (Sb^{3+}) an Stelle zweiwertiger Bariumionen (Ba^{2+}), hervorgerufen. Zur Wahrung der elektrischen Neutralität des Kristallgitters muß der entstehende positive Ladungsüberschuß an anderer Stelle durch negative Ladungen kompensiert werden. Etwas anders ausgedrückt: Das Antimonatom braucht zur Bindung an einer Bariumstelle nur zwei seiner Außenelektronen. Das dritte Elektron muß anderweitig im Gitter untergebracht werden. Das erfolgt dadurch, daß einige der üblicherweise vierwertigen Titanionen durch Aufnahme eines Elektrons in den dreiwertigen Zustand übergehen. Eine elektrische Leitfähigkeit kommt nun dadurch zustande, daß alle Titanionen im Kristallgitter energetisch gleichwertig sind und so ein Übergang der Elektronen zwischen benachbarten Ionen leicht möglich ist.

An den Korngrenzen der polykristallinen Keramik sind die Titanketten unterbrochen, und es entstehen als Akzeptoren wirkende Fehlstellen. Wegen der elektrostatischen Abstoßung, die von solchen Akzeptoren ausgeht, wenn Elektronen an sie gebunden sind, baut sich eine Potentialschwelle auf, die um so stärker ausgeprägt ist, je geringer die Dielektrizitätskonstante des umgebenden Materials ist. Berücksichtigt man jetzt noch, daß das wesentliche Merkmal ferroelektrischer Stoffe die starke Temperaturabhängigkeit ihrer Dielektrizitätskonstante ϵ ist, so ist der Kaltleitereffekt leicht zu verstehen. Im Bereich der hohen Dielektrizitätskonstante unterhalb des Curiepunkts sind die Sperrschichten nur wenig ausgeprägt. Das entspricht einer guten Leitfähigkeit. Mit abnehmendem ϵ treten die Sperrschichten in immer stärkerem Maße in Erscheinung,

und der Ladungstransport wird zunehmend behindert. Da der Widerstand im Bereich hoher Werte überwiegend auf Sperrschichtwirkung beruht, ist auch der relativ starke Varistoreffekt der Kaltleiter in diesem Bereich leicht einzusehen.

3. Anwendungen

Seine besonderen Eigenschaften haben dem Kaltleiter ein weites Anwendungsgebiet erschlossen. Als temperaturabhängiger Widerstand kommt er natürlich in erster Linie als Meß- und Regelorgan für die Temperatur und auf dem Umweg über die Temperatur auch für andere physikalische Größen in Frage. Darüber hinaus kann er aber wegen der außerordentlich hohen Steilheit seines Widerstandsanstiegs in einem verhältnismäßig engen Temperaturintervall auch die Funktion eines Schalters übernehmen. In den meisten Fällen sind nicht allein die elektrischen Eigenschaften des Kaltleitermaterials von Bedeutung, sondern auch thermische Größen wie Wärmekapazität und Wärmewiderstand, die hauptsächlich von der geometrischen Form des Kaltleiterkörpers abhängen. Das hat zu einer Vielzahl von Kaltleitertypen und -bauformen geführt, so daß es dem Anwender oft schwer fallen wird, einen Überblick zu gewinnen. In den folgenden Abschnitten sollen daher die wichtigsten Anwendungsgebiete für Kaltleiter systematisch behandelt werden.

3.1. Der Kaltleiter als Meßfühler und Regelorgan

3.1.1. Temperaturmessung

Die Widerstands-Temperatur-Kennlinie (Bild 1) läßt bereits unmittelbar erkennen, daß sich Kaltleiter für sehr empfindliche Temperaturmessungen eignen. Hierbei muß vorausgesetzt werden, daß der Kaltleiterkörper auch tatsächlich die Temperatur seiner Umgebung, die ja gemessen werden soll, annimmt. Man muß also einerseits dafür sorgen, daß ein guter Wärmekontakt zwischen dem Kaltleiter und dem umgebenden Medium (Gas, Flüssigkeit oder Festkörper) besteht, und man muß andererseits die elektrische Belastung durch den Meßstrom so gering halten, daß keine Eigenerwärmung des Kaltleiters auftritt. Diese Bedingungen sind erfüllt, wenn die Feldstärke am Kaltleiter, also das Verhältnis der angelegten Spannung zum Abstand der Kontaktflächen, nicht größer als 1 V/mm ist. Dann spielt auch der Varistoreffekt keine Rolle. Die hohe Meßempfindlichkeit kann natürlich nur in einem engen Temperaturbereich, dem eigentlichen „Anstiegsbereich“, ausgenutzt werden. Häufig kommt es gerade darauf an, eine Maschine oder ein Gerät gegen Überschreitung einer vorgegebenen Grenztemperatur zu schützen. Als Temperaturfühler in einer entsprechenden Schutzschaltung bietet der Kaltleiter nicht nur den Vorteil der hohen Meßempfindlichkeit, sondern es trägt auch das positive Vorzeichen seines Temperaturkoeffizienten zur Sicherheit derartiger Anlagen bei, da sich eine Unterbrechung der Meßleitungen in der gleichen Richtung auswirkt wie eine Überschreitung der Grenztemperatur und daher ebenfalls zur Abschaltung führt. Die Möglichkeit, mehrere Kaltleiter in Reihenschaltung in Verbindung mit einem einzigen Auslösegerät zu verwenden, erlaubt einfache Lösungen, zum Beispiel zum Schutz von Drehstrommotoren gegen Ausfall einer Phase.

Aber auch Messungen in einem weiteren Temperaturbereich (zum Beispiel Kühlwassertemperatur) sind dem Kaltleiter zugänglich. Hierbei wird im Gegensatz zu den bisher behandelten Anwendungsfällen eine Eigenerwärmung des Kaltleiters absichtlich herbeigeführt. Der Kaltleiterkörper nimmt eine Übertemperatur gegenüber seiner Umgebung an und gibt daher dauernd Wärme an die Umgebung ab. Dieser Wärmeverlust wird aber durch die zugeführte elektrische Energie wieder ausgeglichen. Kurze Zeit nach dem Einschalten des Kaltleiters wird sich ein Gleichgewicht zwischen zugeführter und abgeführter Energie einstellen, also ein stationärer Zustand. Die Gleichgewichtstemperatur hängt dabei sowohl von der elektrischen Belastung als auch von den Wärmeableitverhältnissen in der Umgebung des Kaltleiters ab. Eine Änderung der Umgebungstemperatur beeinflusst die Wärmeableitung und verschiebt damit die Gleichgewichtstemperatur des Kaltleiters, der infolgedessen einen anderen Wider-

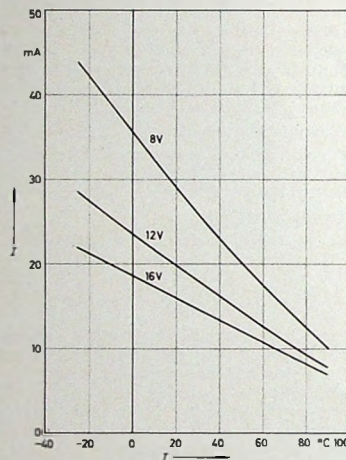


Bild 3. Abhängigkeit des Kaltleiterstroms I von der Umgebungstemperatur T (Typ P 390 — E 1)

stand annimmt. So umständlich dies auf den ersten Blick scheint, so einfach läßt sich doch eine Temperaturmessung auf solche Art durchführen. Legt man einen Kaltleiter an eine konstante Spannung, dann ergibt sich ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen Umgebungstemperatur und Kaltleiterstrom (Bild 3).

Zur Dimensionierung des Kaltleiters und Festlegung einer geeigneten Betriebsspannung ist es nützlich, die Strom-Spannungs-Kennlinie zu betrachten [2]. Eine derartige Kennlinie bezieht sich bei temperaturabhängigen Widerständen stets auf den stationären Fall, das heißt, jeder Punkt der Kurve entspricht einem thermischen Gleichgewichtszustand. Geht man zunächst von einem „idealisierten“ Kaltleiter aus, dessen Widerstands-Temperatur-Kennlinie aus zwei Temperaturbereichen mit unterschiedlichen, aber konstanten Widerstandswerten und einem dazwischen liegenden abrupten Übergang (Widerstandssprung) besteht (Bild 4a, gestrichelte Linien), so kann man den prinzipiellen Verlauf der zugehörigen Strom-Spannungs-Kennlinie leicht konstruieren. Einem konstanten Widerstand entspricht ein linearer Anstieg des Stroms mit der Spannung. Er-

reicht die Temperatur die „Sprungstelle“, dann fällt die Stromstärke ab, wobei aber zur Erhaltung des Wärmeleichgewichts die Spannung im gleichen Verhältnis steigen muß. Da sich beim Übergang vom Zustand niedriger Widerstandswerte in den Zustand hoher Widerstandswerte die Temperatur nicht ändert, muß auch die zugeführte elektrische Leistung gleich bleiben. Im Strom-Spannungs-Diagramm entspricht daher dem Widerstandssprung eine Hy-

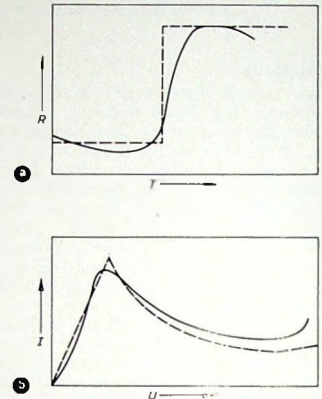


Bild 4. Zusammenhang zwischen Widerstands-Temperatur-Kennlinie (a) und Strom-Spannungs-Kennlinie (b)

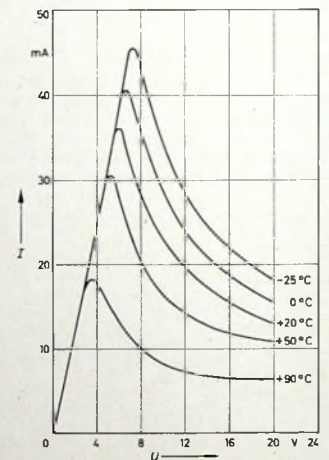


Bild 5. Strom-Spannungs-Kennlinien eines Kaltleiters (P 390 — E 1) für ruhende Luft verschiedener Temperatur zwischen -25 °C und +90 °C als Parameter

perbel konstanter Leistung. Daran schließt sich wieder ein linearer Kurventeil, allerdings mit flacherem Verlauf (Bild 4b, gestrichelte Kurve).

Der Übergang zum „realen“ Kaltleiter mit seinem stetigen Widerstandsanstieg ist nun leicht zu vollziehen (Bilder 4a und 4b, durchgezogene Kurven). Im unteren Temperaturbereich ist die Strom-Spannungs-Kennlinie nur annähernd geradlinig, da der Widerstand auch hier bereits schwach temperaturabhängig ist. Für den Anstiegsbereich ergibt sich zwar ein hyperbelähnlicher Kurventeil, doch ist hier eine Widerstandserhöhung stets mit einer Temperaturerhöhung verbunden. Die Leistung ist also nicht mehr konstant, sondern sie

nimmt ebenfalls mit steigender Spannung zu. Die tatsächliche Kurve verläuft also oberhalb der konstruierten Hyperbel und entfernt sich mit steigender Spannung immer mehr von ihr. Der zweite Linearbereich ist praktisch nicht mehr zu erkennen, denn oberhalb der Temperatur des Widerstandsmaximums nimmt ja der Kaltleiter das Verhalten eines Heißleiters an. Die Strom-Spannungs-Kurve biegt daher nach oben ab und durchläuft einen Punkt mit vertikaler Tangente (entsprechend einem differentiellen Widerstand $dU/dI = 0$). Dieser Punkt stellt eine absolute Grenze für den Kaltleiterinsatz dar. Wird die eingeprägte Spannung über diesen Grenzwert erhöht, dann kommt kein Gleichgewicht mehr zustande. Der Kaltleiter heizt sich bis zur Selbstzerstörung auf, er „geht durch“. Die in den Datenunterlagen angegebene höchstzulässige Betriebsspannung ist also eine rein thermisch bedingte Größe.

Eine Strom-Spannungs-Kennlinie ist nun aber kein feststehendes Merkmal für einen bestimmten Kaltleitertyp. Sie berücksichtigt auch den Zustand seiner Umgebung. Eine Änderung irgendwelcher Umgebungsbedingungen (zum Beispiel der Umgebungstemperatur) verschiebt das Wärme-Gleichgewicht und damit die ganze Strom-Spannungs-Kennlinie. Im Bild 5 ist eine Kennlinienschar für verschiedene Umgebungstemperaturen dargestellt. Hieraus kann der im Bild 3 gezeigte Zusammenhang zwischen Temperatur und Kaltleiterstrom entnommen werden, wenn man die Kurvenschar längs einer Ordinate (konstante Spannung) anschneidet. Liegt in Reihe mit dem Kaltleiter noch ein Arbeitswiderstand (zum Beispiel der Innenwiderstand eines Meßgeräts, falls er nicht vernachlässigt werden kann), dann muß die Schnittgerade natürlich einen diesem Widerstandswert entsprechenden Winkel mit der Ordinatenrichtung einschließen.

In der Praxis muß noch berücksichtigt werden, daß neben der Temperatur auch andere Einflüsse von der Umgebung her möglich sind. So wird schon durch eine schwache Bewegung des umgebenden Mediums (Luftzug) die Wärmeableitung merklich erhöht, und die Strom-Spannungs-Kennlinien verschieben sich in Richtung auf höhere Stromwerte. Der dadurch entstehende Fehler in der Temperaturmessung kann durch entsprechenden Einbau des Kaltleiters in ein Gehäuse mit großer Oberfläche praktisch ausgeschaltet werden. Es kommt hierbei darauf an, daß ein möglichst großer Teil des Temperaturgefälles zwischen Kaltleiter und Umgebung in diesem Gehäuse liegt. Die Forderungen bezüglich des Einbaus sind also hier gerade entgegengesetzt denen der anfangs erwähnten unmittelbaren Temperaturmessung.

3.1.2. Messung der stofflichen Beschaffenheit und der Bewegung des umgebenden Mediums

Die bei der Temperaturmessung auftretenden Störeinflüsse können ihrerseits zur Unterscheidung verschiedener Materialien in der Umgebung des Kaltleiters herangezogen werden. In der Praxis geht es dabei meistens um eine Unterscheidung von Gas und Flüssigkeit, deren stark unterschiedliches Wärmeleitvermögen der gestellten Aufgabe entgegenkommt. So lassen sich mit geringem Aufwand Einrichtungen zur Überwachung von Flüssigkeitsniveaus erstellen, die ohne bewegte Teile wie Schwimmkörper oder dergleichen auskom-

men und auch nicht auf eine elektrische Leitfähigkeit der Flüssigkeit angewiesen sind [3]. Zwei Störfaktoren sind hierbei zu beachten: Einmal sind Strömungen des umgebenden Mediums unerwünscht, denn eine stärkere Luftströmung kann beispielsweise die Wärmeableitung so weit erhöhen, daß ein Eintauchen des Kaltleiters in die Flüssigkeit elektrisch vorgefäuscht wird. Es gilt also, den Kaltleiter gegen eine unmittelbare Einwirkung von Strömungen abzuschirmen, zum Beispiel durch ein Schutzrohr, das aber den Eintritt und das Abfließen der Flüssigkeit nicht behindern darf. Zweitens können Temperaturänderungen der umgebenden Medien Fehlfunktionen herbeiführen. Es muß in jedem einzelnen Fall entschieden werden, ob das auf Grund der äußerstenfalls vorkommenden Temperaturschwankungen zu befürchten ist oder nicht. Im ersten Fall muß der Einfluß der Umgebungstemperatur kompensiert werden. Hierzu sind zwei Kaltleiter zu verwenden, von denen einer den eigentlichen Fühler der Niveaumanzeige darstellt, also in gutem Wärmekontakt mit dem umgebenden Medium stehen muß, während der andere so einzubauen ist, daß er gemäß Abschnitt 3.1.1. nur die Temperatur registriert. Durch elektrischen Vergleich der von den beiden Kaltleitern ausgehenden Signale (meist in einer Brückenschaltung)

wird der Temperatureinfluß eliminiert oder so weit abgeschwächt, daß er unter den praktisch vorkommenden Bedingungen keine Störung mehr verursachen kann [4]. Die für eine Niveaumanzeige interessierende Kennlinienschar ist für einen bestimmten Kaltleitertyp im Bild 6 dargestellt. Dieser Typ wurde speziell für die neuerdings gesetzlich geforderte vollelektronische Überfüllsicherung von Heizöltanks entwickelt.

Wird ein Kaltleiter der Bewegung des umgebenden Mediums unmittelbar ausgesetzt, ohne daß ein Wechsel des Mediums selbst vorkommt, dann kann er als Strömungsmesser verwendet werden. Bild 7 gibt Beispiele für den Zusammenhang zwischen Kaltleiterstrom und Strömungsgeschwindigkeit. Bezüglich der Temperaturkompensation gelten obige Ausführungen auch für die Strömungsmessung.

3.1.3. Strom- und Spannungsregelung

Eine Regelung elektrischer Größen mittels Kaltleiters ist auf sehr einfache Weise möglich, da hierbei der Kaltleiter zugleich Meßfühler und Stellorgan ist. In jeder Strom-Spannungs-Kennlinie gibt es einen Spannungsbereich, in dem die Kurve sehr flach verläuft, das heißt, der Strom ändert sich dort nur wenig. Nach diesem Prinzip aufgebaute Strom- oder Spannungsregler wird man verwenden, wenn keine größeren Schwankungen der Umgebungstemperatur vorkommen. Eine Temperaturkompensation würde hier den Aufwand beträchtlich vergrößern. Es ist ferner zu berücksichtigen, daß beim Einschalten der Kaltleiter erst nach Durchlaufen eines hohen Anfangsstroms seinen günstigsten Arbeitspunkt auf der Strom-Spannungs-Kennlinie erreicht. Dieser Einschaltstromstoß darf auch nicht durch schaltungstechnische Maßnahmen unter den Maximalwert der stationären Strom-Spannungs-Kennlinie herabgedrückt werden, da sonst der Arbeitspunkt des Kaltleiters schon auf der Anstiegsflanke der Kennlinie hängenbleibt.

3.1.4. Direkte Temperaturregelung

Wie aus der Erläuterung zur Strom-Spannungs-Kennlinie hervorgeht, ist der Kaltleiter ein Bauelement, das unabhängig von den Umgebungsbedingungen seine Temperatur beizubehalten sucht. Der Kaltleiter an sich ist also bereits ein selbstregelnder Thermostat, dessen Wirkungsweise dadurch optimiert wird, daß man den Arbeitspunkt möglichst in den steilsten Teil der ρ -T-Kennlinie legt und den Einfluß der Umgebung durch eine gute Wärmeisolation vermindert.

Als Maßstab der Thermostatenwirkung dient das Verhältnis Änderung der Umgebungstemperatur/Änderung der Innentemperatur. Es lassen sich je nach Konstruktion und Kaltleitertyp Werte dieser Größe zwischen 10 und 30 erreichen. Anwendungen solcher Kleinthermostate bieten sich in der Temperaturmeßtechnik und zum Konstanthalten der Temperatur spezieller Bezugsdioden, Filter und anderer Bauelemente, bei denen eine Temperaturkompensation mit elektrischen Mitteln nicht oder nur mit großem Aufwand möglich ist.

3.2. Der Kaltleiter als Schalter

3.2.1. Fremdbeheizung

Wird ein Kaltleiter von außen her durch ein elektrisches Heizelement erwärmt, dann stellt sich im Kaltleiter eine Temperatur ein, die sich aus dem Gleichgewicht zwischen der vom Heizelement zugeführ-

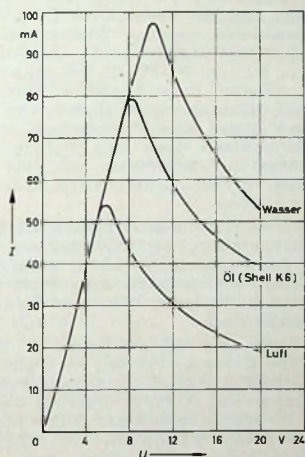


Bild 6. Strom-Spannungs-Kennlinien eines Kaltleiters (P 430 - E 1) für verschiedene Medien bei einer Temperatur von 25 °C

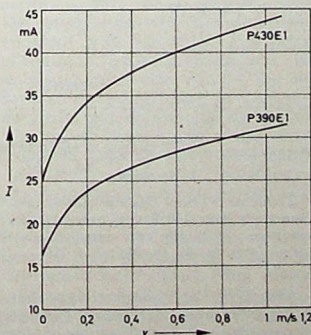


Bild 7. Abhängigkeit des Kaltleiterstroms I von der Geschwindigkeit v strömender Luft bei einer Spannung von 15 V und einer Umgebungstemperatur von 25 °C

ten und der an die Umgebung abgeleiteten Wärme ergibt. Durch entsprechende Einstellung der Heizleistung hat man es in der Hand, die Gleichgewichtstemperatur über oder unter die Nenntemperatur zu legen und den Kaltleiter zwischen einem Zustand hoher Widerstandswerte und einem Zustand niedriger Widerstandswerte „umzuschalten“. Eine solche Anordnung arbeitet als kontaktloses Relais. Der Kaltleiter muß dabei so dimensioniert werden, daß die Eigenwärmerzeugung durch den zu schaltenden Strom im Zustand niedriger Widerstandswerte nicht ausreicht, um ihn auf Nenntemperatur zu bringen, damit keine „Selbstabschaltung“ stattfindet. Ein solches Relais, das übrigens auch mehrpolig ausgeführt werden kann (mehrere Kaltleiter; elektrisch voneinander isoliert, jedoch mit gemeinsamem Heizelement), arbeitet natürlich verhältnismäßig träge.

3.2.2. Eigenwärmerzeugung

Wesentlich interessanter ist der Einsatz der Kaltleiter als kontaktloser Selbstschalter. Hier ist der Kaltleiter in der Ausdrucksweise der Relais- und Kontakttechnik zugleich Erzeuger und Kontakt. Man kann ihn also zum Beispiel zum Schutz elektrischer Stromkreise gegen Überlastung oder Kurzschluß verwenden. Eine gewisse Ansprechverzögerung ist dabei in den meisten Fällen sogar erwünscht. Die Abkühlzeit spielt eine untergeordnete Rolle, da ein selbsttätiges Wiedereinschalten nach Beseitigung der Überlastungsursache, sofern es überhaupt verlangt wird, kaum jemals sehr schnell erfolgen soll. Im einzelnen ist das Funktionieren eines derartigen Schutzschalters folgendermaßen zu verstehen (Bild 8): Im normalen Betriebsfall liegt der Kaltleiter in Reihe mit

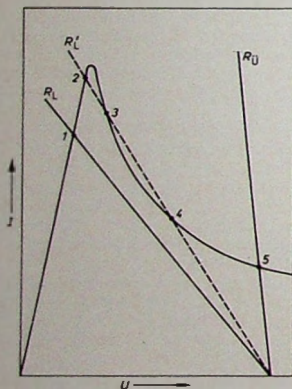


Bild 8. Wirkungsweise des elektrischen Überlastungsschutzes mit Kaltleitern; R_L , R_0 Lastwiderstände im Normalbetrieb, R_0 Lastwiderstand im Überlastungsfall

dem Lastwiderstand R_L , der den Kaltleiterstrom derart begrenzt, daß das Strommaximum der Kennlinie nicht überschritten werden kann. Wird der Lastwiderstand aus irgendeinem Grund stark herabgesetzt (R_0 , Überlastungsfall), dann läuft der Arbeitspunkt des Kaltleiters über das Maximum in den hyperbelnählichen Teil der Kennlinie, und der Strom wird auf einen ungefährlichen Wert begrenzt (Punkt 5). Soll nun nach Wiederherstellung des ursprünglichen Lastwiderstands selbsttätig wieder eingeschaltet werden, dann darf die Widerstandsgerade die Strom-Spannungs-Kennlinie nur in einem Punkt schneiden (Punkt 1 im Bild 8). Der Arbeitspunkt läuft

dann von selbst wieder bis in diesen Punkt zurück. Verläuft jedoch die Widerstandsgerade wie die im Bild 8 mit R_L bezeichnete, schneidet sie also die Kennlinie in drei Punkten (2, 3 und 4), dann wird nicht wieder eingeschaltet; der Arbeitspunkt verschiebt sich lediglich von Punkt 5 nach Punkt 4. Der Stromkreis muß dann zunächst unterbrochen und nach Abkühlen des Kaltleiters wieder eingeschaltet werden.

Auch bei der Anwendung von Kaltleitern als Überlastungsschutz muß der Einfluß der Umgebungstemperatur beachtet werden, der sich ja in einer Verschiebung der Strom-Spannungs-Kennlinie äußert. In manchen Fällen kann dieser Einfluß sogar recht nützlich sein. Für viele elektronische Bauelemente ist die zulässige Strombelastung (weil ebenfalls thermisch bedingt) um so geringer, je höher die Umgebungstemperatur liegt. Mit dem Kaltleiter als Schutzelement kann man diesem Umstand in einfachster Weise Rechnung tragen.

Zu einer weiteren wichtigen Anwendungsgruppe gelangt man, wenn man von der eben beschriebenen Anordnung ausgeht, jedoch Kaltleiter und Lastwiderstand so dimensioniert, daß schon im normalen Betriebsfall das stationäre Strommaximum überschritten wird und der Arbeitspunkt in den hyperbelnählichen Ast der Kennlinie übergeht. Es interessiert hierbei die Zeit, die vom Einschalten der Anlage bis zum „Ansprechen“ des Kaltleiters vergeht. Sie kann aus der elektrischen Leistungsaufnahme und aus der Wärmekapazität des Kaltleiterkörpers grob abgeschätzt werden. Für die Praxis ist das allerdings wenig nützlich, da auch andere Faktoren (wie die Wärmeableitverhältnisse und die weiteren Daten des Stromkreises) einen Einfluß ausüben. Man geht deshalb von den Strom-Zeit-Kennlinien aus, wie sie für einen speziellen Kaltleitertyp im Bild 9 gezeigt werden.

Die Strom-Spannungs-Kennlinie ist hier nurmehr insofern von Bedeutung, als man aus ihr erkennen kann, ob es unter den gegebenen Bedingungen mit einem bestimmten Kaltleitertyp überhaupt zum Abschalten kommt.

Unter den Einzelanwendungen ist vor allem die Relaisverzögerung zu erwähnen [5]. Im Bild 10 sind die Prinzipschaltungen für Anzugs- und Abfallverzögerung dargestellt. Die hierin enthaltenen Hilfskontakte r_x der Relais R sind für die Funktion

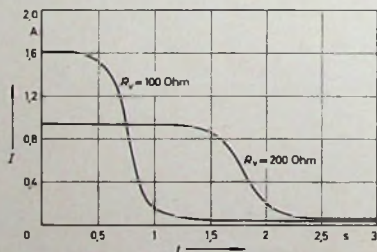


Bild 9. Zeitlicher Verlauf des Kaltleiterstroms I bei einer Spannung von 240 V und einer Umgebungstemperatur von 25 °C für zwei verschiedene Werte des Vorwiderstands R_v (Kaltleiter P 350 — B 20)

nicht unbedingt erforderlich. Sie bringen jedoch den Vorteil, daß nach Beendigung des eigentlichen Schaltvorgangs die Kaltleiter wieder abkühlen können und daher früher für den nächsten Schaltvorgang bereit sind. Außerdem wird durch die Ab-

schaltung des Kaltleiters mittels eines Hilfskontakts verhindert, daß überhaupt ein stationärer Zustand erreicht wird. Das bedeutet, daß die stationäre Spannungsfestigkeit des Kaltleiters wesentlich unter der vollen Betriebsspannung liegen kann. Im Fall der Relaisverzögerung übernimmt letzten Endes das Relais die eigentliche Schalt Aufgabe; der Kaltleiter ist hierbei nur Steuerelement. Er kann aber auch unmittelbar als Zeitschalter arbeiten und ist in dieser Eigenschaft immer dann von Interesse, wenn ein bestimmter Strom nur für eine begrenzte Zeit fließen darf und dann abgeschaltet beziehungsweise wesentlich abgeschwächt werden muß. Häufig werden Stromverbraucher aus wirtschaftlichen Gründen nur für geringe Einschalt-dauer bemessen und sollen gegen lang andauernden Betrieb geschützt werden. Als Beispiel sei das Abschalten der Hilfsphase eines Einphasen-Wechselstrommotors erwähnt, die nur für den Anlauf des Motors benötigt wird. Derartige Abschalt-

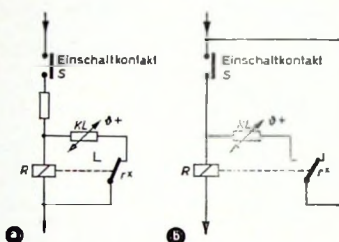


Bild 10. Prinzipschaltungen für die Verzögerung eines Relais R mit einem Kaltleiter KL ; a) Anzugsverzögerung, b) Abfallverzögerung

vorgänge verlaufen trotz der Steilheit der entsprechenden Kaltleiter-Kennlinien doch verhältnismäßig langsam, verglichen mit den durch mechanisch bewegte Kontakte bewirkten Schaltvorgängen. Gerade dieser Umstand hat dem Kaltleiter in der letzten Zeit Eingang in einen Anwendungsfall verschafft, der den üblichen Kontakten grundsätzlich verschlossen ist. Es handelt sich hier um die Entmagnetisierung der Lochmasken von Farbbildröhren. Hierzu benötigt man ein magnetisches Wechselfeld, dessen Amplitude allmählich bis zu einem sehr kleinen Restwert abnimmt. Dieses „Abregeln“ soll natürlich selbsttätig vor sich gehen, und zwar nach jedem Einschalten des Fernsehempfängers. Diese Aufgabe kann im Prinzip durch Reihenschaltung eines Kaltleiters und der Entmagnetisierungsspule gelöst werden.

Schrifttum

- [1] Heywang, W.: Bariumtitanat als Sperrschichtbleiter. Solid State Electronics Bd. 3 (1961) S. 51-58
- [2] Andrich, E.: Anwendung von PTC-Widerständen. Elektron. Rdsch. Bd. 17 (1963) Nr. 3, S. 132-138
- [3] Cirkler, W. u. Löbl, H.: Ein neuer Kaltleitertyp — Eigenschaften und Verwendung als Flüssigkeitsstandfühler. Siemens Z. Bd. 39 (1965) Nr. 2, S. 138-145
- [4] Hatzinger, G.: Elektronische Überfüllsicherung für Kraftstofftanks. Siemens-Bauteile-Inf. Bd. 3 (1965) Nr. 10, S. 20-23
- [5] Hanke, L. u. Löbl, H.: Eigenschaften und Anwendungen keramischer Kaltleiter. Z. Instr.Kunde Bd. 73 (1965) Nr. 4, S. 89-96

Beeinflussung des Frequenzganges von Tonabnehmersystemen durch mechanische und elektrische Resonanzen bei der Schallrillenabtastung

Ein Tonarm wird im Spielbetrieb durch die Anregung aus der modulierten Schallrinne, aber auch durch mechanische Vibrationen des Laufwerks und Stöße an das Chassis zu Eigenschwingungen angeregt, deren Frequenz und Amplitude von seinen Konstruktionseigenarten abhängen. Diese Tonarm-Resonanzen, die die Wiedergabe an verschiedenen Stellen des übertragenen Frequenzbereiches nachteilig beeinflussen können, entstehen, weil der Tonarm eine schwingungsfähige Masse darstellt beziehungsweise weil an ihm partiell schwingungsfähige Massen vorhanden sind, die bei einer mechanischen Anregung in Schwingungen geraten. Darüber hinaus bildet sich zwischen der auf die Nadelspitze transformierten bewegten Masse des Abtasters und der Plattenelastizität ein weiteres schwingungsfähiges Gebilde aus. Daher kann man hinsichtlich der mechanischen Resonanzerscheinungen von Wechselwirkungen zwischen Tonarm und Ab-

$$M = \frac{1}{(2\pi \cdot f_A)^2 \cdot C_1} = \frac{1}{(6,28 \cdot 26)^2 \cdot 10^{-6}} \approx 38 \text{ g.}$$

Bild 2 zeigt den Zusammenhang zwischen effektiver Tonarmmasse M , System-Compliance C_1 und Resonanzfrequenz f_A .

Häufig wird die Resonanz bei guten Abtastsystem-Tonarm-Kombinationen im Bereich A so tief liegen und so stark gedämpft sein, daß bei der Abtastung ab etwa 100 Hz lediglich ein Tiefenanstieg festzustellen ist, ohne daß man das Resonanzmaximum eindeutig erkennt. Ist die Nachgiebigkeit des Systems jedoch geringer (Kristallsysteme), dann verschiebt sich nicht nur die Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen, sondern die Überhöhung wird auch schärfer. Entscheidend ist hier also das Zusammenwirken von Abtaster und Tonarm.

Bekannt ist meistens nur die Compliance des Abtasters. Um die Resonanzfrequenz

auf die unterschiedlichen Nachgiebigkeiten der ausgetauschten Tonabnehmersysteme zurückgeführt werden können. Da die Tonarmmasse bei den üblichen Abspielgeräten aus konstruktiven Gründen einen Maximalwert nicht überschreiten darf, muß man Systeme mit großer Nachgiebigkeit verwenden, wenn man keine Resonanzen im Bereich A zu haben wünscht. Zum Beispiel ist bei einer Tonabnehmer-Compliance von $C_1 = 12 \cdot 10^{-6} \text{ cm/dyn}$ und einer effektiven Tonarmmasse von $M = 30 \text{ g}$

$$\frac{1}{M \cdot C_1} = \frac{1}{30 \cdot 12 \cdot 10^{-6}} = 2780,$$

und damit wird

$$f_A = \frac{\sqrt{2780}}{2\pi} = \frac{52,7}{6,28} = 8,4 \text{ Hz.}$$

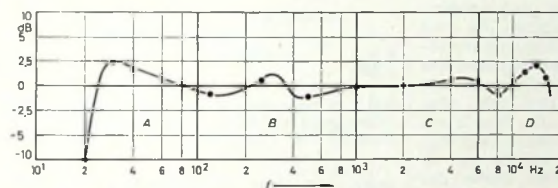
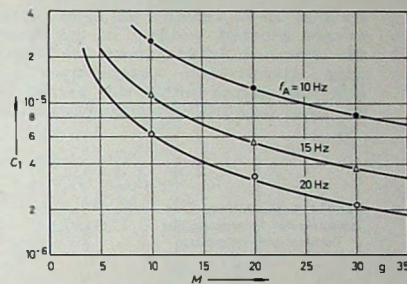


Bild 1. Resonanzen im Wiederabgabebereich eines Abtastsystems (bezogen auf konstante Schnelle)

Bild 2. Zusammenhang zwischen effektiver Tonarmmasse M und Systemnachgiebigkeit C_1 für verschiedene Resonanzfrequenzen f_A



taster sowie zwischen Abtaster und Platte sprechen.

Im Hinblick auf zu erwartende Resonanzen läßt sich der Frequenzgang eines Abtasters in vier Resonanzbereiche aufteilen (Bild 1). Die Resonanzüberhöhung im unteren Übertragungsbereich A hängt von der effektiven Schwingmasse M des Tonarms und der Nachgiebigkeit (Compliance) C_1 des eingebauten Tonabnehmersystems ab. Nach der Beziehung

$$f_A = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{M \cdot C_1}}$$

ist die Resonanzfrequenz f_A um so niedriger, je nachgiebiger das System ist. Man könnte zwar auch die Masse M des Tonarms vergrößern, um das schwingungsfähige Gebilde möglichst tief abzustimmen, aber das ist aus anderen Gründen nicht zweckmäßig. Unterhalb dieser Resonanzstelle ist der Tonarm gegenüber den Bewegungen der Abtastspitze nicht mehr starr, sondern er folgt den Rillenauslenkungen. Daher können dann im Abtaster auch keine elektrischen Spannungen mehr entstehen.

Im allgemeinen wird man (von der Konstruktion her) die wirksame Schwingmasse M zunächst nicht kennen und daher versuchen, sie durch eine Frequenzgangmessung aus der sich dabei ergebenden Resonanzstelle zu ermitteln. Liegt diese zum Beispiel bei einem Tonabnehmersystem mit einer Compliance von $1 \times 10^{-6} \text{ cm/dyn}$ bei 26 Hz, so ergibt sich die effektive Schwingmasse M des Tonarms zu

f_A und daraus die effektive schwingende Masse M des Tonarms (einschließlich des Abtasters) zu bestimmen, benutzt man spezielle Meßplatten, die – bei konstanten Amplituden und kontinuierlichem Frequenzdurchlauf – den Tonarm über den Abtastvorgang im Bereich 10 ... 100 Hz zum Schwingen anregen sollen. Da sich aber im allgemeinen die Nachgiebigkeiten der Nadelträgerelastizitäten in vertikaler und horizontaler Bewegungsrichtung unterscheiden, wird sich auch bei reiner Seitenschrift eine andere Resonanzfrequenz ergeben als bei reiner Tiefschrift. Je nach Abtastsystem kann die Resonanzfrequenz des aus der Vertikalen angeregten Tonarms um das Doppelte höher sein als bei Seitenschrift. Für diese Untersuchungen sind die Meßplatten QR 2008 von Bruel & Kjaer sowie STR 120 (CBS) gut geeignet. Sie enthalten Testfrequenzen von 10 bis 100 Hz beziehungsweise von 10 bis 500 Hz mit konstanten Amplituden in Tiefen- und Seitenschrift, mit denen sich die Resonanz im Bereich A über einen Pegelschreiber recht einfach, schnell und ausreichend genau ermitteln und die Wirkung von Dämpfungsmaßnahmen beobachten läßt.

Im Bild 3 ist dargestellt, wie sich die Resonanz im Bereich A ausbildet, wenn der Kehrwert des Produktes aus Tonarmmasse und Systemnachgiebigkeit, der möglichst klein sein soll, größer ist als 4000. Die schwingende Masse und annähernd auch der Schwerpunktabstand der schwingenden Masse bleiben beim Systemwechsel praktisch konstant, so daß die verschiedenen Resonanzfrequenzen im Bild 3 weitgehend

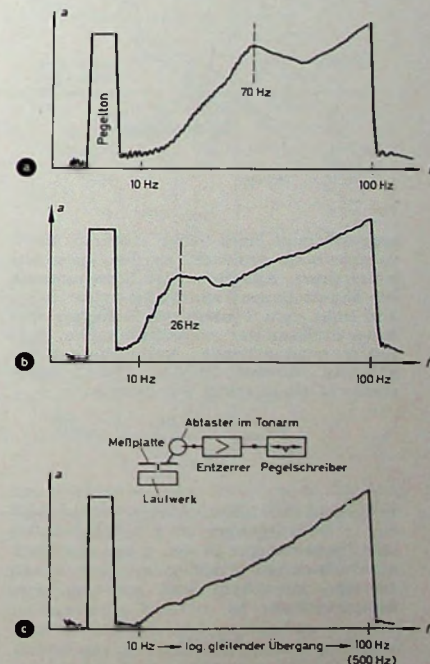


Bild 3. Messung der Tonarm-Resonanz im Übertragungsbereich A mit verschiedenen Abtastsystemen

Obwohl bei modernen Leichtgewichtstonarmen die Resonanzen des Bereiches A unter der Hörbarkeitsgrenze liegen, können sie doch die Wiedergabe beeinflussen. Sie wirken sich wie eine typische Lautsprecher- oder Gehäuseresonanz aus und können auch das Rumpeln des Laufwerks hörbar verstärken. Außerdem wird bei einer Resonanz im Bereich A der Abtaster häufig so geschüttelt, daß nicht nur eine erhöhte Abnutzung der Rillen und des Abtaststiftes auftritt, sondern auch ein Springen des Tonarms hervorgerufen werden kann. Die aus Gründen der spürsicheren Abtastung erforderliche geringe dynamische Schwingmasse des Tonarms stellt demnach in Verbindung mit einer hohen System-Nachgiebigkeit hinsichtlich der Resonanzausbildung keine optimale Kombination dar. Man erkennt daraus, daß sich hochwertige Tonarme nicht mehr ohne das Abtastsystem betrachten lassen. Kann ein Tonarm mit verschiedenen Abtastsystemen ausgerüstet werden, wird sich die Eigenresonanz der Anordnung – auch wenn die elektrischen Daten der Systeme völlig gleich sein sollten – um den Wert der Wurzel aus dem Quotienten der Nachgiebigkeiten ändern, falls die Masse der Abtastsysteme und der Schwerpunktabstand sich nicht wesentlich unterscheiden.

Da nun Hi-Fi-Tonarme oft ohne Abtastsystem geliefert werden, ist die Angabe der effektiven Schwingmasse des Tonarms ohne Abtastsystem wünschenswert. Sie läßt sich jedoch nicht, wie beschrieben, aus einer Schallrillenabtastung bestimmen,

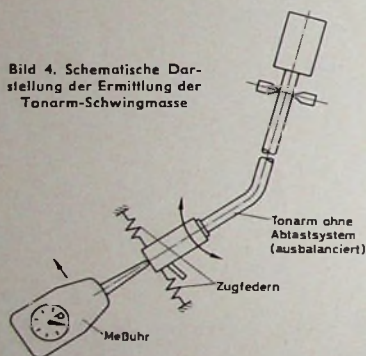


Bild 4. Schematische Darstellung der Ermittlung der Tonarm-Schwingmasse

sondern muß nach einer anderen Resonanzmethode ermittelt werden, beispielsweise durch Auszählen der Schwingungen des angestoßenen Tonarms, nachdem rechts und links vom Tonkopf (in Höhe der späteren Stellung der Abtastnadel) zwei Zugfedern entsprechender Nachgiebigkeit angebracht wurden (Bild 4). Die Tonarmmasse M' (in g) ergibt sich dann zu

$$M' = \frac{p \cdot 981}{\left(2\pi \cdot \frac{z}{t}\right)^2 \cdot a}$$

(z Anzahl der Schwingungen, t Zeitdauer der z Schwingungen in s, a Auslenkung des Tonarmkopfes in cm, p von der Meßuhr angezeigte Kraft in p). Mit $z = 10$, $t = 4,5$ s, $a = 0,5$ cm und $p = 4,4$ p wird beispielsweise

$$M' = \frac{4,4 \cdot 981}{\left(2\pi \cdot \frac{10}{4,5}\right)^2 \cdot 0,5} \approx 45 \text{ g.}$$

Entscheidenden Einfluß auf das Auftreten einer Resonanz im Bereich A hat bei gewichtsbalancierten Tonarmen die Art der Anbringung des Ausgleichsgewichtes am rückwärtigen Tonarmteil. Die Bewegungsgröße sowohl des Tonabnehmersystems als auch des Gegengewichtes ist der erforderlichen Drehrichtungsumkehr der Tonarmbewegung entgegengerichtet, wenn eine beschleunigte Bewegung über den Abtaststift auf den Tonarm übertragen wird. Zur Dämpfung der Bewegungen des Ausgleichsgewichtes koppelt man es elastisch an.

Gefürchtet sind Resonanzen im Bereich B. Sie entstehen unter anderem infolge von Tonarm-Torsionen um die Längsachse und hängen nicht nur von der Konstruktion und dem Material ab, aus dem der Tonarm gefertigt ist, sondern weitgehend auch von der Nachgiebigkeit des Abtastsystems. Da die zur Resonanzaufschaukelung benötigte Energie von einem weich eingespannten Nadelträger aus der Schallrinne heraus nicht mehr auf den Tonarm übertragen werden kann, sind Resonanzen im Bereich B besonders bei Tonarmen zu finden, die mit einem harten Abtastsystem bestückt sind. Durch Auswahl geeigneter Materialien hoher Steifigkeit und entsprechende Dämpfung durch Holz oder Kunststoff läßt sich diese Resonanz des Tonarms ohne besondere Schwierigkeiten unterdrücken. Man findet daher bei Hi-Fi-Geräten im allgemeinen nur noch verwindungssteife Metallrohr-Tonarme. Es sind aber auch Konstruktionen bekannt geworden, die aus Walnußholz bestehen oder bei denen das Metallskelett des Tonarms mit einem schwingungsdämpfenden Holz- oder Kunststoffüberzug versehen ist. Nur durch diese konstruktiv meistens sehr aufwendige Dämpfung der Resonanz im Bereich B läßt sich an einer kritischen Stelle des Übertragungsbereiches ein ausgeprägter Phasenwechsel verhüten.

Zusätzlich und manchmal recht deutlich kann die Masse des Arms mit der Nachgiebigkeit der Tonarmlager Resonanzerscheinungen hervorrufen. Sie lassen sich nur durch solide Präzisionslager in unkritische Bereiche legen, wirken sich dann aber im Frequenzgang des Abtastsystems kaum aus.

Resonanzen zwischen 1000 und 6000 Hz (Bereich C) sind auf Resonanzen an- oder eingebauter Einzelteile zurückzuführen. Man kann sie durch entsprechenden Aufbau des Abtastsystems und der Halterungen, vor allem aber durch die Präzision bei der Herstellung und Montage vermeiden.

Resonanzüberhöhungen im Bereich D hängen außer von der dynamischen Schwingmasse des Abtaststiftes (einschließlich des Nadelträgers) von der Elastizität der Plattenmasse ab. Bei Kunststoffplatten ist sie naturgemäß nicht so gering, wie es wünschenswert wäre. Deshalb sollte die effektive dynamische Masse, bezogen auf die Abtastspitze, so klein sein, daß auch an der oberen Grenze des Übertragungsbereiches keine Resonanzen auftreten.

Unter der effektiven dynamischen Masse versteht man bei Tonabnehmern die auf den Abtastpunkt bezogene reduzierte Gesamtmasse aller durch die Rillenauslenkungen zu Schwingungen angeregten Einzelmassen. Diese Masse bestimmt im wesentlichen bei hohen Frequenzen den Wert der dynamischen Rückstellkraft des Abtastsystems, und man will sie insbesondere deswegen klein halten, weil die Rück-

stellkraft durch die Auslenkungen der Flanken der Schallrinne überwunden werden muß. Unter Berücksichtigung der 45°-Neigung der Flanken wirkt eine Komponente dieser Kraft der eingestellten Auflagekraft entgegen, so daß diese verringert wird. Als Minimalwert für die erforderliche Tonarm-Auflagekraft ergibt sich daher, daß das Produkt aus maximaler Auslenkung und Rückstellkonstante des Systems nicht größer sein darf als die Auflagekraft.

Rechnerisch läßt sich die effektive schwingende Masse aus der Kombination der Massenträgheitsmomente der Teilmassen nur schwer bestimmen. Man kann sie jedoch experimentell verhältnismäßig einfach ermitteln, wenn man die Resonanzfrequenzen mißt, die sich nach Anbringung verschiedener Zusatzmassen Δm am Nadelträger bei der Abtastung einer Frequenzschallplatte mit konstanter Elastizität ergeben (Bild 5). Findet man nach Anbrin-

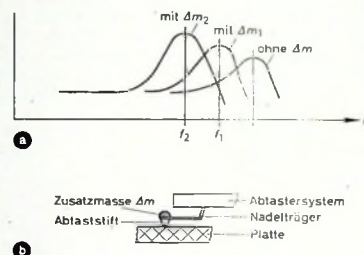


Bild 5. a) Resonanzen im Übertragungsbereich D bei unterschiedlicher effektiver Schwingmasse, b) Anbringung der Zusatzmasse Δm am Nadelträger

gung von zwei Zusatzmassen Δm_1 und Δm_2 Resonanzstellen bei f_1 und f_2 , so läßt sich die auf die Nadelspitze bezogene effektive Schwingmasse m_{eff} der bewegten Anordnung mit der Gleichung

$$m_{\text{eff}} = \frac{\Delta m_2 \cdot f_2^2 - \Delta m_1 \cdot f_1^2}{f_1^2 - f_2^2}$$

berechnen. Für diese Messung ist die RCA-Meßplatte 12-5-71B besonders gut geeignet. Zum Beispiel ergab die Messung mit einem Spitzensystem bei 2 mg Zusatz-

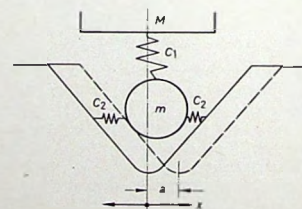


Bild 6. Vereinfachte Darstellung der schwingungsfähigen Gebilde aus Tonarm- und Nadelmasse (M , m), Nachgiebigkeit C_1 der Nadelträgerelastizität und Elastizität C_2 der Rillennwand

masse $f_2 = 4,5$ kHz und bei 1 mg Zusatzmasse $f_1 = 5,8$ kHz. Dann ist

$$m_{\text{eff}} = \frac{2 \cdot 20,3 - 1 \cdot 33,7}{33,7 - 20,3} \approx 0,5 \text{ mg.}$$

Bild 6 zeigt schematisch die Wirkung der Elastizität der Rillennwand. Für die tatsächliche Bewegung x der Nadelspitze, die

für die Erzeugung der elektrischen Spannung maßgebend ist, ergibt sich

$$x = a \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) \cdot \frac{1}{1 - m_{eff} \cdot C_2 \cdot \omega^2}$$

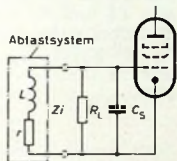
Darin bedeutet C_1 die Elastizität zwischen Abtastspitze und Abtastsystem, C_2 die Elastizität der Rillenwand, m_{eff} die effektive schwingende Masse (bezogen auf die Nadelspitze) und a die Amplitude der Rillenauslenkung. Konstante Rillenauslenkung vorausgesetzt, ergibt sich bei der Frequenz

$$f_{D \text{ mech}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{m_{eff} \cdot C_2}}$$

eine von der Plattenelastizität C_2 hervorgerufene Resonanz. Oberhalb dieser Resonanz sinkt die Amplitude und damit die Empfindlichkeit auf Null ab.

Sehr oft wird im Frequenzgang eines magnetischen Tonabnehmersystems eine Resonanzerscheinung im Bereich D auf die beschriebene mechanische Resonanz zurückgeführt. Hierbei handelt es sich aber meistens um eine sehr viel ausgeprägtere elektrische Resonanz, die auftritt, wenn die Spuleninduktivität mit der Eigenkapazität der Spule und/oder der Kapazität der

Bild 7. Vereinfachte Ersatzschaltung eines magnetischen Abtastsystems am Verstärkereingang



angeschlossenen Leitung in Resonanz kommt. Beispielsweise ergeben die durch- aus üblichen Werte $L = 650 \text{ mH}$ und $C_S = 150 \text{ pF}$ (Bild 7) eine Resonanz bei

$$f_{\text{elektr}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0,65 \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} \approx 16 \text{ kHz.}$$

Diese Resonanz ist jedoch oft erwünscht, da man dann den Übertragungsbereich an der oberen Frequenzgrenze durch R_L (der mit einem gewissen Toleranzbereich von den Systemherstellern als optimaler Abschlußwiderstand angegeben wird) lineari-

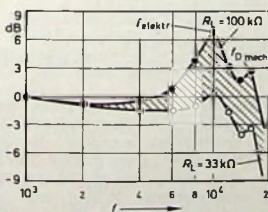


Bild 8. Beeinflussung der Resonanzüberhöhung bei f_{elektr} durch den Anpassungswiderstand R_L

sieren und damit in akustischer Hinsicht erweitern kann (Bild 8). Oberhalb dieser Höhenresonanz fällt der Frequenzgang mit nahezu 12 dB je Oktave ab. Dieser steile Abfall wird von der Güte $\omega \cdot L/r$ und von den Wechselstromverlusten (Wirbelströme, Hysterese) des Systems bestimmt.

„485“ · Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit UKW-Empfangsteil

Der neue Hi-Fi-Stereo-Verstärker „485“ von Metz ist eine konsequente technische Weiterentwicklung des Verstärkers „465“¹⁾. Er enthält wie dieser ein organisch eingebautes UKW-Stereo-Empfangsteil und hat modernste Transistorbestückung (36 Trans + 15 Halbleiterdioden + 2 Gl). Der technische Spitzenstand wird unter anderem durch zwei Silizium-Planar-Transistoren BF 200 (bisher BF 185) im Hochfrequenzteil und zwei Feldeffekttransistoren BF 245 (bisher BC 108) im Niederfrequenzteil besonders gekennzeichnet. Die beiden BF 200 im HF-Teil ergeben eine Steigerung der Empfindlichkeit des UKW-Empfangsteils (1,0 μV für 26 dB an Stelle bisher 1,4 μV). Die rauscharmen Feldeffekttransistoren BF 245 im NF-Teil sind (wie auch schon bisher die BC 108) als Impedanzwandler geschaltet und bewirken ein optimales Verhältnis Störung zu Nutzspannung, was besonders bei Tonbandwiedergabe vorteilhaft ist.

die Gerätedaten für Klirrfaktor und Ausgangsleistung nicht mehr eingehalten werkönten. Die Unterschiede zwischen der Ausführung im „465“ und „485“ gehen aus Bild 1 hervor. Im Verstärker „485“ ist nach Bild 1b der Steuertransistor T 715 (2N3708) wärmeleitend mit den Transistoren der Endstufe verbunden und über die Treibertransistoren T 707, T 709 mit den Endstufentransistoren T 711, T 713 gleichstromgekoppelt. Folgt der Steuertransistor der Erwärmung der Endstufentransistoren, dann wird infolge der Gleichstromkopplung der Arbeitspunkt der Endstufentransistoren unabhängig von ihrer Temperatur konstant gehalten. Normalerweise würde bei höherer Temperatur der Kollektorstrom zunehmen. Bei der im „485“ verwendeten Schaltung wird der Steuertransistor T 715 mit- erwärmt, wodurch sein Kollektorstrom steigt. Das hat wiederum die Verminderung des Basisstroms (Steuerstrom) für die Trei-

Bild 1a. Schaltung der Endstufe (linker Kanal) des Hi-Fi-Stereo-Verstärkers „465“ (Vorläufer des „485“)

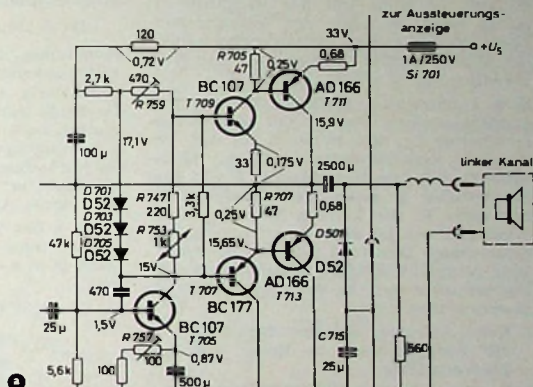
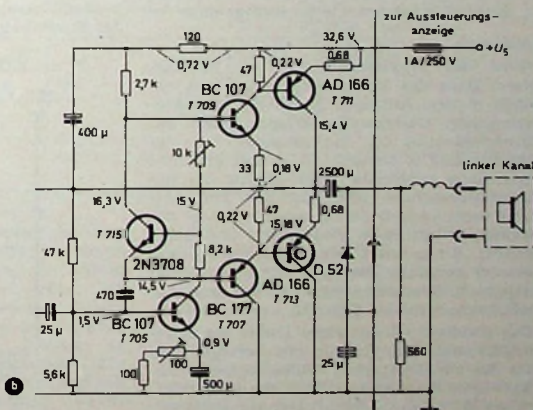


Bild 1b. Schaltung der Endstufe (linker Kanal) des Hi-Fi-Stereo-Verstärkers „485“: im Aufbau und der äußeren Form entspricht der „485“ weitgehend seinem Vorläufer „465“



Gleichzeitig wird der Klirrfaktor noch weiter verringert, weil die Kennlinien der Feldeffekttransistoren eine sehr gute Linearität aufweisen.

Bei der Temperaturkompensation der Endstufe wurde ein neuer, zweckbestimmter Weg beschritten: Er verhindert eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Endstufe infolge Temperaturänderungen, weil sonst

bertransistoren und damit auch für die Endstufentransistoren zur Folge, so daß deren Kollektorstrom konstant bleibt.

Neu ausgelegt wurde auch die Entzerrungsschaltung für die gehörrichtige Lautstärke- regelung. Um dabei unabhängig von der Raumakustik zu sein, ist wie bisher ein Lautstärkepegelregler vorhanden, der das Einstellen der richtigen Grundlautstärke entsprechend der Akustik (Ausstattung, Möblierung) des Wiedergaberaumes gestattet.

¹⁾ Wiessner, G.: „465“ · Hi-Fi-Verstärker mit UKW-Empfangsteil. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 9, S. 319-320, u. Nr. 10, S. 365-367

Elektronik bei Auto-Anlassern

Im Winter Kraftwagenmotoren zu starten, kann zu einem Problem werden, da bei tiefen Temperaturen das Motoröl zäher, die Verneblung des Kraftstoffes schlechter und der Innenwiderstand der Wagenbatterie größer wird. Die einzelnen Einflüsse unterstützen sich also, so daß ein sicheres Anlassen unterhalb der kritischen Temperatur von etwa -15°C in Frage gestellt ist. Viele Kraftfahrer helfen sich durch Einbau eines zweiten Akkumulators parallel zur Wagenbatterie, was aber zur Folge haben kann, daß die Lichtmaschine bei normaler Batterietemperatur überlastet wird. Hier soll nun eine andere Möglichkeit vorgestellt werden, bei der ein Zusatzakkumulator in Reihe mit der Hauptbatterie gelegt wird, wodurch die Anlasserspannung, die bei tiefen Temperaturen erheblich abnimmt (Bild 1), wieder auf den Wert bei etwa $+20^{\circ}\text{C}$ ergänzt wird.

Bild 2 zeigt den üblichen Stromversorgungsplan eines Wagens mit dem Anlasserschalter S_A , dem Relais A für den Anlasser M, dem Zündschalter S_Z , der Zündspule L_Z mit dem Unterbrecher U und dem Kondensator C sowie den übrigen Verbrauchern V. Die Leitung X-Y von der Wagenbatterie ist aufgetrennt und an die eingerahmte Schaltung mit der Zusatzbatterie geführt. Die Schaltung weist folgende Eigenschaften auf, um Wartungsfreiheit zu gewährleisten:

1. Beim Anlassen legt das Zusatzrelais Z die Zusatzbatterie in Reihe mit der Wagenbatterie.
2. Im Fahrbetrieb oder bei Stillstand des Motors wird die Zusatzbatterie mit einem geregelten Strom wieder nachgeladen.

Anlassen

Wird der Anlasserschalter S_A betätigt, dann zieht das Hauptrelais A an und legt über a' den Anlasser M an die Batteriespannung. Gleichzeitig arbeitet auch das Umschaltrelais Z, das schneller als das Hauptrelais A anzieht, da es mit erhöhter Spannung betrieben wird. Damit die Relaispulenströme während des Umschaltens nicht unterbrochen werden, ist z' des Relais Z mit dem Widerstand R1 überbrückt. R1 belastet zwar während des Anlassens die Zusatzbatterie mit 1,2 A, dieser Strom fällt jedoch, verglichen mit dem Anlaßstrom, nicht ins Gewicht.

Das Relais Z ist mit einer Diode D1 überbrückt und fällt deshalb nur verzögert ab. Da das Umschaltrelais Z also schneller anzieht und langsamer abfällt als das Hauptrelais A, wird die Schaltleistung weiterhin

von diesem übernehmen, und die Kontakte des Umschaltrelais Z werden nur im geschalteten Zustand beansprucht. Die zweite Diode D2 trennt die beiden parallel liegenden Relaispulen voneinander, damit das Hauptrelais unverzögert abfallen kann. Für D1 und D2 eignen sich kleine Siliziumdioden mit etwa 1 A Nennstrom (zum Beispiel 1N4003 von Intermecall) besonders. Mit dem Schalter S1 kann das Relais Z abgeschaltet werden, so daß dann beim Anlassen die Zusatzbatterie nicht in Funktion tritt.

Automatisches Nachladen

Beim Anlassen wird der Zusatzbatterie größenordnungsmäßig die Ladung

$$Q_A = 150 \text{ A} \cdot 10 \text{ s} = 1500 \text{ As} \approx 0,4 \text{ Ah}$$

entnommen, die während der Fahrt von der Lichtmaschine oder im Stand von der Wagenbatterie zurückgeliefert werden muß. Da beide Batterien unterschiedliche Spannungen haben (12 V und 6 V), wurde in die Schaltung nach Bild 2 eine elektronische Nachlade-Regelschaltung mit einem Emitterfolger in Darlington-Schaltung eingefügt, deren Arbeitsweise Bild 3 zeigt.

Wenn x das Verhältnis der Batteriespannungen oder der Anzahl der Zellen darstellt ($0 < x < 1$), folgt aus den Beziehungen

$$U_x = U_B \cdot x - I_B \cdot R(1-x) \cdot x, \quad (1)$$

$$U_x = U_B' + U_{EB \text{ ges}}, \quad (2)$$

$$I_L = B_{\text{ges}} \cdot I_B \quad (3)$$

(mit B_{ges} = Produkt der Stromverstärkung beider Transistoren) für den Ladestrom in die Zusatzbatterie

$$I_L = \frac{U_B \cdot x - U_B' - U_{EB \text{ ges}}}{R(1-x) \cdot x} B_{\text{ges}} \quad (4)$$

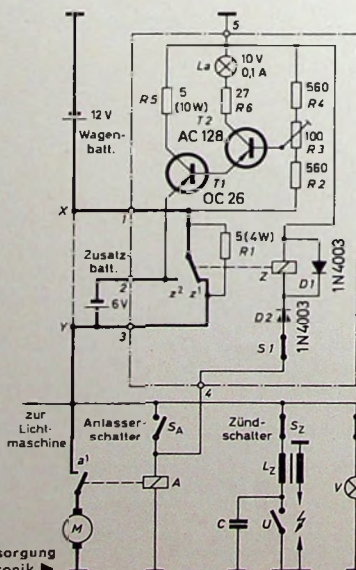


Bild 1. Anlasserschaltung mit Zusatzbatterie

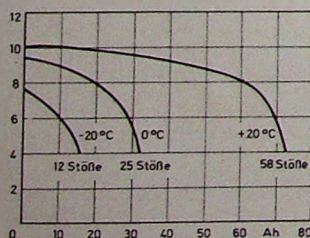


Bild 2. Stromversorgung mit Zusatzelektronik

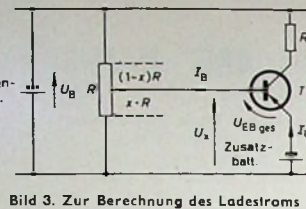


Bild 3. Zur Berechnung des Ladestroms I_L

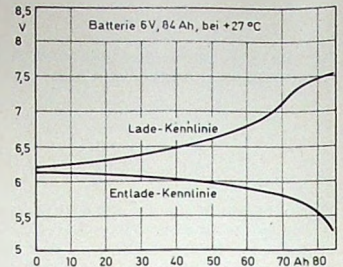


Bild 4. Lade- und Entladekennlinie bei 20stündigem konstanten Strom bei einer 6-V-Batterie [1, 2]

Da nach Bild 4 die Batteriespannung mit wachsendem Ladezustand zunimmt [1], klingt I_L auf Null ab, wenn $U_B' \cdot x$ geworden ist, da dann ebenfalls $U_{EB \text{ ges}} \approx 0$ wird. Der Ladezustand der Zusatzbatterie wird also dem der Hauptbatterie angeglichen.

Der Spannungsteiler R2, R3, R4 der Schaltung nach Bild 2 soll möglichst niederohmig sein, damit die abgegriffene Spannung als starr angesehen werden kann, darf aber die Hauptbatterie nur wenig belasten. Als Kompromiß wird man die Verluste durch den Spannungsteiler gleich denen durch Selbstentladung der Batterie setzen, die täglich 0,5...1% der Kapazität betragen [1, 2].

Da während des Anlassens der Emitter von T1 am Pluspol der Wagenbatterie liegt und T1 und T2 somit durchschalten, sind Strombegrenzungswiderstände R5, R6 und La vorhanden.

Für die Dimensionierung - etwa für T1 - gilt

$$\frac{U_B}{R_5} \leq I_{C \text{ max}}, \quad (5)$$

$$\frac{1}{4} \frac{(U_B - U_B')^2}{R_5} < P_{C \text{ max}} \quad (6)$$

Bei Gl. (6) muß das Kleiner-Zeichen stehen, da T1 auf dem Kühlblech, das an Masse liegt, isoliert befestigt ist. Das Lämpchen La zeigt das richtige Arbeiten der Anlage an: Beim Anlassen, wenn T1 und T2 durchgeschaltet sind, leuchtet es hell auf. Unmittelbar nach dem Anlassen, wenn das Wiederaufladen durch die Lichtmaschine am größten ist, leuchtet es je nach Drehzahl des Motors verschieden hell, um nach einer Fahrzeit t von etwa 15 min langsam zu verlöschen. Die Nachladung ist dann bereits ungefähr

$$Q_L \approx \frac{U_B - U_B' - U_{EC}}{R_5} \cdot t \quad (7)$$

$$\approx \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V} - 2 \text{ V}}{5 \text{ Ohm}} \cdot 15 \text{ min} = 0,2 \text{ Ah}$$

Als Zusatzbatterie kann auch eine gebrauchte, aber noch einwandfreie Wagenbatterie verwendet werden, die passend auf 6 V umgeschaltet wird. Das hierfür und für die dick ausgezogenen Leitungen im Bild 2 erforderliche Kabel mit großem Querschnitt sowie das Zusatzrelais Z („SH/SE 32/1“ für 6 V von Bosch) ist im Autozubehörhandel erhältlich.

L. Wilhelmy

Schrifttum

- [1] Batterien für Kraftfahrzeuge. Bosch-Kundendienstschrift „VDT-UBE 410/1 (6.61)“
- [2] Witte, E. u. Schulz-Baldes, F.: Blei- und Stahlschlackumulatorien für Fahrzeug-Antrieb und -Hilfsbetriebe. Eigenschaften und Anwendungen; 2. Aufl. Wiesbaden 1960, Krausskopf

Transistorbestückter Oszillograf

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 3, S. 95

5. Stromversorgung

5.1. Gleichspannungswandler

Bild 10 zeigt die Schaltung des Gleichspannungswandlers zur Stromversorgung des Oszillografen. Der Gegentakt-Durchflußwandler schwingt mit einer Frequenz von etwa 500 Hz. Der Kondensator C 1 sorgt für das sichere Anschwingen des Wandlers. Da die Transistoren T 1, T 2 im Schalter-

werden im Gleichrichterteil gewonnen und sorgfältig gesiebt. Für die Erzeugung der positiven Hochspannung arbeitet der Gleichrichter in Verdopplerschaltung (D 5, D 6, C 13). Da die negative Hochspannung nur 500 V beträgt, genügt hier eine einfache Gleichrichtung mit D 7. Es kann zweckmäßig sein, auch den Hochspannungsteil statisch abzuschirmen.

der Netzteil noch eine Abschaltautomatik, die sowohl die Batterie vom Netzteil als auch dieses vom Netz abtrennt, wenn eine bestimmte Batteriespannung überschritten wird.

Der Längstristor T 1 wird über die Emittierfolger-Kaskade T 2, T 3 angesteuert, um eine hohe Stromverstärkung zu erreichen. T 4 arbeitet als Spannungsverstärker für die Differenzspannung, die aus dem Vergleich der Z-Spannung von D 1 mit der mittels R 1... R 3 herabgeteilten Ausgangsspannung gewonnen wird. Die genaue Höhe der Ausgangsspannung kann mit R 2 eingestellt werden.

Mit S 2a, S 2b kann man von Netz- auf Ladebetrieb umschalten. Über den Spannungsteiler R 4, R 5, R 6 erhält die Basis des Transistors T 5 der Abschaltautomatik eine Vorspannung aus dem Ladekreis. Solange die Ladespannung unterhalb der Ladeendspannung liegt, ist T 5 gesperrt und T 6 geöffnet. Mit R 6 wird die gewünschte Abschaltspannung eingestellt. Sie beträgt bei 7,2 V Batteriespannung

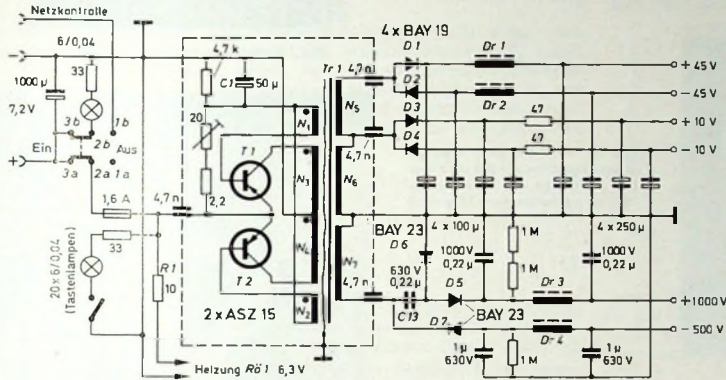


Bild 10. Schaltung des Gleichspannungswandlers

betrieb arbeiten, entsteht eine etwa rechteckförmige Spannung, die natürlich sehr oberwellenreich ist. Um unangenehme Einstreuungen in die übrigen Stufen des Oszillografen zu vermeiden, muß der Spannungswandler magnetisch und statisch gut abgeschirmt werden. Dazu baut man den Transformator und die Schalttransistoren in ein Gehäuse aus Mu-Metall ein, das zugleich auch als statische Abschirmung wirkt. Die Anschlüsse der Sekundärwicklungen werden über Durchführungskondensatoren herausgeführt. Die Wickeldaten des Wandlertransformators Tr 1 sind in Tab. I zusammengestellt, und Tab. II enthält die Daten der Siebdrosseln.

Die verschiedenen Betriebsspannungen für den Y-Verstärker und das Zeitablenkteil

Tab. I. Wickeldaten des Wandlertransformators Tr 1

Kern:	Schnittbandkern SM 65
primär:	
N ₁ , N ₂	je 10 Wdg., 0,4 CuL, bifilar
N ₃ , N ₄	je 30 Wdg., 1,0 CuL, bifilar
sekundär:	
N ₅	220 Wdg., 0,4 CuL
N ₆	58 Wdg., 0,4 CuL
N ₇	2400 Wdg., 0,15 CuL

Tab. II. Daten der Siebdrosseln

Drosseln Dr 1, Dr 2:	
Kern:	Ferrit-Schalenkern B65571-A0250-A022 (Siemens); 1600 Wdg., 0,1 CuL
Drosseln Dr 3, Dr 4:	
Kern:	Ferrit-Schalenkern B65561-A0250-A022 (Siemens); 1800 Wdg., 0,07 CuL

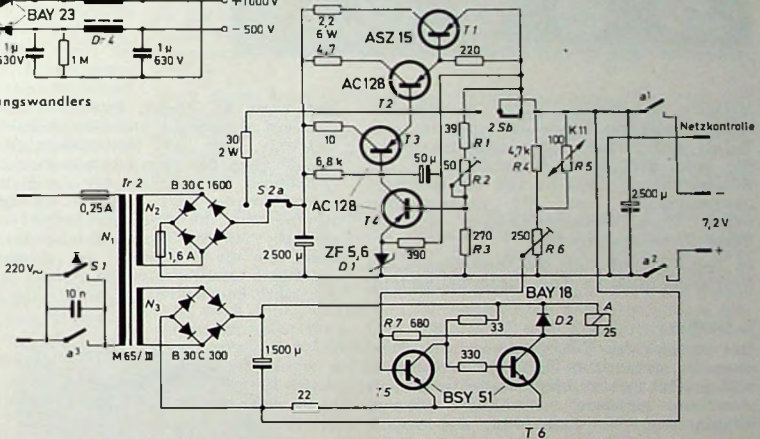


Bild 11. Schaltung des Netzteils mit Batterieladeautomatik

Die Heizspannung für die Oszillografenröhre R 01 gewinnt man zweckmäßigerweise über den Vorwiderstand R 1 direkt aus der Batterie. Abgesehen davon, daß der Wirkungsgrad verschlechtert wird, wenn man die Heizspannung dem Wandlertransformator entnimmt, können so auch unangenehme Störspannungen aus dem Wandler verschleppt werden und auf den Y-Verstärker sowie auf das Zeitablenkteil einwirken.

5.2. Netzteil

Die Speisung des Spannungswandlers erfolgt entweder aus einer Batteriekombination (beispielsweise „3 BX 3/F“ von Sonnenschein und „BD 2,5“ von Varta) mit 7,2 V Gesamtspannung oder aus einem Netzteileneinschub, dessen Schaltung Bild 11 zeigt. Er liefert eine elektronisch stabilisierte Spannung von 7,2 V zur Speisung des Wandlerteils nach Bild 10 oder als Ladespannung für den Batteriesatz. Um ihn vor Überladung zu schützen, enthält

rund 8,5 V. R 5 ist ein NTC-Widerstand zur Temperaturkompensation.

Eine starke Rückkopplung bewirkt der Widerstand R 7. So erreicht man das bistabile Verhalten von T 5, T 6, wobei der Kollektorstrom von T 6 bei jeder beliebigen Ladespannung unterhalb der Ladeendspannung den gleichen Wert behält und erst innerhalb eines sehr kleinen Spannungsbereichs vor der Ladeendspannung praktisch auf Null umspringt. Dann fällt das Relais A im Kollektorkreis ab und trennt

Tab. III. Wickeldaten des

Netztransformators Tr 2

Kern:	M 65, Dyn. Bl. III, 0,5 mm
primär:	
N ₁	1870 Wdg., 0,2 CuL
sekundär:	
N ₂	118 Wdg., 0,9 CuL
N ₃	110 Wdg., 0,3 CuL

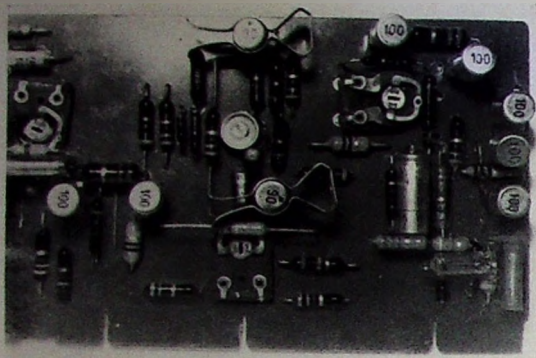


Bild 12. Teilansicht der bestückten Platine des Y-Verstärkers

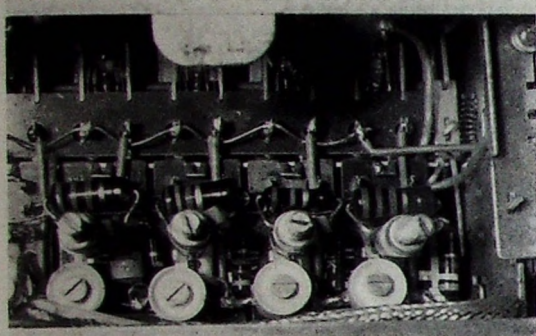


Bild 13. Blick auf den Eingangsspannungsteiler mit den direkt an den Lötflächen des Drucklastensatzes befestigten Trimmern

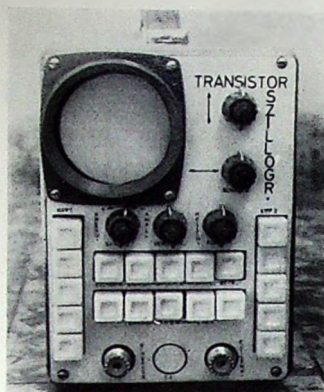


Bild 16. Frontansicht des Oszillografen

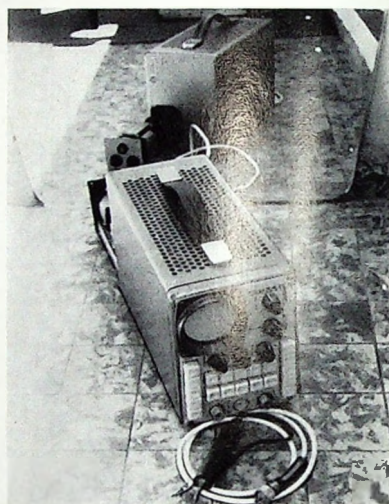


Bild 17. Gesamtansicht des Oszillografen; der Spiegel im Hintergrund zeigt den halb herausgezogenen Netzteileinschub

Batterie und Netzgerät. Die in Sperrichtung betriebene Diode D2 parallel zum Relais unterdrückt die Induktionsspitze, die beim plötzlichen Stromabfall in der Relaiswicklung entsteht und die zulässige Sperrspannung von T6 überschreiten würde. Zum Wiedereinschalten muß die Taste S1 betätigt werden.

In Tab. III sind noch die Wickelraten des Netztransformators Tr2 zusammengestellt.

ben wird. In dessen Rückseite befindet sich ein Ausschnitt zum Einschieben des Netzteils oder der Batteriekombination. Bild 15 zeigt den Netzteileinschub mit dem steckbaren Kammrelais für die Batterie-ladeautomatik. Als Tubus und Raster-scheibe für die Oszillografenröhre verwendet man am besten Industrieerzeugnisse, die als Ersatzteile für serienmäßig gefertigte Oszillografen im Handel erhältlich sind. Die Bilder 16 und 17 zeigen das

6. Aufbau

Der Aufbau des Y-Verstärkers, des Eichspannungsgenerators und des Zeitablenkteils erfolgt zweckmäßigerweise jeweils als steckbare gedruckte Schaltung. Ebenso können auch die Siebketten des Gleichspannungswandlers und ein Teil des Netzanschlußgeräts auf Leiterplatten aufgebaut werden.

Im Mustergerät wurde der Y-Verstärker (Bild 12) auf einer 150 mm × 90 mm großen Platine untergebracht, der Eichspannungsgenerator benötigte eine Fläche von 90 mm × 60 mm. Bild 13 zeigt einen Ausschnitt der Verdrahtung des Eingangsspannungsteilers für den Y-Verstärker. Man erkennt, daß die Bauelemente unmittelbar an den Lötflächen des Drucklastensatzes befestigt sind. Der Spannungsteiler-Tastkopf (Bild 14) ist in einem Metallrohr untergebracht, das einen Ausschnitt für den Schiebescalter erhält.

Für das Zeitablenkteil wurde eine Leiterplatte mit den Abmessungen 175 mm × 90 mm benötigt. Die für die Bereichsumschaltung der Zeitablenkung erforderlichen Kondensatoren können an den beiden Drucklastensätzen angeordnet werden.

Zur Montage aller Baugruppen eignet sich eine Rahmenkonstruktion, die beim Mustergerät 315 mm × 220 mm × 140 mm groß ist und in ein Industriegehäuse eingeschoben



Bild 14. Spannungsteiler-Tastkopf mit eingebautem Schiebescalter

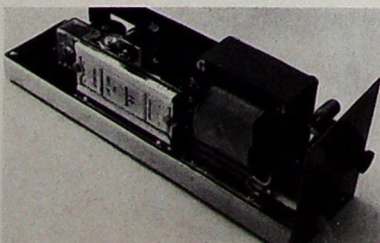


Bild 15. Fertig montierter Netzteileinschub

fertig montierte Mustergerät, dessen Frontplatte (200 mm × 140 mm) mit Hilfe eines fotografischen Verfahrens nach einer Transparenzzeichnung hergestellt wurde.

Liste der Spezialteile

1 Oszillografengehäuse „Nr. 15 LS“	(Leistner)
1 Frontplatte nach Transparenzzeichnung	(Engels Phototechnik)
1 Strichrasterplatte „6073-043“	(Grundig)
1 Tubus „6073-044“	(Grundig)
1 Drehknöpfe „9670-206“	(Grundig)
5 Drehknöpfe „9616-931“	(Grundig)
3 Leuchtdruckstastensätze „5 × LL 17,5 B 4U“	(Shadow)
1 Leuchtdruckstastensatz „5 × EE 17,5 B 4U“	(Shadow)
1 Oszillografenröhre DH 7-11	(Valvo)
1 Abschirmung „Nr. 55532“	(Valvo)
1 Fassung „Nr. 40467“ für Oszillografenröhre	(Valvo)
4 Steckverbindungen mit Lötstiften „Gds 25 fe 1,5a oder 2a“ mit Sperrblechen und Haltewinkeln	(Harting)
1 Kammrelais „Tris 154 d TBv 65411/93 e“ mit Fassung	(Siemens)



M. BERGER

Für den jungen Techniker

Die Technik moderner Service-Oszillografen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK
Bd. 23 (1968) Nr. 4, S. 139

2.4.1. Verstärkung breiter Frequenzbänder

Die Bedingungen, die ein Verstärker erfüllen muß, um ein möglichst breites Frequenzband zu verstärken, sind seit langem genau bekannt. Die Verstärkung V einer Röhren- oder Transistorstufe wäre stets

$$V = S \cdot R_a \quad (15)$$

(wobei S die Steilheit des aktiven Bauelementes ist), wenn man annehmen dürfte, daß parallel zum Außenwiderstand R_a keine schädlichen Kapazitäten C liegen. Da diese aber immer vorhanden sind, ist der resultierende Wechselstrom-Außenwiderstand R_a der Stufe keineswegs rein ohmsch, sondern komplex. Er hängt von der Frequenz und damit von der Bandbreite b ab und berechnet sich zu

$$R_a = \frac{1}{2 \pi \cdot b \cdot C} \quad (16)$$

Dann wird mit Gl. (15) und Gl. (16)

$$V = \frac{S}{2 \pi \cdot b \cdot C} \quad (17)$$

Die Verstärkung V ist also der Steilheit S direkt proportional. Dagegen besteht zwischen V und der Bandbreite b beziehungsweise der schädlichen Kapazität C umgekehrte Proportionalität. Aus Gl. (16) erkennt man, daß eine große Bandbreite bei gegebenem schädlicher Kapazität C einen kleinen Außenwiderstand erfordert. Dann fällt aber nach Gl. (17) und Gl. (15) die Verstärkung stark ab. Dieser Abfall kann nur durch eine möglichst große Steilheit S ausgeglichen werden. Nimmt man die Bandbreite als gegeben an, so ergibt sich aus Gl. (17), daß die Verstärkung nur vom Verhältnis S/C abhängt. Man benötigt also aktive Bauelemente mit möglichst großer Steilheit und möglichst kleiner schädlicher Kapazität C am Ausgang. Selbstverständlich muß auch der Aufbau so kapazitätsarm wie nur möglich ausgeführt werden, um die schädlichen Kapazitäten klein zu halten.

Speziell für Breitbandverstärker wurden Röhren mit großem S/C -Verhältnis entwickelt, und heute gibt es auch für diese Zwecke gut geeignete Transistoren mit hoher Steilheit. Trotzdem ist die Bandbreite gewöhnlicher RC-Verstärker begrenzt, und zwar nach unten und oben. Nach unten ist die Verstärkung durch die Zeitkonstante begrenzt, die dem Produkt aus dem Eingangswiderstand R der folgenden Röhre (oder des folgenden Transistors) und der Koppelkapazität C_k zwischen den Verstärkerstufen entspricht. Nimmt man als untere Grenzfrequenz f_u diejenige Frequenz an, bei der die Verstärkung um den Faktor $1/\sqrt{2}$ abgefallen ist, so gilt für diese Frequenz

$$f_u = \frac{1}{2 \pi \cdot R \cdot C_k} \quad (18)$$

Wie man aus Gl. (18) erkennt, muß man für eine tiefe Grenzfrequenz sehr große Koppelzeitkonstanten $R \cdot C_k$ wählen, was in mancher Hinsicht unerwünscht ist. Erwähnt sei noch, daß bei der Grenzfrequenz f_u eine Phasenverschiebung von 45° zwischen der Eingangsspannung vor und der Ausgangsspannung hinter dem Koppelglied besteht.

Für die obere Grenzfrequenz f_o ergibt sich aus Gl. (16)

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot R_a \cdot C_p} \quad (19)$$

Darin stellt C_p die dem Außenwiderstand parallel liegende Kapazität dar. Im Gegensatz zur unteren Grenzfrequenz muß man hier eine möglichst kleine Zeitkonstante $R_a \cdot C_p$ anstreben, um möglichst hohe Werte von f_o zu erhalten.

Auch bei Verwendung aktiver Bauelemente mit großer Steilheit und bei sehr kleinen schädlichen Kapazitäten läßt sich die Bandbreite bei ausreichender Verstärkung nicht beliebig vergrößern. Man kann hier aber Kunstschaltungen anwenden, von denen im folgenden einige besprochen werden sollen. Bild 25 zeigt die

Ausgangsschaltung einer Röhre $Rö$. In ihrem Anodenkreis liegt der Außenwiderstand R in Serie mit einer Spule L ; ferner spielt die Anoden-Katoden-Kapazität C eine Rolle. L wird so bemessen, daß der Schwingkreis L, C in Nähe der oberen Grenzfrequenz seine Parallelresonanz hat. Wegen R ist der Schwingkreis zwar stark gedämpft, trotzdem ergibt sich infolge der Resonanzüberhöhung eine gewisse Anhebung bei hohen Frequenzen, wodurch sich die Bandbreite vergrößert. Man kann auch die Schaltung nach Bild 26 anwenden, bei der zwischen dem Ausgang der Röhre $Rö$ und dem Eingang der nächsten Stufe ein Filter mit den Kondensatoren $C, C1$ sowie der Spule L angeordnet ist, die mit $R1$ eventuell noch gedämpft wird. Bei diesem Filter nutzt man die Serien-

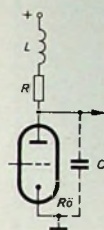


Bild 25. Anhebung hoher Frequenzen durch Parallelresonanz

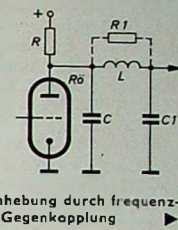


Bild 26. Anhebung hoher Frequenzen durch π -Glieder

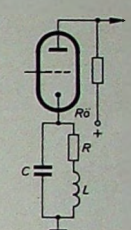


Bild 27. Anhebung durch frequenzabhängige Gegenkopplung

resonanz von $L, C1$ aus. Liegt sie bei der oberen Grenzfrequenz, so ergibt sich an $C1$ eine Spannungsüberhöhung, die ähnlich wirkt wie bei Bild 25. Man kann für die Schaltungen genaue Bemessungsvorschriften angeben, was wir hier jedoch übergehen wollen.

Auch durch frequenzabhängige Gegenkopplungen kann man die Bandbreite vergrößern. Schaltet man etwa nach Bild 27 in Reihe mit dem Katodenwiderstand R eine Spule L und überbrückt diese Serienschaltung mit dem Kondensator C , so ergibt sich ebenfalls ein Resonanzeffekt, der zur Anhebung der hohen Frequenzen führt.

Die Schaltungen in den Bildern 25, 26 und 27 lassen sich aus der Röhrentechnik auch in die Transistortechnik übertragen, wie das an Hand von Bild 28 angedeutet ist. Im Emittierkreis des Transistors T ist hier eine Kombination analog der Katodenkombination im Bild 27 vorhanden, während im Kollektorkreis die Schaltung nach Bild 25 zu finden ist. Hier gelten natürlich andere Bemessungsvorschriften. Die Dämpfung der Zusatzschwingkreise muß unter allen Umständen so groß sein, daß kein nennenswertes Überschwingen erfolgt. Ist nämlich die Dämpfung zu klein, so stößt ein Rechtecksprung die Schwingkreise zu gedämpften Schwingungen an, die sich dem eigentlichen Oszillogramm überlagern und sehr störend sind. Mit zunehmender Dämpfung geht jedoch die Wirkung der Kompensationsglieder zurück, so daß man in der Praxis stets Kompromisse schließen muß.

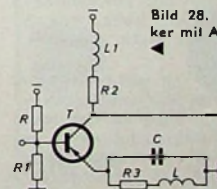


Bild 28. Transistorverstärker mit Anhebungsgliedern

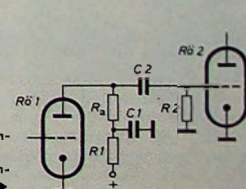


Bild 29. Tiefenentzerrung durch Kompensation

Es gibt auch Kompensationschaltungen, die im Bereich der tiefen Grenzfrequenz angewendet werden. Ein einfaches Beispiel zeigt Bild 29. In Reihe mit dem Außenwiderstand R_a liegt ein weiterer Widerstand $R1$, und vom Verbindungspunkt von R_a und $R1$ führt der Kondensator $C1$ nach Masse. $C2$ ist der Koppelkondensator, $R2$ der Gitterableitwiderstand. Wählt man

$$R_a \cdot C1 = C2 \cdot R2 \quad (20)$$

so ist die Anordnung richtig abgeglichen. Dann bewirkt nämlich die durch $R_a \cdot C1$ bestimmte Zeitkonstante eine Dachschräge, die derjenigen entgegengesetzt ist, die von $C2 \cdot R2$ hervorgerufen wird. Die Bemessung von $R1$ im Bild 29 ist ebenfalls wichtig,

denn $R_1 \cdot C_1$ bestimmt die Linearität der Aufladung von C_1 . R_1 muß also eine hinreichende Größe haben. Das ist häufig erwünscht, weil R_1 und C_1 zusätzlich ein Anodensiebglied bilden, das beispielsweise Netzbrummen unterdrücken kann.

Bild 30 zeigt eine weitere Kompensationsschaltung für die untere Grenzfrequenz. Hier liegt parallel zum Außenwiderstand R_a die Serienschaltung eines Gliedes C_1 , R_1 , das bei entsprechender Bemessung in Verbindung mit C_2 , R_2 ebenfalls eine kompensierende Wirkung hat. Dimensionierungsbedingungen können dem Schrittmittel entnommen werden; hier kommt es nur darauf an, die schaltungstechnischen Möglichkeiten zu zeigen.

Auch bei Transistoren können Kompensationsschaltungen im Bereich der unteren Grenzfrequenz angewendet werden. Wir wollen darauf aber nicht näher eingehen. Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß die besprochenen Entzerrerschaltungen für die obere und untere Grenzfrequenz so bemessen werden müssen, daß die im Abschnitt 2.3.7. besprochene Phasenlinearität gewährleistet ist. Die Zusammenhänge sind recht kompliziert; sie interessieren den Praktiker aber weniger, weil in den üblichen Service-Oszillografen ohnehin entsprechende Maßnahmen getroffen sind.

2.4.2. Asymmetrischer und symmetrischer Ausgang und Eingang

Schon im Abschnitt 2.2. wurde darauf hingewiesen, daß Oszillografenröhren normalerweise Ablenkspannungen benötigen, die gegenüber dem Schaltungsnullpunkt symmetrisch sind. Die Gründe haben wir schon besprochen. Bild 31 zeigt, daß man eine mittelpunktgeerdete Spannungsquelle braucht, wodurch die Nullpunktsymmetrie an den Ablenkplatten gewährleistet ist.

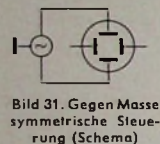


Bild 31. Gegen Masse symmetrische Steuerung (Schema)

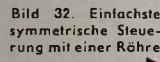


Bild 32. Einfachste symmetrische Steuerung mit einer Röhre

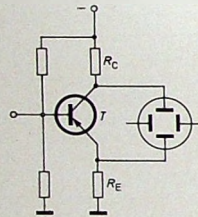


Bild 33. Einfachste symmetrische Steuerung mit einem Transistor

Für die praktische Durchführung gibt es die verschiedenartigsten Schaltungen, von denen einige typische herausgegriffen werden sollen. Im Bild 32 sehen wir zum Beispiel eine Röhre R_0 , in deren Anodenkreis der Widerstand R_a und in deren Katodenkreis der Widerstand R_k liegt. Steuert man die Röhre aus, so treten an Anode und Katode Spannungen auf, die gegenphasig und erdsymmetrisch sind. Auch mit Transistoren kann man eine derartige Schaltung verwirklichen (Bild 33). Hier liegen die beiden Widerstände in der Emitter- beziehungsweise der Kollektorleitung. Die Spannungsabgabe ist allerdings besonders bei Anordnungen nach Bild 33 recht gering und die Empfindlichkeit klein, weil der Katoden- beziehungsweise Emitterwiderstand stark gegenkopplend wirkt.

Wesentlich leistungsfähiger sind Schaltungen mit mehreren aktiven Bauelementen. Zum Beispiel zeigt Bild 34 eine emittergekoppelte symmetrische Stufe. Der Transistor T wird an der Basis (Punkt A) unsymmetrisch gegen den Schaltungsnullpunkt gesteuert. Am Kollektorwiderstand R_2 tritt die verstärkte Spannung auf, die man der oberen Ablenkplatte der Oszillografenröhre zuführt. Die Emitter von T und T_1 haben einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_4 , so daß T_1 von T über R_4 gesteuert wird. Infolgedessen tritt auch an R_3 eine Wechselspannung auf, die gegenphasig zu der an R_2 ist und der unteren Ablenkplatte zugeführt wird. Die Spannungen sind bei entsprechender Bemessung der Widerstände symmetrisch gegen Masse. Mit Schaltungen dieser Art erreicht man höhere Ablenkspannungen, da R_4 nur klein zu sein braucht. Die Basis von T_1 liegt über C wechselstrommäßig an Masse, die Vorspannung wird über R_5 und R_6 eingestellt. Der Arbeitspunkt des Transistors T ist durch R und R_1 bestimmt.

Im Bild 35 ist eine Gegentaktschaltung mit Differenzverstärker am Eingang dargestellt. Dieser Differenzverstärker besteht aus den Transistoren T und T_1 mit den Kollektorwiderständen R und

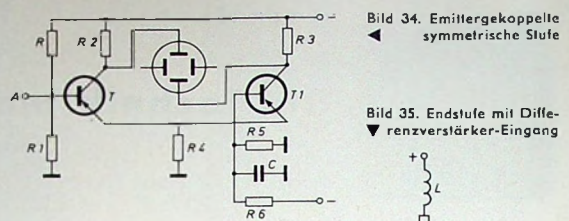


Bild 34. Emittergekoppelte symmetrische Stufe

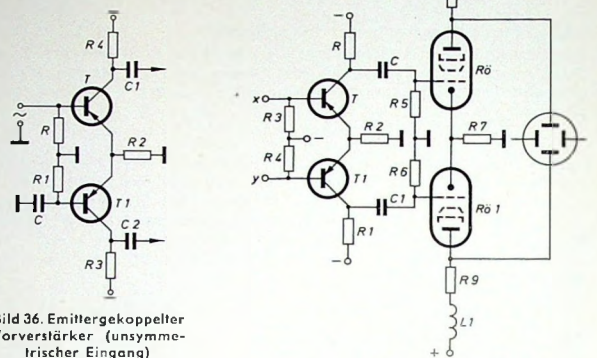


Bild 35. Endstufe mit Differenzverstärker-Eingang

Bild 36. Emittergekoppelter Vorverstärker (unsymmetrischer Eingang)

R_1 . Der Emitterwiderstand R_2 ist beiden Transistoren gemeinsam; die Basisvorspannung wird über R_3 und R_4 gewonnen. Legt man an die Eingänge x und y eine gegen Masse symmetrische Steuerspannung, so erniedrigt sich der Kollektorstrom von T , wenn an x die positive Halbwelle liegt, und der Kollektorstrom von T_1 erhöht sich gleichzeitig, weil an y dann die negative Halbwelle wirksam wird. Das bedeutet, daß am gemeinsamen Emitterwiderstand R_2 keine Wechselspannung auftritt, weil die Emitterstromerhöhung von T_1 die Emitterstromerniedrigung von T aufhebt. Eine fehlende Wechselspannung an R_2 bedeutet aber gleichzeitig eine fehlende Gegenkopplung, so daß die Stufe gut verstärkt. An den Kollektorwiderständen R und R_1 treten gegenphasige Spannungen auf, die man über die Koppelkondensatoren C und C_1 den Steuergittern der beiden in Gegentakt geschalteten Röhren R_0 und $R_0 1$ zuführen kann.

Ein besonderer Vorzug des Differenzverstärkers ist darin zu sehen, daß die Schaltung nur Differenzspannungen zwischen x und y gut verstärkt. Wirken dagegen auf x und y gleichphasige Wechselspannungen ein, so haben diese eine gleichzeitige Stromerhöhung oder Stromerniedrigung beider Transistoren zur Folge. Dann tritt ein erheblicher Spannungsabfall an R_2 und damit eine starke Gegenkopplung auf. Der Differenzverstärker hat also für diese gleichphasige Ansteuerung einen wesentlich kleineren Verstärkungsgrad als für gegenphasige Ansteuerung. Das Verhältnis der Verstärkungen bei gegenphasiger und gleichphasiger Ansteuerung wird Gleichtaktunterdrückung genannt. Eine große Gleichtaktunterdrückung ist sehr erwünscht, weil es häufig vorkommt, daß den zu messenden, mitunter recht niedrigen gegenphasigen Spannungen hohe störende, aber gleichphasige Spannungen überlagert sind. Letztere wirken sich kaum aus, während die gegenphasigen Spannungen gut verstärkt werden. Solche Differenzverstärker setzen sich auch in Elektronenstrahl-Oszillografen mehr und mehr durch.

Wie beschrieben, werden die beiden Steuergitter der Röhren R_0 und $R_0 1$ gegenphasig angesteuert. Die Gittervorspannung wird über R_5 und R_6 zugeführt. Die Röhren haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_7 und arbeiten in Gegentaktschaltung, das heißt, man erhält an den Anodenwiderständen R_8 und R_9 gegenphasige Spannungen, die gleichzeitig die gewünschte Symmetrie gegen Masse haben und den Ablenkplatten der Oszillografenröhre zugeführt werden können. Die Spulen L und L_1 sind Entzerrungsglieder, wie sie bereits an Hand von Bild 25 besprochen wurden.

Wird auf Differenzverstärkung kein Wert gelegt, so kann man die Schaltung nach Bild 36 verwenden. Hier wird nur die Basis von T gesteuert. Die Basis von T_1 liegt dagegen wechselstrommäßig über C an Masse, so daß wir T unsymmetrisch ansteuern müssen. Den Transistor T_1 steuert der an R_2 auftretende Spannungsabfall, den der Transistor T hervorruft. Wir haben hier eine sogenannte emittergekoppelte Stufe vor uns, die eine besonders hohe Übersteuerungsfestigkeit hat. An den Widerständen R_3 und R_4 treten die gegen Masse symmetrischen Span-

nungen auf, die über C1 und C2 den Ablenkplatten der Oszillografenröhre zugeführt werden können. Selbstverständlich läßt sich die Schaltung nach Bild 36 auch in Röhrentechnik verwirklichen. Die Röhren erhalten dann einen gemeinsamen Katodenwiderstand, und man spricht von einem katodengekoppelten Verstärker, der die gleichen günstigen Eigenschaften wie der nach Bild 36 aufweist.

Wir kennen nun die wichtigsten Eingangs- und Ausgangsschaltungen für RC-gekoppelte Stufen, von denen man in Oszillografen-Y-Verstärkern etwa zwei bis vier hintereinander geschaltet findet. Von den Möglichkeiten der Kompensation bei hohen Frequenzen machen die Konstrukteure unterschiedlichen Gebrauch. Natürlich sind zahlreiche Einzelheiten zu berücksichtigen. Beispielsweise haben Breitbandröhren mit besonders großem S/C-Verhältnis eine sehr hohe Eingangskapazität, die bei hohen Frequenzen stark belastend wirkt. Deshalb ist es mitunter üblich, bei Y-Verstärkern mit sehr großer Bandbreite zwischen Ausgang der einen und den Eingang der folgenden Stufe noch einen Katoden- oder Emittterfolger zu schalten, der den verhältnismäßig großen Ausgangswiderstand in einen kleinen Eingangswiderstand für die folgende Stufe transformiert. Dann läßt sich diese Stufe trotz der großen Eingangskapazität gut aussteuern. Es sind auch zahlreiche Schaltungsvarianten denkbar, beispielsweise sogenannte kreuzgekoppelte Katodenverstärker, die einen besonders kleinen Innenwiderstand haben.

Die RC-gekoppelten Y-Verstärker haben ausnahmslos den Nachteil, daß dann eine in der Meßspannung enthaltene Gleichspannungskomponente nicht mitverstärkt wird. Das wird besonders beim später noch zu besprechenden Triggerbetrieb als unangenehm empfunden. Daher verwendet man in letzter Zeit mehr und mehr Gleichspannungsverstärker, die im folgenden Abschnitt betrachtet werden sollen. (Fortsetzung folgt)

Neue Bücher

Mathematik für Rundfunk-Fernseh-Elektronik-Techniker; Anleitung für Ausbildung und Beruf. Von H. Bochum. Eindhoven 1967, Philips Technische Bibliotheek. 450 S. m. 313 B. 15 cm X 23 cm. Preis in Ganzl. geb. 39 DM.

„Techniker, Lehrlinge und Meisterschüler, die sich auf eine Prüfung vorbereiten, aber auch interessierte Bastler sowie junge Menschen, die sich für ein Ingenieurstudium eine einschlägige Basis schaffen wollen, sollen je nach Lust, Laune und Zeit zu diesem Buch greifen.“ So heißt es unter anderem in der Einleitung des Buches, bei dem der Verfasser in den Anwendungsbeispielen besonders die Gegebenheiten der Rundfunk-, Fernseh- und Elektronik-Technik berücksichtigt. Es ist prägnant, keineswegs nüchtern, sondern vielmehr bewußt aufgelockert geschrieben. Mit dem umfangreichen Komplex wird der Leser in Wort, anschaulichen Bildern und Rechenbeispielen vertraut gemacht. Die Hauptkapitel sind: Das Gebäude der Zahlen – Das Buchstabenrechnen – Größen, Einheiten, Dimensionen – Die vier Grundrechnungsarten – Die Potenzrechnung – Die Wurzelrechnung – Logarithmen – Gleichungen – Der Funktionsbegriff und das Schaubild – Die Kreis- oder Winkelfunktionen – Mittel und Mittelwerte – Folgen und Reihen – Die Komplexe Rechnung. Ein kurzer „Blick über den Zaun“ (Differentialquotient, Differenzieren, Integrieren usw.) ist noch im letzten Abschnitt gegeben. –e

Kleine Geschichte des deutschen Fernsehens. Bd. 6 der „Buchreihe des SFB“. Von W. Bruch. Berlin 1967, Haude & Spenerische Verlagsbuchhandlung. 120 S. m. 35 B. 12,5 cm X 19 cm. Preis geb. 9,80 DM.

Walter Bruch erlebte und gestaltete das deutsche Fernsehen mit. Kritisch und unterhaltend schildert er „den Gang der Entwicklung als eine Kette geistiger Abenteuer“. Von Paul Nipkow (1883) über die ersten öffentlichen Vorführungen von Fernsehgeräten in Berlin (1928) bis zum heutigen elektronischen Farbfernsehen spannt sich der Bogen. Das Buch setzt als aktueller Beitrag zum historischen Hintergrund der Fernsehtechnik willkommene Akzente. –e

Fernseh-Service praktisch und rationell; Wirtschaftlicher Service nach der Methode Heinrichs. Von G. Heinrichs u. J. Conrad. München 1967, Franzis. 256 S. m. 171 B. u. 7 Tab. 13 cm X 20,8 cm. Preis in Plastik geb. 22,80 DM.

Nach der geschilderten Methode lassen sich Fehler systematisch und eindeutig ermitteln; der Zeitaufwand für die Fehlersuche ist gegenüber manchen anderen Verfahren beträchtlich herabgesetzt. In den ersten Kapiteln des Buches wird über die Werkstatt und ihre Einrichtung sowie über Meßgeräte zum Selbstbau und über notwendige Ersatzteile gesprochen. Es folgen ausführliche Abschnitte über das Auswerten von Testbildern, die dynamische Gesamtfunktionskontrolle eines Fernsehempfängers, die systematische Fehlerermittlung, das Abgleichen des Fernsehempfängers und schließlich den Service an UHF-Tunern. Abschließend wird noch das Planen und Errichten von Antennenanlagen behandelt.

Das Buch entstand aus jahrelanger praktischer Erfahrung, aus der mancher guten persönlichen Nutzen ziehen kann. j.

HI-FI Damit jeder Ton zum Erlebnis wird POWER SOUND



ISOPHON bringt Tonperfektion Lautsprecher POWER SOUND

Hochqualifiziert für den Selbstbau von Kompaktboxen, deren nuancenreiche Wiedergabe faszinierend ist – vom Beat bis zur Oper. Ungewöhnliche Tiefen und brillante Höhen. Eine echte ISOPHON-Leistung für Mono und Stereo. Hervorragende HI-FI-Qualität durch individuelle Kombination mit Hoch-Mittel-tönern. – Ein Angebot, das mehr als gut ist für ein gutes Geschäft!

**POWER
SOUND
Allfrequenz-
lautsprecher**

**POWER
SOUND
Tief-
töner**



PSL 100

PSL 130 PSL 170 PSL 203 PSL 245

Fordern Sie für sich und Ihre Kunden unsere POWER SOUND und DRY SOUND Prospekte sowie das Handelsprogramm und die Broschüre: „ISOPHON-Lautsprecher richtig eingebaut“ an. Wir senden Ihnen alles kostenlos zu.



**die Welt hört auf sie
ISOPHON-WERKE GMBH, Abt. VK
1 Berlin 42, Eresburgstraße 22/23**

Kuba Imperial bietet Ihnen die Chance!

Für die Erweiterung unseres Produktionsprogrammes suchen wir zum sofortigen Eintritt

Gruppenleiter für unsere Rundfunk-Prüffelder Gruppenleiter für unsere Rundfunk-Montage Rundfunk-u. Fernseh-Techniker Rundfunk-Techniker Rundfunk-Mechaniker

Wir erwarten: Erfahrung und gute Kenntnisse auf den oben erwähnten Gebieten.

Wir bieten: Ausbildungs- und Aufstiegsmöglichkeiten sowie eine gute Bezahlung. Außerdem sichern wir Ihnen eine wirkungsvolle Unterstützung bei der Wohnraumbeschaffung zu.

Richten Sie bitte Ihre Bewerbung an unsere Personalabteilung KUBA IMPERIAL GmbH, 334 Wolfenbüttel, Kuba-Haus, Postfach 360. Wir werden Sie dann gern zu einem unverbindlichen Gespräch einladen.

RUNDFUNK- UND
FERNSEHWERKE

Kuba

WOLFENBÜTTEL
KUBA-HAUS TEL. 831

IMPERIAL

Das Bundesministerium für wissenschaftliche Forschung

In Bonn sucht einen

Ingenieur (grad) oder qualifizierten Techniker

der Fachrichtung Elektronik/Fernmeldetechnik als technischen Sachbearbeiter für den Aufgabenbereich „Satellitensysteme und -anwendungen“. Französische und englische Sprachkenntnisse sind erwünscht.

Die Vergütung richtet sich nach Vergütungsgruppe IV a BAT zuzüglich Aufwandsentschädigung. Außerdem werden gewährt: zusätzliche Altersversorgung, Trennungsentschädigung, Umzugskostenvergütung, Beihilfen im Krankheitsfall, Hilfe bei der Wohnraumbeschaffung.

Bewerbungen mit Lebenslauf, Lichtbild, Übersicht über Ausbildungen- und Werdegang, Zeugnisabschriften und Referenzen werden bis zum 31. März 1968 erbeten an das

Bundesministerium für wissenschaftliche Forschung
Bonn, Heussallee 2-10



ROHDE & SCHWARZ



sucht einen

Rundfunk- oder Fernsehtechniker

als Sachbearbeiter für elektrische Unterlagen.

Das Aufgabengebiet ist im besonderen die Bearbeitung von Schalt- und Positionierungsplänen als Fertigungsunterlagen im Rahmen der Konstruktion.

Bitte bewerben Sie sich schriftlich oder persönlich bei unserer Personalabteilung

MÜNCHEN 8, MÜHLDORFSTR. 15, TELEFON 401981

Preiswerte Transistoren



AC 117	DM 2,50
AC 122	DM 1,50
AC 151 V	DM 1,60
AC 167 K / AC 168 K	DM 3,70
kompl. Paar	DM 3,95
AD 144	DM 3,95
AF 118	DM 3,25
BC 107	DM 1,90 10 / DM 1,30
BC 108	DM 1,40 10 / DM 1,20
BC 109	DM 1,55 10 / DM 1,35
BC 178 B	DM 1,10 10 / DM 1,-
BF 115	DM 3,20 10 / DM 3,-
2 N 708	DM 1,70 10 / DM 1,60
2 N 709	DM 2,75 10 / DM 2,90
2 N 914	DM 3,- 10 / DM 2,95
2 N 2219 A	DM 4,80 10 / DM 4,25

Nur Original Transistoren! Preisgünstige Bauteile finden Sie in unserer kostenlosen Preisliste.

Prompter NN-Versand ab Lager!

M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Postfach 55



Moderne Elektronik-Fachbücher

für Techniker – Studenten – Amateure.

Verlangen Sie kostenlos „RIM-Literaturfibel“!

RIM-Electronic-Jahrbuch '68

– 464 Seiten – Schutzgebühr DM 3,90, Nachn.

Inland DM 5,70. Vorkasse Ausland DM 5,60,

(Postscheckkonto München Nr. 13753).

8 München 15, Postfach 275. – Abt. F 2.

Telex 05-28166 rarim-d.

RADIO-RIM

Der neueste Technik-Katalog!

Für alle Männer, Bastler, Praktiker, Amateure, Funktechniker, Radiotechniker, Fernsehtechniker! 1000 Neuigkeiten, 1000 Einkaufsvorteile: Fernsteuerungen, Bausätze, Bauteile, Röhren, Transistoren, Funk-sprechgeräte, Werkzeuge, alles auf 132 Seiten Großformat. Schutzgebühr DM 2,50 in Briefmarken erbeten.

**TECHNIK –
VERSAND KG**

Abt. B 13

28 Bremen 17



BRAUN

baut die Entwicklung im Artikelbereich Elektronik weiter aus (Geräte-Programm: Rundfunk-, Phono-, Tonband-, Fernseh-Geräte, HiFi-Anlagen, Elektronenblitzgeräte, elektronische Meß- und Regelgeräte). Tüchtigen Bewerbern, die gern selbständig arbeiten, bieten sich gute Chancen, beruflich weiterzukommen

Wir suchen
aus der Fachrichtung Elektro-Feinmechanik

einen Konstruktions- Gruppenleiter

einen Konstrukteur
mit Qualifikation zum Gruppenleiter

einen Jungingenieur oder Techniker

mit konstruktiven Fähigkeiten

einen Jungingenieur oder Techniker

mit gründlichen Kenntnissen auf dem Gebiet der Elektronik oder Nachrichtentechnik, der auch Interesse an organisatorischen Aufgaben hat

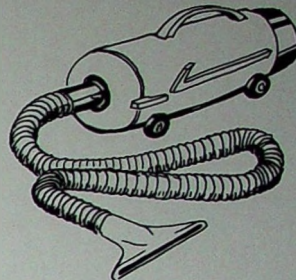
eine technische Zeichnerin

für die Anfertigung von technischen Zeichnungen und Instrumentenskalen.
Schreibmaschinenkenntnisse sind erwünscht, jedoch nicht entscheidend

Bitte senden Sie eine Kurzbewerbung, eine Seite DIN A-4, mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild, Zeugniskopien, Gehaltswunsch und frühestem Eintrittstermin an

Braun Aktiengesellschaft
Artikelbereich Elektronik
6 Frankfurt/Main 6, Postfach 8165

Warum



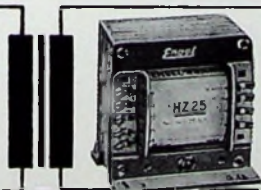
**Staubsauger
zum Entlöten?
Wenn es jetzt**

ERSA

**Entlötkolben
gibt!**



Schreiben Sie an Ersa
698 Wertheim/Main



**Rundfunk-
Transformatoren**

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein

Elektronische Selbstbau-Organ

alle Größen. Bausätze-Einzelteile.
Kostenlose Nettoliste direkt von:
Electron Music, 4951 Döhren 70,
Postfach 10/18

Es lohnt sich!
Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Vorführung und Restaurierung.
trinken Gewinne u. Unternehm-
erliche Kleinteile. Postfach
Sie Göttingen 907 Z

NOTHEL Deutschlands größtes
Büromaschinenhaus
34 GÖTTINGEN, Postfach 600

Kaufgesuche

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Char-
lottenburger Motoren, Berlin 30

Kaufen gegen Kasse
Posten Transistoren, Röhren, Bauteile
und Meßgeräte.
Artl Elektronik, 1 Berlin 44,
Postf. 225, Ruf: 68 11 05 — Telex 01 83 439

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen.
Anleitung DM 1,50. Materialliste frei.
**Kaho-Elektroversand, 65 Mainz, Schließ-
fach 2333**

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK



Freie Fahrt!

Mit dieser Ladung sind Sie auf dem richtigen Wege zur wirtschaftlichen Leiterplattenbestückung.

VALVO-Kunststofffolien-Kondensatoren sind zuverlässig, kontaktsicher, dämpfungsarm, normgerecht und von langer Lebensdauer.

Metallisierte Kunststofffolien-Kondensatoren 344

MKC-Kondensatoren, Polycarbonatfolie

Nennspannung	100 V —	250 V —	400 V —	630 V —
Kapazitätsbereich	0,047 μ F bis 6,8 μ F	0,010 μ F bis 2,2 μ F	0,010 μ F bis 1 μ F	0,010 μ F bis 0,47 μ F

Kunststofffolien-Kondensatoren 301

KT-Kondensatoren, Polyesterfolie

Nennspannung	160 V —	400 V —
Kapazitätsbereich	0,010 μ F bis 0,33 μ F	1000 pF bis 0,15 μ F

Die Bauformen 344 und 301, deren Abmessungen und Raster DIN 44112 entsprechen, können gegeneinander ausgetauscht werden.

Einige der angegebenen Kondensatoren sind auch mit Rastermaß 7,5mm verfügbar.



VALVO GMBH HAMBURG

E.-Thalmann-Str. 56

10020

A 1167/819