

A 3109 D

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

1 | 1968+

1. JANUARHEFT

19  
68



**Damit's  
ein Qualitätsjahr\*  
wird...**

Unseren Geschäftsfreunden und denen,  
die es dies Jahr werden, wünschen wir  
ein erfolgreiches neues Jahr.

 **eninger**

\*Heninger-Ersatzteile gibt es künftig mit Qualitätsgarantie!

|                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| gelesen · gehört · gesehen .....                                                     | 4  |
| FT-meldel .....                                                                      | 6  |
| Fünf Monate Farbfernsehgeräte .....                                                  | 7  |
| Mechanische Schwingungen in der Nachrichtentechnik .....                             | 8  |
| Farbfernsehen                                                                        |    |
| Hochspannungserzeugung im Farbfernsehgerät .....                                     | 11 |
| Der PAL-Farbdemodulator .....                                                        | 13 |
| Persönliches .....                                                                   | 12 |
| Rationelle Fertigung des ZF-Verstärkers eines Fernsehempfänger-Chassis .....         | 16 |
| Magnetische Bildaufzeichnung                                                         |    |
| Die magnetische Farbbildaufzeichnung nach dem Tripal-Verfahren .....                 | 17 |
| Verstärker                                                                           |    |
| NF-Leistungsverstärker mit Siliziumtransistoren für 20...70 W Ausgangsleistung ..... | 19 |
| NF-Verstärker für Hörgerät .....                                                     | 20 |
| Kraftfahrzeug-Elektronik                                                             |    |
| Kondensator-Zündanlage für Kraftfahrzeuge .....                                      | 21 |
| Für den KW-Amateur                                                                   |    |
| Universal-Transistor-Morsegenerator .....                                            | 24 |
| Meßtechnik                                                                           |    |
| Leitungs- und Fehlersuchgerät .....                                                  | 25 |
| Sender und Programme .....                                                           | 26 |
| Service von Farbfernsehempfängern .....                                              | 27 |
| Für den jungen Techniker                                                             |    |
| Die Technik moderner Service-Oszillografen .....                                     | 29 |
| Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren) .....                                | 32 |
| Weltweite Verwaltungskonferenz für beweglichen Seelunk tagte .....                   | 34 |

Unser Titelbild: Miniaturisiertes elektromechanisches ZF-Filter für 455 kHz mit 6 kHz Bandbreite von AEG-Telefunken (s. a. S. 8—10) Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Ableiter nach Angaben der Verfasser. Seiten 2, 5, 35 und 36 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 vrlkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth. Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmid, sämtlich Berlin. Chekkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenlsg.: Marianne Weidemann; Chegraphiker: R. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, PSch Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Kantä 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis 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



HANS HERBERT KLINGER

# Mikrowellen

## Grundlagen und Anwendungen der Höchsfrequenztechnik

### AUS DEM INHALT:

**Resonatoren:** Quasistationärer LC-Kreis · Topfkreise · Hohlraumresonatoren · Fabry-Perot-Resonator

**Wellenleiter:** Koaxialleitungen · Hohlleiter · Wellenstrahlleiter · Verzögerungsleitungen

**Verstärker und Generatoren:** Dichtesteuerte Röhren (Trioden) · Geschwindigkeitsgesteuerte Elektronenstrahlröhren · Wandfeldröhren · Rückwärtswellenröhren · Magnetfeldröhren · Generatorröhren mit strahlenden Elektronen · Harmonische Generatoren · Parametrische Verstärker · Molekularverstärker (Maser) · Laser

**Antennen und Reflektoren:** Grundbegriffe und Definitionen · Parabolantennen · Linsenantennen · Spiralantennen · Trichterantennen oder Hornstrahler · Schlitzstrahler · Dielektrische Antennen (Stielstrahler)

**Nachrichtenübertragung mit Höchsfrequenz:** Ausbreitung von Mikrowellen · Rauschen · Terrestrische Richtfunkstrecken · Weltraumfunk · Planarische Richtfunkverbindungen · Nachrichtenübertragung mit Hohlkabeln

**Radar:** Radarprinzip · Impulsradar · Dauerstrichradar · Radarformel · Korrelationsverfahren · Sekundärradar

**Radioastronomie:** Radioteleskope · Solare Radiowellen · Kosmische Radiowellen

**Mikrowellenspektroskopie:** Mikrowellenspektroskope · Rotationspektren · Inversionspektren · Aufspaltung von Spektrallinien · Linienbreite · Chemische Anwendungen

**Paramagnetische Resonanz:** Das Wesen der paramagnetischen Resonanz · Experimentelle Methode · Paramagnetische Resonanzspektren

**Anomale Dispersion und Absorption von Flüssigkeiten:** Dielektrische Relaxation · Relaxation und Molekülgestalt · Relaxation und Molekülstruktur · Relaxation und Flüssigkeitsstruktur

### Plasmadiagnostik

**Industrielle, medizinische und biologische Anwendungen:** Industrielle Anwendungen · Mikrowellentherapie

**Meßverfahren der Höchsfrequenztechnik:** Kristalldetektoren · Leistungsmessung · Impedanzmessungen · Dämpfungsmessung · Wellenlängen- und Frequenzmessung · Beugungsmessung · Messung der Dispersion und Absorption

223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln  
Ganzleinen 26,— DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag · Spezialprospekt auf Anforderung

VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH  
Berlin · Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52



### Neue Empfänger Grundig

Der Reiseempfänger „Satellit“ wird in einer weiterentwickelten Ausführung geliefert, die einige beachtliche Verbesserungen gegenüber dem Vorgänger aufweist. Im KW-Teil arbeitet der Empfänger jetzt als Doppelsuper mit den Zwischenfrequenzen 1,85 MHz und 460 kHz. Der neuentwickelte KW-Trommeltuner erfährt mit acht Teilbereichen lückenlos den KW-Bereich von 10 bis 60 m, wobei in jedem Teilbereich ein KW-Rundfunkband liegt, das sich durch Tastenumschaltung über die ganze Skala spreizen läßt. Für den Empfang von SSB-Sendern und von unmodulierten Telegrafensendern läßt sich ein neuentwickelter SSB-Zusatz anschließen, der einen Produktdetektor mit getrenntem Oszillator enthält. Im UKW-Eingang werden jetzt Feldeffekttransistoren eingesetzt, und für ML ist eine abgestimmte Vorstufe hinzugekommen. Außerdem erhielt der ZF-Teil eine AM-Bandbreitenumschaltung. Ebenso wie sein Vorgängertyp ist auch der neue „Satellit“ als „Funkempfänger mit begrenztem Anwendungsbereich“ zum Einbau in Schiffen zugelassen (Zulassungsnummer FTZ IV C 233/67).

### Philips

Das Fernsehempfängerprogramm wurde durch die 59-cm-Schwarz-Weiß-Geräte „Bellini“ und „Tizian“ ergänzt, die mit dem neuen Einplatinenchassis „D 6“ ausgestattet sind. Zur Senderwahl dienen sechs Stationsstasten, auf die sich jeder UHF- und VHF-Sender legen läßt. Auf einer Skala wird der gewählte Sender angezeigt. Beide Geräte haben Frontlautsprecher und eine Anschlußmöglichkeit für die Fernbedienung „67“ (Lautstärke, Helligkeit, Ohrhöreranschluß).

„Musette“ ist eine neue Radio-Phono-Kombination für Batteriebetrieb, die einen 5-Kreis-ML-Empfänger und einen Plattenspieler mit zwei Geschwindigkeiten (33 $\frac{1}{3}$  und 45 U/min) enthält. Die NF-Endstufe gibt 350 mW Ausgangsleistung an den eingebauten 6,4-cm-Lautsprecher ab. Trotz der kleinen Abmessungen von 27,5 cm  $\times$  7 cm  $\times$  23 cm können auf dem Gerät auch große Langspielplatten abgespielt werden. Bei Nichtgebrauch ist der Plattenspieler durch einen abnehmbaren Deckel geschützt.

Der auf der Funkausstellung in Berlin erstmals vorgestellte Taschenempfänger „IC 2000“ mit integrierten Schaltkreisen ist jetzt lieferbar. Er wird mit

Ledertragetasche und Netzladegerät in einer stabilen Geschenkbox angeboten.

### Schaub-Lorenz

Die „Weekend“-Reiseempfängerserie wurde jetzt durch den „Weekend Universal“ fortgesetzt, der die Bereiche UKML (gespreiztes 41...49-m-Band) empfängt. Die Gegentakt-Endstufe gibt bei Batteriebetrieb 1 W und bei Autobetrieb 2,5 W ab. Im Heim kann der „Weekend Universal“ über die Netzgeräte „NG 1000“ und „NG 2000“ betrieben werden. Plattenspieler und Tonbandgerät (Aufnahme und Wiedergabe) lassen sich über eine siebenpolige Buchse anschließen, wobei die beiden zusätzlichen Pole zur Stromversorgung des Cassetten-Abspielgerätes „Tourcord“ bestimmt sind. Zum Anschluß eines Außenlautsprechers oder Ohrhörers ist eine Schaltbuchse vorhanden. Als Sonderausführung wird der „Weekend TE 900“ angeboten, der neben den Bereichen UM zwei KW-Bereiche (2,3...6,4 MHz und 6,8...18,5 MHz) hat.

### PAL-Demonstration in Brüssel

In Brüssel stellte Dr. Walter Bruch (AEG-Telefunken) vor kurzem bei Demonstrationen einen Antennenverstärker vor, mit dem die Wandlung des französischen Standards in den Gerberstandard und mittels eines Miniaturtranscoders die Umsetzung von Secam in PAL erfolgt. Dieser Antennenverstärker ermöglicht also auf einfache Weise die direkte drahtlose Übernahme von französischen Schwarz-Weiß-Sendungen und Secam-Farbprogrammen ohne Transcodierung auf der Programmschiene. Außerdem wurde auch ein PAL-Empfänger gezeigt, der mit Hilfe eines relativ einfachen und billigen Zusatzbausteins umschaltbar für den Empfang von Secam- oder PAL-Sendungen gemacht werden kann.

### IS-Meßautomat

Rohde & Schwarz stellte den ersten in Deutschland entwickelten Meßautomaten für integrierte Schaltkreise vor. Der „ICMA“ ermittelt statische und dynamische Eigenschaften linearer und digitaler Kreise schnell und automatisch. Das Meßprogramm wird über Lochstreifen oder Kernspeicher eingegeben. Die Ergebnisse erscheinen als summarische Gut-Schlecht-Bewertung oder in digitaler Form zur Weiterverarbeitung in Klassieranlagen, Computern usw. Während des Tests ist die Meßfolge 1,5 ms; verschiedene Zeiten sind programmierbar. Die Leistungs-

fähigkeit der Anlage liegt bei etwa 500...800 Bausteinen je Stunde bei manueller und 1500 bis 2000 Bausteinen je Stunde bei automatischer Bestückung.

### Elektronisch geregelte Hochspannungsnetzgeräte

Die Firma Heinrich Krönes, München, liefert eine Serie von elektronisch geregelten Hochspannungsnetzgeräten, die Gleichspannungen bis 30 kV bei Strömen bis 2 A abgeben. Die Hochspannung kann wahlweise geerdet werden und liegt an berührungssicheren Buchsen. Die Geräte werden im 19-Zoll-System gebaut, größere Einheiten sind in fahrbaren Schränken untergebracht.

### Elektronisches Vielfachmeßgerät „PM 2400“

Ein neues elektronisches Vielfachmeßgerät „PM 2400“ von Philips (Vertrieb: Philips Industrie Elektronik GmbH, Hamburg) ist universell verwendbar, kompakt in seinem Aufbau, voll transistorisiert und besonders für Werkstätten und Labors geeignet. Auf der schattenfreien Linearskala für Gleich- und Wechselstrom werden Spannungen von 100 mV (Skalenendwert) bis 1000 V und Ströme von 1  $\mu$ A (Skalenendwert) bis 3 A angezeigt. Die große Eingangsimpedanz (1 M $\Omega$ /V bis 10 V, darüber 10 M $\Omega$  konstant) wird durch einen neuentwickelten Verstärker möglich. Widerstände können von 0,5  $\Omega$  bis 50 M $\Omega$  gemessen werden. Ein empfindlicher Null-Indikator zeigt die Polarität beziehungsweise Stromart an. Abmessungen: 170 mm  $\times$  150 mm  $\times$  66 mm; Gewicht (ohne Batterien): 1 kg.

### Transistorisiertes Zeitrelais „CR 112 AT“

Ein transistorisiertes 300-V-Zeitrelais „CR 112 AT“ von General Electric (USA) ist für Anzugs- und Abfallverzögerung mit einstellbaren Zeitbereichen bis zu 180 Sekunden lieferbar (Genauigkeit  $\pm 2\%$ ). Wechselstromausführungen gibt es für Steuerspannungen von 24 bis 230 V, Gleichstromausführungen für Steuerspannungen von 24 bis 125 V. Dauerbelastbarkeit 20 VA im Bereich bis maximal 250 V beziehungsweise maximal 1 A; Einschaltbelastbarkeit 80 VA; Temperaturbereich -20...+55  $^{\circ}$ C; Rückstellzeit 100 ms. Das Zeitrelais kann in jeder Position montiert und schnell verdrahtet werden.

### Fokussiermagnel für Projektions-Farbfernsehgeräte

Bei den von The Marconi Company, Chelmsford (England), gebauten Projektions-Farbfernsehgeräten werden die drei

Grundfarben von separaten Röhren geliefert. Jede Röhre hat eine Bündelungseinrichtung mit nickelhaltigen Dauer magnets. Die rechteckigen Magnete werden aus einer Nickel-Kobalt-Eisen-Aluminium-Legierung mit 14...16% Nickel gegossen. Sie sind anisotrop - das heißt, ihre magnetischen Eigenschaften sind in einer Richtung besonders ausgeprägt - und zeichnen sich durch sehr hohe Koerzitivfeldstärke aus. Ihre Feldstärkenänderungen in Abhängigkeit von der Temperatur sind sehr gering.

### Zusätzliche Navigationshilfen im nördlichen Eismeer

Die norwegische Regierung hat beschlossen, zusätzlich zu den entlang der norwegischen Küste im Aufbau befindlichen Decca-Landstationen noch drei fernüberwachte Consol-Stationen modernster Bauart auf Andøya (nördlich der Lofoten), auf der Bären-Insel und auf Jan Mayen (im nördlichen Eismeer) aufzustellen. Den Auftrag auf Lieferung und Installation in Höhe von 2,4 Mill. DM erhielt die Standard Telefon og Kabelfabrik AS, eine Tochtergesellschaft der ITT. Mit diesen Stationen, die noch vor Ende 1969 in Betrieb gehen sollen, sind unter Verwendung eines normalen Rundfunkempfängers und einer Consol-Karte Positionsbestimmungen im Seegebiet zwischen Norwegen, Grönland, Spitzbergen und Nowaja Semlja möglich.

### Alexander-von-Humboldt-Schule in Gießen erhielt schulinterne Fernsehanlage

Eine von Philips an die Alexander-von-Humboldt-Schule in Gießen gelieferte Fernseh- und Tonübertragungsanlage dient dem mehrjährigen wissenschaftlichen Schulversuch „Schulinternes Fernsehen“. Der Schule steht ein eigenes Aufnahmestudio zur Verfügung, das mit zwei fahrbaren und einer festen Kamera ausgerüstet ist. In einem neben dem Studio gelegenen Regieraum ist ein transportables Ton- und Bildmischpult aufgestellt. Über ein im gesamten Schulkomplex verlegtes Leitungssystem kann das zusammengestellte schulinterne Fernsehprogramm „Live“ oder vom Magnetband in allen Klassenräumen wiedergegeben werden, genauso wie aus allen Klassenräumen Aufnahmen über das transportable Regiepult in alle anderen Klassenräume gesendet werden können. Neben den genannten Einrichtungen sind unter anderem noch 16-mm-Film- und Dia-Abtasteinrichtungen vorhanden.



Alleinimporteur für Ungarn  
für  
RC-Elemente -  
elektromechanische  
und vakuumtechnische  
Bauelemente -  
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

Wie  
steht es mit  
der Elektronik?  
Kommen Sie  
und entdecken Sie  
was Menschen  
Ideen und  
Techniken  
in einem Jahr  
erreicht  
haben.



Besuchen  
Sie  
die

# INTERNATIONALE AUSSTELLUNGEN DER ELEKTRONISCHEN BAUELEMENTE UND DER ELEKTROAKUSTIK

VOM 1. BIS 6. APRIL 1968 IN PARIS  
PORTE DE VERSAILLES



## INTERNATIONALES KOLLOQUIUM ÜBER DAS FARBFERNSEHEN

Wissenschaftlichen und technischen Fragen  
VOM 25. BIS 29. MÄRZ 1968 IN PARIS

Programm und Einschreibeformalitäten auf Wunsch

S.D.S.A. - RELATIONS EXTERIEURES  
16, RUE DE PRESLES - 75 PARIS 15<sup>e</sup> - FRANCE

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

#### Neuer Philips-Geschäftsbereich

Im Sommer 1968 wird die neugegründete Haupt-Industrie-Gruppe „Philips Computer Industrie“ mit Sitz in Apeldorn (Niederlande) ihre Tätigkeit offiziell aufnehmen. Die Belegschaft des dortigen Werkes beträgt zur Zeit 1000 Personen; darüber hinaus sind weitere 6000 Mitarbeiter innerhalb des Konzerns direkt oder indirekt an Aufgaben des Computer-Bereichs beteiligt. Die für den europäischen Markt bestimmten Computer der ersten Serie - die sogenannte „P 1000“-Familie - werden vor allem aus drei Typen mittlerer Größe für kaufmännische und wissenschaftliche Zwecke bestehen. Anfang 1969 sollen die ersten Lieferungen an Kunden erfolgen.

#### Blaupunkt-Zweigwerk in Herne

Im neuen Blaupunkt-Zweigwerk in Herne, das aus einer modernen Fertigungshalle mit einem viergeschossigen Kopfbau für Büros und Werkstätten, einem zweigeschossigen Anbau für Meisterbüros, Werkstätten usw., sowie einer Reihe von Nebenbetriebsgebäuden besteht, werden von zur Zeit 800 Personen Bandfilter und Transformatoren hergestellt und als Bauteile den Fertigungsbändern der Blaupunkt-Werke in Hildesheim und Salzgitter angeliefert. Für 1968 ist eine Erweiterung auf etwa 1000 Mitarbeiter vorgesehen.

#### Polen will Grundig-Tonbandgeräte bauen

Die Grundig Werke haben mit dem polnischen Außenhandelsunternehmen „Univisal“ ein langfristiges Lizenzabkommen geschlossen, das den Nachbau von Grundig-Tonbandgeräten in den Kasprzak-Werken, Warschau, ermöglicht. Die Produktion ist nur für die Länder des Rates für gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW) bestimmt. Bei dem Tonbandgerät handelt es sich um einen Typ mit 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit, der als Zwei- und Vierspurgerät sowie mit und ohne automatische Aussteuerungsregelung ab 1968 hergestellt wird.

#### Britische Post bestellte Fernsender-Testgeräte von Marconi

Die britische Post hat von Marconi Instruments Fernsender-Testgeräte im Wert von 480 000 DM bestellt. Der Auftrag umfaßt 65 Sinus-Impuls- und Balkengeneratoren „TF 2805/6“, die zur

Qualitätsüberprüfung von Farbübertragungskanälen benutzt werden.

#### Ein Jahr Agfa-Gevaert-Technikum

Innerhalb des seit einem Jahr bestehenden Agfa-Gevaert-Technikums in München hat die Abteilung „Anwendungstechnikum Magnetton“ in 30 Kursen eine rege Beteiligung gefunden. Die Resonanz aus Kreisen des Fachhandels bestätigt, daß sich auch auf diesem Sektor ein perfektes technisches Produkt besser verkaufen läßt, wenn der Verkäufer den Umgang mit Tonband und Gerät ebenso souverän beherrscht wie die Vielfalt seiner Anwendungsmöglichkeiten. Selbst erfahrene Techniker und Toningenieure von Film, Funk und Fernsehen, die sich mit den Eigenschaften der Fachbänder wie Magnetfilm, Video-, Computer- und Studioband vertraut machen wollen, belegen für diese Gruppen speziell eingerichtete Kurse, um die Studiomaschinen auf die elektrischen Eigenschaften der Agfa-Magnettonbänder einstellen zu können. Das Kursusprogramm für das Jahr 1968 ist über alle Agfa-Gevaert-Verkaufsbüros und über Agfa-Gevaert, Leverkusen, erhältlich.

#### Britische Normalzeit ab Herbst 1968

Im Oktober 1968 wird in Großbritannien eine neue Zeit eingeführt, die der Mitteleuropäischen Zeit entspricht und der Greenwicher Zeit um eine Stunde voraus ist. Ein entsprechender Gesetzesentwurf wurde am 8. November 1967 veröffentlicht. Praktisch wird dieses System aber bereits ab 18. Februar 1968 gelten, wenn die Uhren in Großbritannien von der in den Wintermonaten geltenden Greenwicher Zeit zum letztenmal auf die Sommerzeit umgestellt werden. Am 27. Oktober wird dann die Sommerzeit automatisch in die britische Normalzeit übergehen.

#### Ein Jahr „Evoluon“

Das am 24. September 1966 in Eindhoven anlässlich des 25-jährigen Philips-Jubiläums eröffnete „Evoluon“ wurde in kurzer Zeit zu einem Hauptanziehungspunkt für Besucher aus dem In- und Ausland. Die Ausstellung im „Evoluon“ wurde im ersten Jahr von 444 685 Personen besucht.

### Fachzeitschriften und Berufserfolg

400 Fachkräfte, die als Arbeitnehmer in verschiedenen Berufen tätig sind, wurden gefragt, ob sie eine Fachzeitschrift ihrer Berufssparte lesen und welche betrieblichen Positionen sie innehaben. Die Umfrage hatte folgendes Ergebnis:

229 besitzen entweder ein Fachzeitschriften-Abonnement oder bekommen die Fachzeitschriften regelmäßig vom Betrieb oder von Kollegen geliehen; 118 lesen eine Fachzeitschrift nur dann, wenn sie ihnen gelegentlich in die Hände kommt; 53 lesen überhaupt keine Fachzeitschrift.

Von den regelmäßigen Lesern haben 48, von den gelegentlichen Interessenten dagegen lediglich 10 und von den Nichtlesern nur zwei einen Spezialisten-Posten oder eine leitende Stellung erreicht.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Dr. GÜNTHER HÜCKING

Geschäftsführer des Fachverbandes  
Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

## Fünf Monate Farbfernsehgeräte

### Eine Zwischenbilanz

#### „Absatzentwicklung“

Die Industrie hat, als am 1. Juli 1967 der Verkauf von Farbfernsehgeräten einsetzte, den Markt für diese Geräte sehr vorsichtig eingeschätzt, indem sie für das zweite Halbjahr 1967 einen Konsumentenabsatz in Höhe von 80.000 bis 100.000 Geräten angenommen und ihrer Produktionsplanung zugrunde gelegt hat. Eine amtliche Statistik für Farbfernsehgeräte gibt es noch nicht, wohl aber eine sehr gewissenhaft geführte interne Industriestatistik sowie Marktuntersuchungen einzelner Hersteller. Danach sind die an das Farbfernsehgerätegeschäft geknüpften Erwartungen bisher in waldem Umfang bestätigt worden. Auf Grund der Entwicklung des Industrieabsatzes in den ersten drei Verkaufsmonaten (Juli, August, September) konnte — unter Berücksichtigung der Erstausrüstung des Handels und der dort stehenden Vorführgeräte — errechnet werden, daß Ende September 40.000 bis 50.000 Haushaltungen im Besitz eines Farbfernsehgerätes waren. Diese Zahl ist durch eine Untersuchung bestätigt worden, die bei einer repräsentativen Anzahl von Fachhändlern durchgeführt wurde. Diese Umfrage hat im übrigen die bisherigen Schätzungen erhärtet, daß die Erstausrüstung des Handels beziehungsweise die Anzahl der dort stehenden Vorführgeräte zur Zeit 35.000 bis 40.000 beträgt. Inzwischen hat sich die Anzahl der Farbfernsehhaushalte weiter entsprechend erhöht (über 80.000 Anfang Dezember), so daß der Konsumentenabsatz im zweiten Halbjahr 1967 die ursprüngliche Schätzziffer von rund 100.000 erreichen, möglicherweise sogar überschreiten wird.

#### „Produktionsanpassung“

Zweifellos ein erfreuliches Fazit! Und das trotz der vielgeschmähten Preisbindung, der zahlreiche Kritiker nur eine kurze Lebensdauer voraussagten (manche sprachen von „ein paar Wochen“ oder terminierten ihr Ende sogar schon mit dem Ende der Berliner Funkausstellung). Da Angebot und Nachfrage ausgeglichen waren, hat die Preisbindung allen Winkeleien zum Trotz Bestand gehabt und ihre wichtige Aufgabe bei der Einführung des neuen Mediums erfüllen können. Warum sollte das nicht auch im nächsten Jahr der Fall sein? Denn die Industrie wird weiterhin darauf bedacht sein, daß sich die Produktion laufend dem Absatz anpaßt, wie dies so erfolgreich bei den Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten geschehen ist, deren Lagerbestand bereits seit Februar 1967 erheblich niedriger war als in den entsprechenden Monaten des Vorjahres. Trotz des parallel laufenden Farbfernsehgerätegeschäfts hat sich der Absatz von Schwarz-Weiß-Geräten, der in Erwartung der „Farbe“ stark rückläufig war, nach der Funkausstellung wieder belebt und im Oktober sogar die gleiche Höhe erreicht wie im Oktober 1966. Hierdurch sind die Schwarz-Weiß-Läger der Industrie inzwischen so weit (um über 50%) zurückgegangen, daß einzelne Typen, insbesondere von Billiggeräten, knapp oder sogar vergriffen sind.

#### „Neue Bildformate“

Bei den Farbfernsehgeräten lag und liegt der Schwerpunkt nach wie vor bei den Geräten mit 63-cm-Bildröhre; hieran wird sich auch vorerst wenig ändern. Zwar kommen jetzt allmählich — neben einzelnen schon vorhandenen Typen mit einem Bildformat von 48 cm und kleiner — auch Farbfernsehgeräte mit 56 cm Bildröhre auf den Markt, doch liegen noch keine Erfahrungen darüber vor, wie das Publikum hierauf reagieren wird: Ist der Konsument bereit, sich aus Preisgründen mit einem kleineren Bild zu begnügen? Wie weit wird man aus Platzgründen dem kleineren

Gerät den Vorzug geben? Für die Beantwortung dieser Fragen ist im Augenblick noch kein klarer Trend zu erkennen.

#### „Entfernerung“

Allerdings beweist allein schon die Ankündigung dieser Geräte, daß die Entwickler und Konstrukteure — ähnlich wie bei den Schwarz-Weiß-Geräten — sich immer etwas Neues einfallen lassen, und zwar mit dem natürlichen Ziel: im Laufe der Zeit — neben großen und daher teureren Geräten — auch billigere Empfänger auf den Markt bringen zu können, ohne jedoch deshalb die Qualität und die Funktionsicherheit zu vermindern. Es wäre daher auch falsch, von einer „Entfernerung“ der Farbfernsehgeräte zu sprechen. Die Industrie lebt nicht vom Kundendienst, sondern von der Qualität ihrer Geräte. Kundendienstprobleme sind bisher erfreulicherweise nicht aufgetreten und werden auch zukünftig vermieden werden: Dank hierfür gebührt in erster Linie den Entwicklern, mit deren Leistung Industrie und Handel in jeder Beziehung zufrieden sein können.

#### „Programm-Erwartungen“

Für die Schnelligkeit, mit der sich das Farbfernsehen in der Bundesrepublik ausbreiten wird, sind — neben der konjunkturellen Entwicklung — in erster Linie Umfang und Qualität der Farbprogramme von großer Bedeutung. Es ist daher verständlich, daß nicht nur Handel und Industrie, sondern auch die Öffentlichkeit (zum Beispiel die Presse) sowie die Fernsehzuschauer eine baldige Ausweitung der farbigen Programme fordern. Im übrigen haben die Fernsehschaffenden selbst den Wunsch, mehr „Farbe“ zu produzieren. Eine zeitliche Verdopplung der Farbfernsehsendungen ist zwar erst im Herbst 1968 vorgesehen, doch kann man davon ausgehen, daß die für das Programm Verantwortlichen bemüht sind, das reguläre Farbprogramm schon vor diesem Zeitpunkt im Rahmen der finanziellen und technischen Möglichkeiten anzureichern, nicht zuletzt bei aktuellen Anlässen, beispielsweise durch die farbige Übertragung großer Sportveranstaltungen. So kann der „Farb-Zuschauer“ bereits im Februar anlässlich der Winter-Olympiade sowie durch die farbige Übertragung der Olympischen Sommerspiele aus Mexiko (Oktober 1968) besondere Höhepunkte erwarten. Allein in den 14 Tagen der Winter-Olympiade ist nach den bisher vorliegenden Verlautbarungen eine 30 bis 35 Stunden umfassende farbige Berichterstattung vorgesehen.

#### „Absatzerwartungen“

Auch in den kommenden Jahren ist mit einer günstigen, im Vergleich zu anderen Ländern sogar stürmischen Entwicklung des Farbfernsehens zu rechnen. Auf Grund verschiedener Marktuntersuchungen kann bei normaler wirtschaftlicher Entwicklung sowie bei einem zeitlich und inhaltlich attraktiven Programmangebot durchaus damit gerechnet werden, daß die Zahl der Farbfernsehgerätebesitzer im kommenden Jahr um weitere 250.000 — 300.000 wächst, so daß Ende 1968 eventuell annähernd 400.000 Haushaltungen mit einem Farbfernsehgerät ausgestattet sein werden, zumal der Ersatzbedarf stark steigende Tendenz hat und sich zweifellos ein großer Teil der „Ersatzkäufer“ ein Farbfernsehgerät anschaffen wird. In Anbetracht dieser Erwartungen hat die „Farbe“ und das ausgeglichene Marktes bei „Schwarz-Weiß“ sieht die Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie dem Jahr 1968 mit Zuversicht entgegen.

# Mechanische Schwingungen in der Nachrichtentechnik\*

Die Verwendung rein mechanischer Elemente im Innern von nachrichtentechnischen Geräten nimmt immer mehr zu. Allen diesen zukunftssicheren Bauelementen ist gemeinsam, daß sie ohne wesentliche Dämpfung hochfrequente mechanische Schwingungen ausführen können. Verglichen mit elektrischen Schwingkreisen gleicher Frequenz, haben sie um den Faktor 100 ... 10 000 höhere Schwinggüten. Für elektrische Schwingkreise ist es eben trotz großer Fortschritte auf dem Ferritgebiet noch nicht gelungen, die magnetischen Verluste genügend klein zu machen. Dazu kommt eine Reihe anderer bemerkenswerter Vorteile von mechanischen Schwingungsgebilden, wenn sie aus geeignetem Material gefertigt sind. Die Temperaturstabilität ist zum Beispiel um den Faktor 100 ... 1000 besser als bei elektrischen Schwingkreisen und die Alterungsstabilität der Eigenfrequenz sogar um den Faktor  $10^3$  ...  $10^4$ . Das sind allerdings Werte, die man nur bei ganz bestimmten, gezüchteten Werkstoffen erhält.

Diese hochwertigen, zunächst rein mechanischen Eigenschaften werden über elektromechanische Wandler in elektrische Eigenschaften umgeformt. Praktisch erfolgt das dadurch, daß zum Beispiel ein piezoelektrischer Kristall von dem elektrischen Signal zu mechanischen Schwingungen angeregt wird. Diese Schwingungen werden mechanisch auf das eigentliche Bauelement übertragen, dessen hochgezüchtete Eigenschaften man ausnutzen will. Nach dem Durchlaufen der mechanischen Struktur wird die mechanische Welle über einen zweiten Piezokristall in eine elektrische Welle rückverwandelt. Dieser austretenden Welle sind dann durch das rein mechanische Schwingungsgebilde im allgemeinen bestimmte Frequenzanteile entzogen: Das Ganze wirkt als elektrisches Filter.

Schwingquarz-Resonatoren und Quarzfilter sind seit längerer Zeit bekannt; jünger sind elektromechanische Filter und elektromechanische Laufzeitleitungen, die im Zusammenhang mit dem PAL-Farbfernsehverfahren große Aktualität haben.

## Schwingquarze und Quarzfilter, keramische Schwinger

Schwingquarze (mit aufgebrachten Kondensatorbelägen versehene Scheiben, Platten oder Stäbe aus kristallinem Quarz) werden als frequenzbestimmende Elemente in Oszillatorschaltungen verwendet. Die Lage der Begrenzungslinien des Schwingquarzes zu den kristallografischen Achsen (Quarzschnitt) bestimmt im wesentlichen den Temperaturkoeffizienten der verschiedenen anregbaren Resonanzen des Quarzschwingers und darüber hinaus die Größe der Elemente der Ersatzschaltung des Schwingquarz-Zweipols. Weniger häufig und vor allem bei niedrigen Frequenzen benutzt man Drei-Elektroden-Quarze. Die Eigenschaften des mechanischen Quarzresonators - Schwinggüte und mechanische Impedanz - werden über die resultierende

Größe der bei den verschiedenen Quarzschnitten unterschiedlich wirksamen beiden Piezomoduln des Quarzes auf die elektrische Seite des Schwingquarzes übertragen. Parallel zur Anregungskapazität erscheint ein verlustbehafteter Serienkreis, wenn man sich auf die Betrachtung einer mechanischen Resonanzstelle beschränkt.

All dies wird von der Theorie her im Prinzip beherrscht, wenn auch die Berechnung der großen Mannigfaltigkeit von Nebenwellenspektren im einzelnen nicht vollständig möglich ist. Die eigentlichen Probleme auf dem Gebiet der Schwingquarze liegen heute auf einer ganz anderen Ebene. Mit der zunehmenden Belegungsdichte der Frequenzbänder selbst im UHF- und VHF-Gebiet steigen die Anforderungen an die Frequenztreffsicherheit der Sende- und Empfangsgeräte immer mehr an. Im gleichen Maße wachsen auch die Anforderungen an die Oszillatoren in den Frequenzumsetzern. Zum Teil ist das eine Forderung an die Fertigungsstreuung der Temperaturkoeffizienten. In manchen Fällen hilft einer der neuen handlichen Klein-Thermostate, die speziell für Schwingquarze entwickelt wurden. Zum größten Teil aber liegen die neuen Anforderungen auf dem Gebiet der Langzeitkonstanz. Die Fortschritte wurden hier durch bessere Fertigungsmethoden gewonnen, zum Teil aber auch dadurch, daß man durch Einsatz von synthetisch hergestelltem Quarz ein sehr viel weniger in seinen Eigenschaften streuendes Ausgangsmaterial hat, als es beim natürlichen (meist brasilianischen) Quarz der Fall ist. Der Winkel für den Temperaturkoeffizienten Null ist eine strukturabhängige Größe und streut beim synthetischen Kristall weniger als beim natürlichen. Das trifft auch für die Schwinggüte zu, deren Abhängigkeit von Ziehgeschwindigkeiten, Art und Höhe der Verunreinigungskonzentration bekannt ist und ziemlich gut gesteuert werden kann. Darüber hinaus führt die Verwendung von synthetischem Quarz in vielen Fällen zu einer Verbesserung des Fertigungsprozesses. Der Grund für die nicht ausschließliche Verwendung synthetischer Quarze liegt in ihrem Preis. Im übrigen hat man immer deutlicher erkannt, daß den Vor-

gängen auf der Oberfläche des Quarzes während des Schleif-, Ätz-, Wasch- und Bedampfungsprozesses wie auch während und nach dem Einbau in das Gehäuse eine ganz entscheidende Bedeutung zukommt. Hier ist - zumal bei höchsten Anforderungen an die Konstanz des fertigen Quarzes - eine ähnliche Sauberkeit bei der Verarbeitung wie bei der Herstellung von Transistoren üblich geworden.

Bild 1 zeigt einen handelsüblichen Quarzresonator höchster Konstanz. Man erreicht heute eine Kurzzeitstabilität von besser als  $10^{-10}$  je Tag. Der Trend führender Labors geht zu noch günstigeren Werten. Der Abstand zur Genauigkeit von Atom-Frequenznormalen wird immer kleiner, wenn diese auch als primäre Normale von bleibender Wichtigkeit sind.

Ein anderer Trend auf dem Quarzgebiet ist die fortschreitende Miniaturisierung. Bild 2 zeigt einen in einem Transistorgehäuse (links) montierten Schwingquarz; rechts ist vergrößert der Innenaufbau bei noch nicht aufgesetzter Kappe erkennbar. Neben dem Effekt der Verkleinerung erreicht man in solchen verschweißten Gehäusen ein besseres Alterungsverhalten als in den bisherigen verlöteten Gehäusen.

Alle Fortschritte, die auf dem Schwingquarzgebiet gemacht worden sind, kann man mit einigen Einschränkungen auch auf das Gebiet der Filterquarze übertragen. Als zusätzliche Forderung wurde hier noch die Aufgabe gestellt, nebenwellenfreie Quarze zu züchten. Man erreicht das durch günstige Formgebung des Quarzes (zum Beispiel Linsenschliff) und Form und Dicke der aufgedampften Elektroden. Der Trend geht auch bei den Filtern in Richtung Miniaturisierung und zu möglichst hohen Frequenzen ( $> 10$  MHz). Damit verbunden ist die Entwicklung spulenteiler Quarzfiltererschaltungen. Im Bild 3 ist ein Quarzfilter mit einer Mittelfrequenz von 10,7 MHz wiedergegeben; man ist schon auf dem Wege zu noch höheren Frequenzen.

Neben der Züchtung synthetischer Quarze, die während des letzten Krieges in Deutschland begann und in den USA nach 1945 zur Vollendung gelangte, hat man in den USA im wesentlichen durch sehr intensive Materialforschung neue piezoelektrische und piezomagnetische Werkstoffe entwickelt. Bei den keramischen Werkstoffen ging diese Entwicklung parallel zur Schaffung von Dielektrika hoher Dielektrizitätskonstante wie etwa Barium-Titanate, Blei-Zirkonate und -Titanate, Blei-Niobate, Natrium-Kalium-Niobate und andere Materialien. Obwohl piezoelektrische Resonato-



Bild 1. Präzisions-Quarzresonator im Gaskolben



Bild 2. Schwingquarz im verschweißten Transistorgehäuse (ganz links); in der vergrößerten Aufnahme (rechts daneben) ist die Kappe noch nicht aufgesetzt



Bild 3. Quarzfilter mit einer Mittelfrequenz von 10,7 MHz

\* Nach einem Vortrag von Dr.-Ing. Manfred Börner, Forschungsinstitut Ulm/Donau von AEG-Telefunken, anlässlich eines Technischen Presse-Colloquiums am 18. 10. 67

ren aus diesen Keramiken wegen ihrer geringen Eingangsimpedanz besonders für Filterzwecke in Transistorgeräten interessant scheinen, haben sie sich in der Praxis noch nicht durchsetzen können. Eine Ausnahme sind vierkreisige, relativ breitbandige Keramikfilter in der spuleneien Zick-Zack-Schaltung (Schwinger im Quer- und Längsweig von elektrischen  $\pi$ - oder T-Schaltungen), die in den USA entwickelt wurden. Diese Filter sind aber nur wegen ihrer Kleinheit interessant. (Sie können mit gleicher Stabilität auch mit Hilfe von konventionellen Spulen und Kondensatoren hergestellt werden.) Der Grund hierfür sind die beachtliche Inkonzanz der Resonatoreigenschaften piezokeramischer Resonatoren über Zeit und Temperatur und ihre nicht genügend kontrollierbaren Nebenwellen. Sehr große praktische Bedeutung hingegen haben die Keramiken für die Ultraschalltechnik sowie als Antrieb für elektromechanische Filter und Laufzeitleitungen gewonnen.

### Elektromechanische Filter

Während man bei Quarzfiltern konventioneller Art die an die elektrischen Eingangsklemmen des antreibenden „Kondensators“ übertragenen Eigenschaften eines mechanischen Resonators als elektrischen Zweipol ausnutzt, setzt man im Eingang eines mechanischen Filters die elektrische Energie in Ultraschall um. Diese Ultraschallenergie wird über ein rein mechanisch wirkendes Ultraschallfilter weitergegeben, und anschließend wird der übertragene Teil des Frequenzspektrums in einem weiteren elektromechanischen Wandler in elektrische Energie umgeformt. Die Wirkung solcher Filter hängt fast ausschließlich von den Eigenschaften der rein mechanischen Filterkette ab. Die Qualitäten des Wandlers als relativ breitbandiges Übertragungselement sind nur von geringer Bedeutung.

Wenn sich beim Quarzresonator ganz wenige verschiedene Formen standardisiert haben, so ist der Formenreichtum sowohl der Wandler als auch der mechanischen Filterstruktur in einem elektromechanischen Filter sehr viel größer. Seit dem Beginn intensiver Arbeit auf diesem Gebiet vor etwa fünfzehn Jahren haben sich allerdings einige Formen als besonders günstig erwiesen. Ein Filter (Collins-Filter) aus dieser Zeit, das sich bis heute bewährt hat, zeigt Bild 4. Als Wandler wird ein dünner, magnetostruktiver Nickeldraht

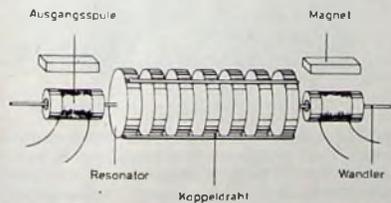


Bild 4. Aufbau eines mechanischen Filters mit Kreisplattenbiegern (Collins-Filter)

verwendet, der stumpf auf den scheibenförmigen ersten und letzten Resonator aufgeschweißt ist. Der Nickeldraht führt longitudinale Schwingungen aus, die Platten sind in einer konzentrischen Biegung erregt. Die Koppeldrähte, die der Verkopplung der Resonatoren untereinander dienen, schwingen im wesentlichen auch longitudinal. Solche Filter lassen sich im Bereich zwischen 60 kHz und 600 kHz mit



Bild 5. Mechanisches Einseitenbandfilter mit Torsionsresonatoren

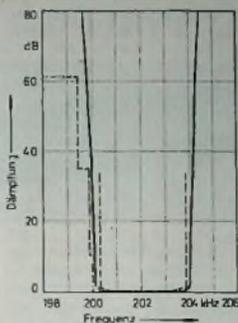
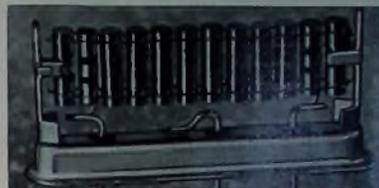


Bild 6. Übertragungskurve eines mechanischen Kanalfilters nach Bild 5

Bild 7. Elektromechanisches Miniaturfilter für 455 kHz



ten an. Bild 7 zeigt ein miniaturisiertes Zwischenfrequenzfilter mit einer Bandbreite von 6 kHz und einer Mittenfrequenz von 455 kHz. Die Resonatoren schwingen longitudinal, die Wandler auch. Die Wandler bestehen aus zwei dünnen Keramikscheiben (dunkle Ringe des zweiten und vorletzten Stabes), die mit Hilfe von drei Metallteilen (hellere Teile der beiden Stäbe) zu einem etwa 5 mm langen, zylindrischen Schwinger von 14 mm Durchmesser ergänzt sind. Während bei den ersten elektromechanischen Filtern räumlich aufwendige magnetostruktive Wandler verwendet wurden, wird sich bei den miniaturisierten Filtern der viel kleinere und auch billigere piezoelektrische Wandler durchsetzen.

Bandbreiten zwischen etwa 100 Hz und 30 kHz herstellen.

Im Bild 5 ist ein spezielles Einseitenbandfilter für hochwertige Einseitenbandtechnik zu sehen, das im Forschungsinstitut von AEG-Telefunken entwickelt wurde. In dieser Weise werden Filter mit 50 Hz bis 6 kHz Bandbreite für Trägerfrequenzen von 200 kHz gebaut. In den Filtern werden longitudinal schwingende magnetostruktive Ferritstäbe als Wandler verwendet. Die Resonatoren schwingen torsional; gekoppelt werden die Wandler mit den metallischen Resonatoren durch dünne, longitudinal schwingende Drähte. Die Übertragungskurve eines solchen hochwertigen Filters geht aus Bild 6 hervor. Man sieht, daß selbst dicht benachbarte Frequenzbänder mit 60...80 dB unterdrückt werden

Die Probleme bei den elektromechanischen Filtern sind ebenso wie bei den Schwingquarzen vor allem materialkundlicher und herstellungstechnischer Art, nachdem über die vernünftigen Geometrien der mechanischen Filterstrukturen eine gewisse Klarheit entstanden ist. Man kann in schmalen Temperaturbereichen mit speziellen Metallegierungen (Nickel-Eisen-Legierungen mit aushärtenden Zusätzen wie Titan, Beryllium, Molybdän) Temperaturkoeffizienten in der Größenordnung von  $10^{-4}$  grd $^{-1}$  erreichen. Da dieser Temperaturkoeffizient stark strukturstoffabhängig ist (Ziehtexturen), muß das Material für die verschiedenen Schwingungsmoden, die in den Filtern angewendet werden (Biegung, Longitudinalschwingung, Torsionsschwingung usw.), gesondert eingestellt werden (Ziehprozeß mit nachfolgender Glühbehandlung). Die bis heute gemachten Fortschritte sind beachtlich. Wieder ist aber für die Praxis die Streubreite der Eigenschaften interessanter als einmalige Spitzenwerte. Bei geeigneten Metallegierungen erreicht man Alterungsraten von etwa  $10^{-4}$ /Tag. Wegen der niedrigen Frequenz (< 500 kHz) sind deshalb elektromechanische Filter den Quarzfiltern bei 10 MHz (oder darüber) immer überlegen. Quarzfilter sind allerdings dort unentbehrlich, wo das Gerätekonzept die hohe Frequenz benötigt.

Auch bei den elektromechanischen Filtern bahnen sich Miniaturisierungsmöglichkei-

### Ultraschallverzögerungsleitungen

Ein weiteres Gebiet, auf dem sich der Einsatz mechanischer Mittel für rein elektronische Zwecke als notwendig erwiesen hat, sind die Ultraschallverzögerungsleitungen. Zunehmend entsteht in der Technik der Verarbeitung elektrischer Signale die Notwendigkeit, diese um einen bestimmten Zeitbetrag zu verzögern. Verzögerungszeiten, die kleiner als 1  $\mu$ s sind, kann man noch mit Hilfe von elektrischen Leitungen realisieren. Für Zeiten über 1  $\mu$ s hat es sich eingebürgert, die Signale nach ihrer Umsetzung in Ultraschallsignale mit Hilfe von mechanischen Leitungen zu verzögern und sie nach Durchlaufen der Verzögerungsstrecke wieder in elektrische Signale zurückzuwandeln. Je nach Bandbreite, Lage des Übertragungsbandes, Dispersion der Laufzeit, Übertragungsdämpfung, Verzögerungszeit und geforderter Stabilität haben sich sehr unterschiedliche Konstruktionen bewährt. Wesentliche Impulse erhielten diese Arbeiten durch die Entwicklung der Radartechnik. Dort liegt auch heute noch ein Schwerpunkt der Anwendung (Dopplerradar). Ein weiterer Schwerpunkt liegt bei der Datenspeicherung in Rechensystemen. Da es sich hier im allgemeinen um die Speicherung von digitalen Zeichen handelt, sind die Anforderungen an die Linearität und Echofreiheit der Übertragung ziemlich gering, verglichen mit der Analogwertübertragung. Im einzelnen sind für Verzögerungsleitungen Drahtleitungen und Raumwellen-Verzögerungsleitungen zu finden.

### Drahtleitungen

Meistens handelt es sich um magnetostruktive Drähte, die man durch Überschieben

einer Spule – die in ihrer Länge kurz gegenüber der Ultraschallwellenlänge sein muß – anregen kann. Ein Magnet dient der Vormagnetisierung des Drahtes in der Nähe der Spule und erzeugt mit seiner magnetischen Induktion einen reversiblen Effekt der Längsdehnung des Drahtes. Die erzeugte Longitudinalwelle läuft von der Spule aus in beide Richtungen, und zwar einmal in einen mechanischen Verlustwiderstand, das andere Mal in Richtung zur Abnahmespule, die nach der Verzögerungszeit die mechanische Energie (soweit sie nicht in den mechanischen Verlustwiderstand hineinläuft) in elektrische Energie umsetzt. Auf diese Weise lassen sich Laufzeiten bis zu 10 ms bei Frequenzen bis maximal 1 MHz erzeugen. Der Temperaturkoeffizient ist besser als  $10 \cdot 10^{-4} \text{ grad}^{-1}$ . Der Störabstand (dreifacher Laufweg) ist 20...30 dB. Auch im Torsionsmodus sind solche Leitungen zu betreiben. Allerdings sieht auch dann der Wandler ein wenig komplizierter aus. Wegen der geringeren Schallgeschwindigkeit kommt man bei gleicher Verzögerungszeit mit 60 % der Drahtlänge (verglichen mit der bei Longitudinalwellen benötigten Länge) aus. Gelegentlich verwendet man auch bei Drahtleitungen piezoelektrische Wandler.

#### Raumwellen-Verzögerungsleitungen

Während bei den Drahtleitungen die Querabmessungen klein gegen die kürzeste Ultraschallwellenlänge sind – wodurch dann auch die obere Grenzfrequenz auf wenige MHz begrenzt ist – kann man in geeigneten gasförmigen, flüssigen oder festen Stoffen auch in den (praktisch) unbegrenzten Raum Wellen abstrahlen. Der elektromechanische Wandler wird dazu als strahlende Fläche ausgebildet, wobei die Querabmessungen groß gegen die längste abzustrahlende Wellenlänge sind. Der Wandler erhält eine Strahlungscharakteristik, bei der die Hauptenergie in einer Keule senkrecht zur Oberfläche abgestrahlt wird. Wesentlich ist, daß diese Hauptkeule ein unbegrenztes Ausbreitungsmedium vorfindet. Trifft Energie aus Nebenzipfeln der Strahlungscharakteristik auf seitliche Begrenzungen des Ausbreitungsmediums, dann entstehen durch Reflexion dieser Wellen Stöechos. Praktisch hat sich heute Quarzglas oder anderes (im Temperaturgang kompensiertes) Glas als Ausbreitungsmedium durchgesetzt und damit das anfänglich verwendete Quecksilber verdrängt. Als elektromechanische Wandler werden kristalliner Quarz oder piezoelektrische Keramik zum Erzeugen von Longitudinal- oder Transversalwellen verwendet. Um Signale mit sehr großer Zeitverzögerung zu erhalten, arbeitet man mit vielfach-reflektierten Schallwellen, die sich in einem komplizierten Laufzeitkörper, den Polygonleitungen, häufig kreuzen (Bild 8). Eine neue Anwendung von solchen Laufzeitleitungen ist in der Farbfernsehtchnik gegeben. Sowohl das PAL-System als auch das Secam-Verfahren benötigen eine Verzögerungsleitung mit einer Bandbreite von etwa 1,8 MHz bei einer Bandmittelfrequenz von etwa 4,4 MHz und einer Laufzeit  $\tau$  von 64  $\mu\text{s}$ . Man kann eine solche Leitung bauen, ohne den Laufweg „aufzuwickeln“. Der Glaskörper hat dann eine Länge von etwa  $s = 160 \text{ mm}$  (Scherwellen-Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v = 2,5 \cdot 10^5 \text{ cm s}^{-1}$ , Laufzeit  $\tau \sim 64 \mu\text{s}$ ; es gilt  $s = v \cdot \tau$ ). Solche Laufzeitleitungen werden von verschiedenen Firmen hergestellt.

Bild 9 zeigt eine Ausführung, die mit einem Kunststoff vergossen ist, um schädliche Reflexionen der Nebenkeulen der Strahlungscharakteristik zu dämpfen.

Zum Schluß sei noch ein interessantes elektromechanisches Bauelement vorgestellt, das (wie die besprochenen Bauelemente) ebenfalls von der hohen Schwinggüte mechanischer Resonatoren Gebrauch macht. Dabei ist es interessant zu sehen, wie vielseitig sich physikalische Effekte in der modernen Technik einsetzen lassen.

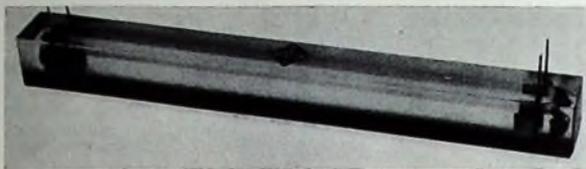


Bild 8 (oben). Prinzip einer Polygon-Verzögerungsleitung mit Vielfachreflexion

Bild 9. In Kunststoff vergossene Glaskörper-Verzögerungsleitung

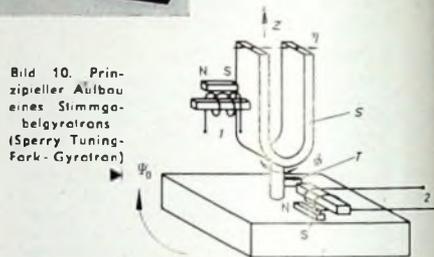
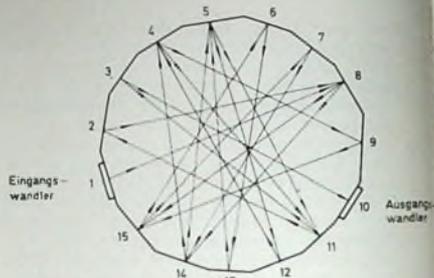


Bild 10. Prinzipieller Aufbau eines Stimmgabelgyratrons (Sperry Tuning-Fork-Gyrottron)

Im Bild 10 ist ein Stimmgabelgyratron gezeigt. Ein solches Gyrottron wird verwendet, um Drehungen im Raum festzustellen. Bisher wurden hierzu Kreislergeräte benutzt. Da man aber gern von solchen mechanischen Elementen wegkommen wollte, die zum Beispiel wegen der Lagerungsschwierigkeiten sehr störanfällig sind, hat man sich – und das war der erste Schritt in dieser Richtung – um schwingende Elemente als Ersatz für den drehenden Rotor eines Kreislers gekümmert.

Im Fall des Stimmgabelgyratrons wird beim Schwingen der Stimmgabel S deren Trägheitsmoment um die Z-Achse moduliert. Dreht sich die Stimmgabel mitsamt der Lagerung L mit der Winkelgeschwindigkeit  $\psi_0$  um die Z-Achse, so wird mit fester Phasenlage auf Grund des Erhaltungssatzes für den Drehimpuls die Stimmgabel S periodisch verdreht. Den Drehhub  $\phi$  kann man vom Torsionsstab T zum Beispiel über einen magnetischen Wandler 2 abgreifen. Die Stimmgabel wird über einen anderen Wandler 1 bei Frequenzen von etwa 1000 Hz angeregt. Mit Anordnungen dieser Art läßt sich eine Anzeigeempfindlichkeit von 1 Umdrehung in 2 Stunden erreichen, allerdings bei einer sehr geringen Bandbreite des Systems, das heißt bei sehr großer Einschwingzeit (Größenordnung 10 s).

Eine weitere Form eines schwingenden Gyrotrons arbeitet bei einer Frequenz von 45 kHz. Dieses Gyrottron besteht aus einem piezoelektrischen Keramikrohr, das zu radialen Dehnungsschwingungen angeregt wird. Die bei einer Dehnung des Rohres um seine Achse erregten Torsionsschwingungen werden durch geeignet gewählte Elektroden vom Keramikrohr abgegriffen. Beide Schwingungsmoden haben bei der gleichen Frequenz eine Resonanz (Doppelresonator).

Die Empfindlichkeit beider Gyrotrons erreicht nicht die Empfindlichkeit guter Kreisler konventioneller Funktionsweise. Immerhin bieten diese Vibrationsgyrotrons prinzipiell einige Vorteile: Sie können sehr robust aufgebaut werden und haben keine verschleißenden Kugel- oder ähnliche Lager (Langzeit-Kreisler). Angeregt durch diese beiden Gyrotrons wurde im Forschungsinstitut von AEG-Telefunken eine weitere Art eines Schwingungsgyrotrons entwickelt, die die Vorzüge der beiden erwähnten Gyrotrons vereinigen soll. Der eigentliche Gyrottronkörper ist aus Metall gefertigt (wie die Stimmgabel), jedoch außerordentlich drehsymmetrisch, um störende Verkopplungen zwischen der Grundschwingung und der nur bei Drehungen auftretenden Schwingung zu vermeiden. Aus Bild 11 ist die praktische Ausführung erkennbar. Der Schwingler schwingt longitudinal bei 100 kHz; bei einer Drehung um die Längsachse werden Torsionsschwingungen der gleichen Frequenz erregt, über die ganz oben im Bild 11 erkennbare Wandleranordnung abgegriffen und angezeigt. Mit diesem Gyrottron wird zur Zeit eine Anzeigeempfindlichkeit von 1 Umdrehung in 6 Minuten bei der sehr schnellen Einstellzeit von  $1/100 \text{ s}$  erreicht. Diese Werte lassen sich voraussichtlich noch sehr viel verbessern.

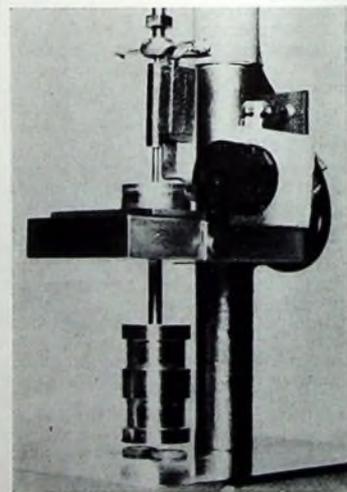


Bild 11. Muster eines von AEG-Telefunken entwickelten Schwingungsgyratrons

# Hochspannungserzeugung im Farbfernsehgerät

Der Energieverbrauch beim Betrieb einer Bildröhre vom Lochmaskentyp ist erheblich größer als der einer vergleichbaren Schwarz-Weiß-Bildröhre. Dabei ist der Mehrbedarf an Ablenkennergie durch die drei Strahlzeugungssysteme enthalten: der dickere Bildröhrenhals und die in der Konvergenzschaltung verbrauchte Energie bedingt. Die höhere Beanspruchung der Hochspannungsquelle ergibt sich durch das Lochmaskenprinzip, da hierbei ein geringer Teil des Strahlstroms durch die Löcher der Maske auf die Farbblenden trifft und sie zum Leuchten anregt.

Während eine Schwarz-Weiß-Bildröhre bei 20 kV mit mittleren Strahlströmen von etwa 0,25 mA betrieben wird, arbeitet eine Lochmaskenröhre mit 25 kV und mittleren Strahlströmen von mehr als 1 mA. Der Grenzwert aus thermischen Gründen liegt bei  $P \approx 37,5 \text{ W}$ . Um die Bildgröße im gesamten Strahlstrombereich konstant zu halten, muß die Hochspannung weitgehend lastunabhängig sein. Ein Generator dieser Bauart zur Gewinnung der Hochspannung aus dem Zeilenrücklaufimpuls normalerweise einen Innenwiderstand von 2 bis 5 M $\Omega$ , was bei einer Stromänderung von 1 mA schon einer Änderung der Hochspannung um 2000 ... 5000 V beziehungsweise der Bildgröße um 5 ... 10 % entspricht. Um das zu vermeiden, muß man zu Stabilisierungsmaßnahmen greifen. Grundsätzlich bieten sich zur Stabilisierung von Betriebsspannungen bei wechselnder Last zwei Verfahren an, die auch kombiniert werden können, und zwar die Parallelstabilisierung sowie die Serienstabilisierung oder Generatorsteuerung.

## Parallelstabilisierung

Bei der Parallelstabilisierung, die man in Schwarzfernsehgeräten mit gemeinsamer Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung anwendet, ist der bei Schwarz-Weiß-Geräten üblichen Schaltung ähnlich ein Hochspannungsgenerator mit hohem Innenwiderstand wird mit konstanter Last betrieben. Er gibt stets die Maximalleistung ab, die sich in Nutzleistung und Verlustleistung aufteilt.

Im Farbfernsehgerät besteht die Last des Hochspannungsgenerators aus der Bildröhre als Nutzverbraucher und der parallelgeschalteten Ballaströhre (zum Beispiel Typ 500). Durch entsprechende Steuerung der Ballaströhre wird dafür gesorgt, daß die nicht von der Bildröhre aufgenommenen Strom übernimmt, so daß die Belastung des Hochspannungsgenerators konstant bleibt. Der mittlere Strahlstrom der Bildröhre ist also gleich dem maximal möglichen beziehungsweise zulässigen Strom der Ballaströhre (1,2 mA bei der Typ 500). Wird der Verbraucherstrom (Strahlstrom) über diesen Wert gesteigert, vermindert sich die Klemmenspannung des hochohmigen Generators, was beim Farbfernsehgerät ein Größerwerden des Bildes und bei fester Fokussierspannung eine Defokussierung zur Folge hat. Kurzzeitige Spitzenströme müssen aus der

allerdings recht geringen - Ladekapazität der Gleichrichteranordnung, der Bildröhrenkapazität von etwa 2500 pF, entnommen werden.

## 2. Serienstabilisierung

Bei der Serienstabilisierung einer Verbraucherspannung  $U$  wird nur die jeweils benötigte Energie von einem Generator mit gesteuertem Innenwiderstand  $R_1$  (Bild 1) oder, was zum gleichen Ergebnis führt, von einem gesteuerten Generator mit festem Innenwiderstand (Bild 2) geliefert. Da es aber nicht einfach ist, bei 25 kV einen Generator mit einem durch die bei Niederspannung übliche Längsröhre geregelten Innenwiderstand zu

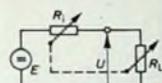


Bild 1. Prinzip eines Generators mit lastgesteuertem Innenwiderstand

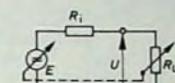


Bild 2. Prinzip eines von der Last  $R_L$  gesteuerten Generators

bauen, benutzt man einen geregelten, verhältnismäßig hochohmigen Generator, dessen einzige Aufgabe die Erzeugung der Hochspannung ist (getrennte Hochspannungserzeugung). Die Grenze der Stabilisierung, das heißt der Strom, mit dem die Bildröhre noch betrieben werden kann, ohne daß das Bild defokussiert oder „auseinandergeht“, ist bei einem geregelten Generator durch dessen Leistungsfähigkeit gegeben.

Bei der Regelung des Generators zum Erreichen einer konstanten Klemmenspannung  $U$  vergleicht man diese (oder einen Teilbetrag  $U_T$ ) mit einer vorgegebenen Vergleichsspannung  $U_V$ , um daraus eine Regelgröße abzuleiten (Bild 3). Bei dieser

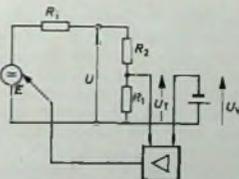


Bild 3. Prinzipschaltung eines geregelten Generators

Art der Regelung bleibt jedoch ein nicht auszuregelnder Restfehler zwischen der Vergleichsspannung und der durch Spannungsteilung gewonnenen Teilspannung bestehen, der sich als resultierender Restinnenwiderstand der Spannungsquelle darstellen läßt. Da sich dieser Restfehler, auf die zu stabilisierende Spannung bezogen, um das Spannungsteilverhältnis vervielfacht, muß man dafür sorgen, daß entweder die Teilspannung nicht sehr viel niedriger als die Klemmenspannung des Generators und damit das Spannungsteilverhältnis  $V = (R_1 + R_2) / R_1$  klein ist, oder man muß einen Verstärker in den Regelweg einführen.

Ein weiterer Weg, um trotz großen Spannungsunterschiedes zu kleinen Restfehlern zu kommen, besteht darin, in den Spannungsteiler als oberen Teilerwider-

stand  $R_2$  nichtlineare Elemente einzufügen, zum Beispiel Z-Dioden, Glühmströcker oder VDR-Widerstände. Als einfachste Ersatzschaltung für diese Elemente kann man die Reihenschaltung einer Batterie (die auch gleichzeitig als Vergleichsspannung dienen kann) und eines Widerstandes annehmen. Der Widerstand hat die Größe  $dU/dI$  des nichtlinearen Elements im gegebenen Arbeitspunkt. Auf diese Weise läßt sich das wirksame Spannungsteilverhältnis auch bei sehr großem Unterschied zwischen Vergleichsspannung und zu stabilisierender Spannung recht klein halten, so daß die stabilisierte Spannung wegen des geringen Restfehlers einen kleinen Innenwiderstand hat.

## 3. Hochspannungserzeugung in den Saba-Farbfernsehgeräten

In der Saba-Farbfernsehgeräten wird von der getrennten Hochspannungserzeugung Gebrauch gemacht. Die Horizontalablenkleistung erzeugt ein Generator mit den Röhren PL 504 und PY 88, den ein Sinusoszillator mit der PCF 802 steuert. Der Ablenktransformator ist wegen des Fortfalls der Hochspannungsspule recht einfach aufgebaut. Zur Stabilisierung der Ablenkamplitude dient ein VDR-Widerstand. Mit einem Transduktor erfolgt die Kissenentzerrung.

Die Schaltung der Hochspannungserzeugung (Bild 4) mit der PL 509, PY 500 und GY 501 ähnelt der in der Schwarz-Weiß-Technik üblichen Horizontalablenkstuferanschaltung, jedoch fehlen Ablenkspulen und Stabilisierung. Die Ansteuerung von Rö 653 erfolgt vom Ablenkgenerator durch den negativen Zeilenrücklaufimpuls an der Ablenkspule, der eine genügend steile Abschaltflanke und einen ausreichend breiten Sperrimpuls liefert. Das RC-Glied R 533, C 522 dient zur Formung des Steuersägezahn, während die Diode D 502 dieses RC-Glied während des Zeilenhinlaufs vom Ablenktransformator abtrennt. Die Gittervorspannung der PL 509, die am Ableitwiderstand R 534 abfällt, gewinnt man durch Gleichrichtung des Rücklaufimpulses aus der Wicklung g-h des Transformators Tr 651 mit der als gesteuerter Gleichrichter arbeitenden Triode Rö 503.

Rö 503 erzeugt die Regelspannung durch Vergleich der an ihrer Katode liegenden Vergleichsspannung mit der dem Gitter zugeführten, von der Hochspannung über den VDR-Spannungsteiler R 656 (25-kV-VDR-Widerstand von Valvo), P 551, R 564, D 504 gewonnenen Teilspannung. Zusätzlich gelangt zum heißen Punkt des Potentiometers P 551, das zur Einstellung der Hochspannung dient, eine strahlstromabhängige Korrekturgröße, die den Hochspannungssinneswiderstand weiter verringert. Kurze Strahlstromspitzen beeinflussen das Gitter von Rö 503 über die als Teilladekapazität wirkende Abschirmung des Hochspannungskabels und sorgen auf diese Weise für eine schnelle Nachregelung des Generators. Die Vergleichsspannung an der Katode von Rö 503 ist netzspannungsabhängig, da sie der Betriebsspannung der Ablenkgeneratoren entnommen wird. Die Netzabhängigkeit ist so bemessen, daß die Bildgröße bei Netzspannungsschwankun-



# Der PAL-Farbdemodulator

In diesem Beitrag wird versucht, die Verarbeitung des Farbsignals im Farbfernsehempfänger vom PAL-Laufzeitdecoder bis zum Demodulator näher zu erklären. Der Verfasser bemüht sich dabei um eine leicht verständliche Darstellung der Probleme.

Zur Orientierung soll zunächst das Blockschaltbild des Farbteils kurz betrachtet werden (Bild 1). Man muß dazu erwähnen, daß dieser Teil des Empfängers bei ver-

signal wird also nur der Burst verstärkt, alle anderen Anteile erscheinen nicht mehr am Ausgang des Verstärkers. Die Phasenvergleichsschaltung vergleicht die Phase des empfängerseitigen 4,43-MHz-Oszillators mit der des Burst und erzeugt daraus die Regelspannung, die den 4,43-MHz-Oszillator auf die richtige Phase nachregelt. Zwischen

wenn der Farbträgeroszillator des Empfängers mit einem vorhandenen Burst in Phase ist. Diese Spannung wird in den Stufen des Farbabschalters verstärkt und schaltet den Eingang des PAL-Laufzeitdecoders.

Schließlich dient der Burst noch als Maß für die Verstärkungsregelung im ersten Farbverstärker. Die Amplitude des Burst ist unabhängig vom Bildinhalt und soll am Ausgang des Burstverstärkers konstant sein. Bei zu kleinem Burst z. B. soll also die regelspannungserzeugende Stufe, die der Tastregelstufe im Schwarz-Weiß-Teil des Empfängers entspricht, eine Spannung liefern, die die Verstärkung des ersten Farbverstärkers erhöht. Diese Regelung sorgt dafür, daß das Größenverhältnis zwischen Leuchtdichtesignal und Farbsignal im Empfänger konstant bleibt. Ohne sie wäre es möglich, daß durch Fehler auf dem Übertragungswege oder bei

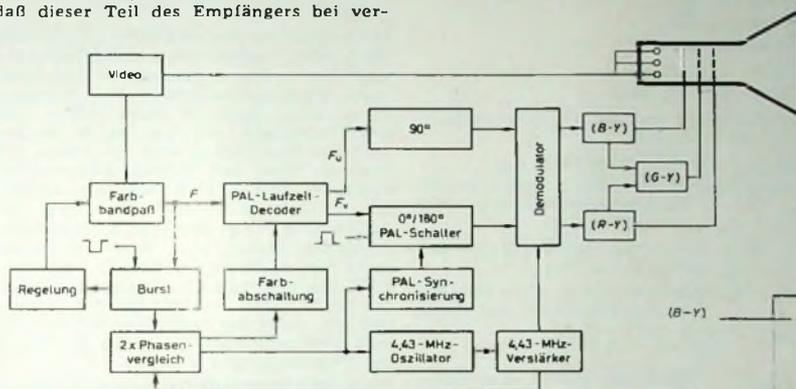


Bild 1 (oben). Blockschaltung des Farbteils

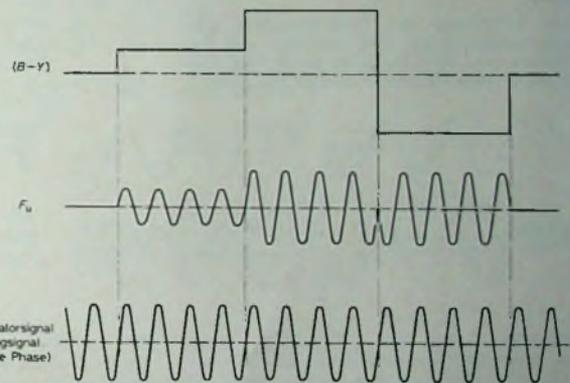
schiedenen Fabrikaten auch im Blockschaltbild mehr oder weniger große Abweichungen aufweisen kann.

Durch einen Farbbandpaß, der mit dem Helligkeits- und dem überlagerten Farbsignal aus dem Videoverstärker angesteuert wird, muß zunächst das Farbsignal herausgefiltert werden. Dieser Bandpaßverstärker hat gewöhnlich eine Durchlaufkurve für den Frequenzbereich von 3,4 bis 5,2 MHz. Nach diesem ersten Farbsignalverstärker gelangt das Signal in den Teil des Empfängers, der hier näher betrachtet werden soll. Er besteht gemäß Blockschaltbild aus PAL-Laufzeitdecoder, 0°/180°-PAL-Schalter mit PAL-Synchronisierung, 90°-Phasenschieber und Demodulator. Danach werden die gewonnenen Farbdifferenzsignale (R-Y) und (B-Y) verstärkt und den Steuergittern der Bildröhre zugeführt. Aus (R-Y) und (B-Y) gewinnt man das dritte Farbdifferenzsignal (G-Y), das nach Verstärkung dem Steuergitter des Grünsystems der Bildröhre zugeführt wird. Das Helligkeitssignal Y steuert die Katoden der Bildröhre.

Nach einer anderen Empfängerkonzeption (RGB-Steuerung) verarbeitet man die Farbdifferenzsignale zusammen mit dem Helligkeitssignal in einer Matrixschaltung und erhält daraus die vollständigen Steuersignale R, G und B, die dann an den Katoden der Bildröhre liegen.

Im zweiten Signalzweig zwischen Farbbandpaß und Demodulator liegen Burstverstärker, Phasenvergleich und 4,43-MHz-Oszillator. Der Burstverstärker wird durch einen Zeilenrücklaufimpuls nur während der hinteren Schwarzscharulter geöffnet. Von dem an seinem Eingang liegenden Farb-

Bild 2. Entstehung des  $F_{U-}$  Signals aus dem (B-Y)-Signal und dem Oszillatorsignal



Demodulator und Oszillator liegt noch ein Verstärker für das Oszillatorsignal. Da die Phasenlage des Burst von Zeile zu Zeile sendeseitig um  $+45^\circ$  beziehungsweise  $-45^\circ$  geschaltet wird, schwankt auch die Regelspannung am Ausgang des Phasenvergleichs von Zeile zu Zeile um einen Mittelwert. Es entsteht also eine mäanderförmige Spannung, die im Verstärker für die PAL-Synchronisierung verstärkt und dem PAL-Schalter zugeführt wird. Damit ist die richtige Schaltphase des PAL-Schalters für das (später erläuterte)  $F_V$ -Signal festgelegt. Für die Nachregelung des 4,43-MHz-Oszillators wird die im Rhythmus der halben Zeilenfrequenz schwankende Regelspannung aus dem Phasenvergleich geseht, so daß nur der Mittelwert für die Nachregelung der Phase wirksam wird.

Ein weiterer Phasenvergleich zwischen Burst und 4,43-MHz-Oszillatorsignal liefert das Kriterium, ob der Farbkanal des Empfängers zu öffnen oder zu schließen ist. Bei Schwarz-Weiß-Sendungen oder wenn die Synchronisierung des 4,43-MHz-Oszillators im Empfänger wegen Störung oder zu starken Rauschens nicht möglich ist, soll der Farbkanal des Empfängers gesperrt sein. Dieser Phasenvergleich gibt also nur dann eine Spannung zum Öffnen des Farbkanals an seinem Ausgang ab,

ungenauer Tunerabstimmung das Farbsignal gegenüber dem Leuchtdichtesignal zu groß oder zu klein ist. Die Abstimmung des Tuners wäre bei Farbempfang sehr kritisch, denn der ZF-Farbträger (34,5 MHz) liegt ja auf der steil abfallenden Flanke des Bild-ZF-Verstärkers zur Tonfalle (33,4 MHz) hin. Selbst bei Verstimmung des Tuners um wenige 100 kHz könnte sich die Amplitude des Farbträgers beträchtlich ändern. Die getrennte Verstärkungsregelung des Farbkanals erleichtert also die Bedienung des Empfängers beträchtlich.

Das in PAL-Laufzeitdecoder und Demodulator zu verarbeitende Farbsignal sei nun etwas näher betrachtet. Es besteht aus den trägerfrequenten Signalen  $F_{(B-Y)}$  und  $F_{(R-Y)}$ . Im folgenden sei  $F_{(B-Y)}$  kurz mit  $F_U$  und  $F_{(R-Y)}$  mit  $F_V$  bezeichnet. Die Farbträgerfrequenz ist etwa 4,43 MHz. Die Modulationsart dieser Trägersignale sei an Hand der Beziehung zwischen  $F_U$  und (B-Y) kurz wiederholt (Bild 2):

Die Amplitude des  $F_U$ -Signal ist proportional der Amplitude des (B-Y)-Signals, je größer (B-Y) desto größer  $F_U$ . Ist (B-Y) Null, dann ist das trägerfrequente  $F_U$ -Signal überhaupt nicht vorhanden. Positive und negative Werte von (B-Y) werden durch die Phasenlage des  $F_U$ -Signals

Dipl.-Ing. Werner Engel ist Leiter des Farbfernseh-Prüffeldes im Werk Kronach der Loewe Opta GmbH.

unterschieden. Bei einem positiven Wert von  $(B - Y)$  hat  $F_U$  die Phasenlage Null, bei einem negativen Wert die Phasenlage  $180^\circ$ . Die Bezugsphase ist dabei durch den Burst vorgegeben. Da der Farbträgeroszillator des Empfängers durch den Burstphasensynchronisiert wird, kann im Demodulator, der die Phasenlage des Farbträgersoszillators mit der Phasenlage des  $F_U$ -Signals vergleicht, festgestellt werden, ob  $(B - Y)$  positiv oder negativ sein muß. Zwischen  $(R - Y)$  und  $F_V$  besteht genau die gleiche Beziehung wie zwischen  $(B - Y)$  und  $F_U$ . Die Frequenz beider Träger ist also 4,43 MHz. Das  $F_V$ -Signal ist außerdem gegenüber dem  $F_U$ -Signal um  $90^\circ$  in der Phase versetzt und wird senderseitig von Zeile zu Zeile um  $180^\circ$  geschaltet.

Der PAL-Laufzeitdemodulator hat die Aufgabe, die farbigen Signale  $F_U$  und  $F_V$  voneinander zu trennen. Er hat also zwei Ausgänge; einer davon führt nur das  $F_U$ -Signal, der andere nur das  $F_V$ -Signal. Grundlegende Voraussetzung für die Trennung der Signale nach dem PAL-Verfahren ist die Tatsache, daß sich die Farbinformation normaler Bilder von Zeile zu Zeile sehr wenig ändert. Der größte Teil der Information bleibt von Zeile zu Zeile gleich.

Zur Erklärung des PAL-Decoders darf man voraussetzen, daß die  $F_U$ - und  $F_V$ -Signale von Zeile zu Zeile gleich sind. Am Eingang des Decoders liegen die träger-

um  $64 \mu s$  (entspricht  $283 \frac{1}{2}$  Perioden der Farbträgerfrequenz) verzögert. Die Verzögerung um  $283 \frac{1}{2}$  Perioden bedeutet, daß das Signal jeweils um eine Zeilendauer später in umgekehrter Polarität erscheint. Aus  $+F_U, +F_V$  am Eingang wird also  $-F_U, -F_V$  am Ausgang der Verzögerungsleitung. Umgekehrt entsteht aus  $-F_U, -F_V$  am Eingang natürlich  $+F_U, +F_V$  am Ausgang.

Über den zweiten Zweig liegt das Signal direkt an der ersten Addierstufe und um  $180^\circ$  gedreht an der zweiten Addierstufe. Die Drehung um  $180^\circ$  kehrt das Vorzeichen ebenfalls um.

Am Eingang des PAL-Decoders liegen nun die Signale

1. Zeile:  $F_U + F_V$ ,
2. Zeile:  $F_U - F_V$ ,
3. Zeile:  $F_U + F_V$ ,
4. Zeile:  $F_U - F_V$  usw

Am Ausgang I des PAL-Decoders entsteht während der 2. Zeile

- $+F_U - F_V$  (auf direktem Weg),
  - $-F_U - F_V$  (Signal aus der 1. Zeile über die Verzögerungsleitung) und damit  $+F_U - F_V - F_U - F_V = -2F_V$ .
- Für die 3. Zeile ergibt sich am Ausgang I  $+F_U + F_V$  (auf direktem Weg),  $-F_U + F_V$  (Signal aus der 2. Zeile über die Verzögerungsleitung) und damit  $+F_U + F_V - F_U + F_V = +2F_V$ .

Bezugsphase demoduliert werden. Diese Methode ist im Blockschaltbild (s. Bild 1) angedeutet. Um Phasen Anpassung zu erreichen, kann man das  $F_U$ -Signal um  $90^\circ$  in der Phase drehen und das  $F_V$ -Signal zeilensequentiell um  $180^\circ$  schalten.

Die Schaltspannung für die Umpolung des Signals nach jeder Zeile liefert gewöhnlich ein instabiler Multivibrator. Er wird mit Zeilenfrequenz getriggert. Um ihn in die richtige Schaltphase zu bringen, erhält er Zusatzimpulse aus dem PAL-Kennimpulsverstärker. Sie entstehen durch die Umschaltung des Burst um  $90^\circ$  nach jeder Zeile. Da Burst-Umschaltung und Umpolung des  $F_V$ -Signals synchron erfolgen, liegt die richtige Schaltphase des Multivibrators fest.

Ein Beispiel für die praktische Ausführung des bisher behandelten Empfängerteils zeigt Bild 5. Die Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand der Verzögerungsleitung (etwa 50 Ohm) erfolgt mit dem Übertrager L 091. Von der Sekundärseite des Übertragers wird das Signal auf direktem Weg den beiden Addierstufen zugeführt. Das passive Netzwerk besteht aus je zwei 2,2-kOhm-Widerständen. An Addierstufe I liegt also über R 096 das unverzögerte Signal, über R 097 das verzögerte Signal. An Addierstufe II liegt über R 095 das unverzögerte Signal, das durch die Spule L 095 um  $180^\circ$  gedreht wurde, und über R 098 das verzögerte Signal. L 094 (auf R 094 gewickelt) dient zur Korrektur des Frequenzganges.

Da es fertigungstechnisch schwierig ist, die Verzögerungszeit der Glas-Verzögerungsleitung VL 1 genau einzuhalten, wählt man die Verzögerungszeit dieser Leitung etwas kleiner und gleicht den verbleibenden Rest an erforderlicher Verzögerungszeit mit der elektrischen Verzögerungsleitung L 093 aus.

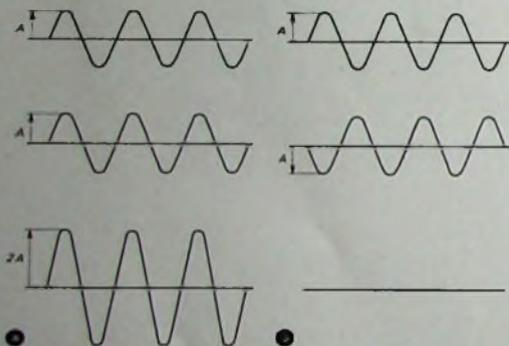


Bild 3. Signaladdition; a) gleichphasige Signale, b) gegenphasige Signale

frequenten Signale  $F_U$  und  $F_V$ . Die Polarität des  $F_V$ -Signals wird senderseitig von Zeile zu Zeile umgeschaltet. Die Polarität der Signale kann man dadurch kennzeichnen, daß man für normale Phasenlage ( $0^\circ$ ) ein positives und für umgekehrte Phasenlage ( $180^\circ$ ) ein negatives Vorzeichen verwendet.

Die Addition zweier gleichphasiger Signale gleicher Amplitude ergibt ein Signal dieser Phasenlage mit doppelter Amplitude (Bild 3a). Angewandt auf das  $F_U$ -Signal bedeutet das

$$F_U + F_U = 2F_U.$$

Die Addition zweier gegenphasiger Signale gleicher Amplitude ergibt Null (Bild 3b)

$$F_U - F_U = 0.$$

Die Trennung der Trägersignale erfolgt im PAL-Decoder mittels zweier Addierstufen. Das verzögerte Signal (das heißt das Signal aus der vorangegangenen Zeile) wird in der einen Stufe zum direkt anliegenden Signal, in der anderen Stufe zum direkt anliegenden, aber um  $180^\circ$  gedrehten Signal addiert (Bild 4).

Der eine Signalweg führt also über die PAL-Verzögerungsleitung, die das Signal

An den Ausgängen I und II des PAL-Decoders entstehen also die Signale nach Bild 4.

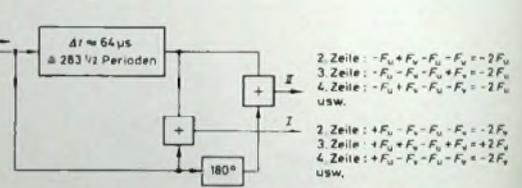
Man erkennt, daß der PAL-Decoder die Trennung der beiden Trägersignale  $F_U$  und  $F_V$  ermöglicht. Am Ausgang I sind nur noch  $F_V$ -Signale vorhanden, am Ausgang II nur noch  $F_U$ -Signale. Die Polarität des  $F_V$ -Signals wechselt von Zeile zu Zeile. Zur Demodulation der Farbträgersignale  $F_U$  und  $F_V$  muß die Phasenlage dieser Signale mit der Phasenlage des Referenzträgers, den der synchronisierte 4,43-MHz-Oszillator des Empfängers liefert, übereinstimmen.

Hierfür gibt es verschiedene Möglichkeiten. Man wählt zum Beispiel die Phasenlage des Referenzsignals passend zur Demodulation des  $F_U$ -Signals. Da  $F_V$  gegenüber  $F_U$  um  $90^\circ$  in der Phase versetzt ist und von Zeile zu Zeile umgepolt wird, kann man, um Phasenübereinstimmung im Demodulator zu erreichen, das Referenzsignal zur Demodulation von  $F_V$  ebenfalls um  $90^\circ$  drehen und nach jeder Zeile um  $180^\circ$  umschalten.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, daß im Demodulator beide Kanäle mit gleicher

Bild 4. Signalverarbeitung im PAL-Decoder

1. Zeile:  $F_U + F_V$
2. Zeile:  $F_U - F_V$
3. Zeile:  $F_U + F_V$
4. Zeile:  $F_U - F_V$
- usw.



2. Zeile:  $-F_U + F_V - F_U - F_V = -2F_V$
  3. Zeile:  $+F_U - F_V - F_U + F_V = -2F_V$
  4. Zeile:  $-F_U + F_V - F_U - F_V = -2F_V$
  - usw.
2. Zeile:  $+F_U - F_V - F_U - F_V = -2F_V$
  3. Zeile:  $+F_U + F_V - F_U + F_V = +2F_V$
  4. Zeile:  $+F_U - F_V - F_U - F_V = -2F_V$
  - usw.

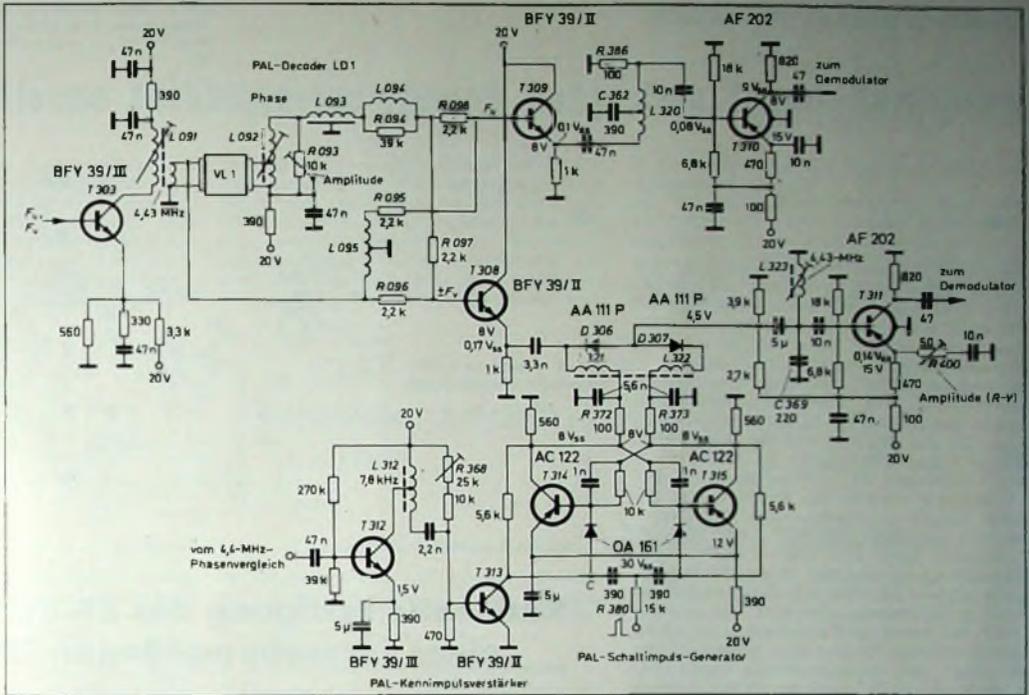
L 093 wird dabei für jede vorgegebene Glasleitung VL 1 so ausgewählt, daß die Gesamtverzögerungszeit stimmt. Die Spule L 092 am Ausgang der Verzögerungsleitung transformiert die Signalspannung hinauf und gleicht dadurch die Dämpfung der Glas-Verzögerungsleitung aus. Gleichzeitig dient L 092 zur Anpassung der Phase des verzögerten Signals an die Phase des unverzögerten Signals. Mit dem Einstellregler R 093 wird schließlich die Anpassung der Amplitude zwischen verzögertem und unverzögertem Signal vorgenommen.

Auf den zusätzlichen Laufzeitabgleich nach der Glas-Verzögerungsleitung wird man in Zukunft verzichten können, da die Technik der sogenannten V-Leitung bald so ausgereift sein dürfte, daß die Phase des Signals am Ausgang der Glas-Leitung genügend genau stimmt. Es bleibt dann lediglich der Abgleich der Amplitude zwischen direktem und verzögertem Signal.

An beiden Ausgängen des PAL-Decoders fungieren die Transistoren T 308 und T 309 als Impedanzwandler.

Im  $F_U$ -Kanal folgt das Netzwerk aus L 320, C 362, R 386, das die Phase des  $F_U$ -Signals um  $90^\circ$  dreht. Im  $F_V$ -Kanal liegt der PAL-Schalter, der die Phasenlage des  $F_V$ -Signals

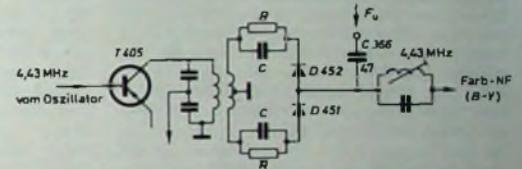
Bild 5. Praktische Schaltung von PAL-Decoder, PAL-Schalter und Kennimpulsverstärker



während jeder zweiten Zeile um  $180^\circ$  dreht. Er besteht aus dem Diodenpaar  $D 306$  und  $D 307$  und dem Übertrager  $L 321/L 322$ . Geschaltet durch den Multivibrator, werden von Zeile zu Zeile abwechselnd die Dioden  $D 306$  und  $D 307$  geöffnet. Ist  $D 306$  geöffnet ( $D 307$  gesperrt), dann gelangt das Signal über die Diode  $D 306$  direkt zur nächsten Stufe. Ist dagegen während der nächsten Zeile  $D 307$  geöffnet ( $D 306$  gesperrt), so führt der Weg des  $F_u$ -Signals über den Übertrager  $L 321/L 322$ . Seine Phasenlage wird dabei umgepolt. Die Schaltspannung wird den Dioden jeweils vom Kollektor der Multivibratortransistoren  $AC 122$  ( $T 314/T 315$ ) über die  $100\text{-}\Omega$ -Widerstände  $R 372$  und  $R 373$  und den Übertrager zugeführt.

Die Steuerung des bistabilen Multivibrators erfolgt durch positive Zeilenimpulse über  $R 380$ . Um dafür zu sorgen, daß während jeder Zeile auch die richtige der beiden Schaltdioden  $D 306$  und  $D 307$  geöffnet wird, erhält der Multivibrator die Zusatzsynchronisierung der PAL-Kennimpulse am Punkt  $C$  der Schaltung. Die Kennimpulse öffnen den Transistor  $T 313$  im Rhythmus der halben Zeilenfrequenz. Dadurch wird jeder zweite Zeilenimpuls am Punkt  $C$  kurzgeschlossen. Das bedeutet, daß der Multivibrator während dieser

Bild 6. Prinzipschaltung des Farbdemodulators für die Gewinnung der Farbdifferenzsignale



Zeilen immer nur die eine seiner beiden stabilen Lagen einnehmen kann.

Der Kennimpulsverstärker mit den Transistoren  $T 312$  und  $T 313$  hat zwei Einstellmöglichkeiten: Mit  $L 312$  kann die zeitliche Lage, mit  $R 368$  die Impulsbreite eingestellt werden. Es kommt dabei darauf an, daß der Austastimpuls symmetrisch zum Zeilenimpuls liegt, damit letzterer auch bei ungünstigen Signalverhältnissen mit Sicherheit gelöscht wird.

Nach dem PAL-Schalter gelangt das  $F_u$ -Signal über einen Parallelresonanzkreis zur letzten Verstärkerstufe für die Trägerfrequenz. Der Resonanzkreis besteht aus  $L 323$  und  $C 369$ ; er ist auf  $4,43\text{ MHz}$  abgestimmt. Die Impulse des PAL-Schalters werden dort ausgesiebt.

Die beiden letzten Verstärker in den trägerfrequenten Kanälen sind als RC-Verstärker ausgeführt. Während der Verstär-

ker im  $F_u$ -Kanal ( $T 310$ ) immer mit voller Verstärkung läuft, hat der Verstärker im  $F_v$ -Kanal ( $T 311$ ) eine mit  $R 400$  einstellbare Gegenkopplung. Damit kann man das gewünschte Amplitudenverhältnis zwischen beiden Kanälen einstellen. Das Signal ( $B - Y$ ) wird auf der Senderseite in der Amplitude stärker reduziert als ( $R - Y$ ), deshalb benötigt man im Empfänger für das  $F_u$ -Signal stets eine etwas größere Verstärkung als für das  $F_v$ -Signal. Nach diesen Verstärkerstufen werden die Signale demoduliert.

Zur Erklärung der Wirkungsweise des Demodulators dient Bild 6. Das  $4,43\text{-MHz}$ -Signal des Farbrägersosillators wird durch den Transistor  $T 405$  verstärkt und einem Übertrager zugeführt. Die Sekundärseite dieses Übertragers gibt das Signal gepenphasig über je ein RC-Glied an eine Diode. Über  $C 366$  wird das zu demodulierende Trägersignal, zum Beispiel  $F_u$ , zuge-

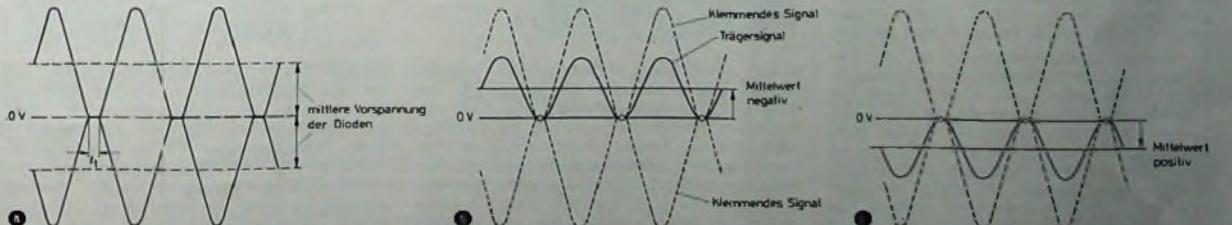


Bild 7. Entstehung des Mittelwerts im Demodulator aus dem klemmenden Signal und dem Trägersignal (zum Beispiel  $F_u$ -Signal): a) ohne Trägersignal, b)  $0^\circ$ -Phasenlage des Trägersignals, c)  $180^\circ$ -Phasenlage des Trägersignals

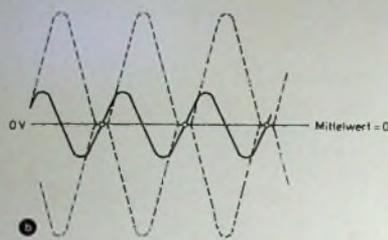
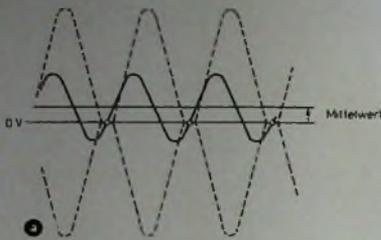


Bild 8. Mittelwertbildung bei falscher Phasenlage des Trägersignals; a) zu kleiner Mittelwert infolge Verstimmung um  $45^\circ$ , b) infolge einer Verstimmung um  $90^\circ$  ist der Mittelwert Null

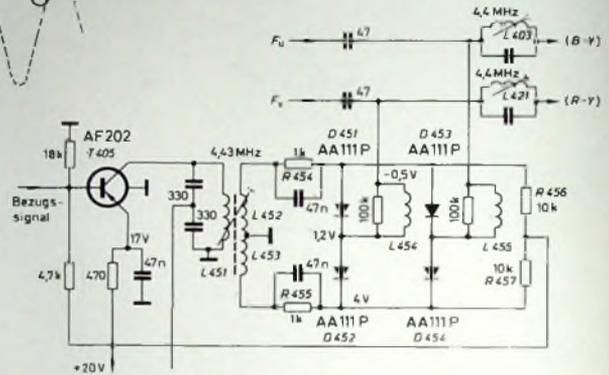
führt. Es sei zunächst angenommen, daß dieses Signal nicht vorhanden ist. Die Dioden D 451 und D 452 werden während der Maximalwerte des Oszillatorsignals (Bezugssignal) leitend (Bild 7a). In der Zeit zwischen den Maximalwerten sind sie in entgegengesetzter Richtung symmetrisch vorgespannt. Die Vorspannung wird jeweils durch das RC-Glied aufrechterhalten. Da die Mittelanzapfung der Sekundärseite des Übertragers an Masse liegt, wird während der Öffnungszeit  $t_1$  der Dioden der gemeinsame Punkt beider Dioden jeweils an Masse gelegt. Der Demodulator arbeitet also wie eine Klemmschaltung. Liegt nun über C 366 das  $F_U$ -Signal am gemeinsamen Punkt der Dioden, so wird je nach Phasenlage dieses Signals zum Bezugssignals entweder der positive oder der negative Extremwert an Masse gelegt (Bilder 7b und 7c). Voraussetzung ist dabei, daß das klemmende Signal (Bezugssignal) stets eine wesentlich größere Amplitude hat als das zu demodulierende Signal. Der Mittelwert des  $F_U$ -Signals wird bei einer Phasenlage entsprechend Bild 7b negativ, bei einer Phasenlage nach Bild 7c positiv. Die Phasenlage ist also maßgebend für die Polarität des Mittelwertes. Die Amplitude des  $F_U$ -Signals bestimmt die Größe des Mittelwertes.

An den Ausgang des Demodulators ist ein auf 4,43 MHz abgestimmter Sperrkreis geschaltet; er sperrt die Trägerfrequenz, so daß nur die Modulation des Mittelwertes übrigbleibt. Es entsteht hier also das niederfrequente (B - Y)-Signal.

Der Demodulator arbeitet optimal, wenn die Extremwerte des  $F_U$ -Signals mit den Extremwerten des Bezugssignals zeitlich übereinstimmen. Die Phasenverhältnisse müssen also genau aufeinander abgestimmt sein. Bild 8 zeigt zwei Beispiele für schlecht eingestellte Phasenlage. Im Fall nach Bild 8b weicht die Phase um  $90^\circ$  vom Sollwert ab. Am Ausgang des Demodulators entsteht die Spannung Null, obwohl das  $F_U$ -Signal mit beträchtlicher Amplitude vorhanden ist.

Wenn man, wie das Blockschaltbild (Bild 1) zeigt, die Phasenverhältnisse der Trägersignale einander anpaßt, dann kann zur Demodulation beider Signale das gleiche Bezugssignal verwendet werden. Das ergibt einen verhältnismäßig einfachen Demodulator: Die Diodenpaarchen zur Demodulation von  $F_U$  und  $F_V$  liegen einfach parallel am gleichen Bezugssignal (Bild 9). In diesem Schaltungsbeispiel ist der Demodulator zusätzlich auf eine Gleichspannung vorgespannt; sie wird durch die Gleichspannungsteiler R 456, R 454 beziehungsweise R 457, R 455 auf jeder Seite festgelegt. Durch diese Vorspannung ist es möglich, die Endverstärker der Farbdifferenzsignale gleichstrommäßig anzukoppeln. Die über Widerstände gewickelten HF-Drosseln L 454, L 455 sorgen dafür, daß im Demodulator entstehende Oberwellen nicht in die Verstärkerkanäle gelangen.

Bild 9. Praktische Schaltung des Farbdemodulators



## Rationelle Fertigung des ZF-Verstärkers eines Fernsehempfänger-Chassis

Auf dem Weg des Bestückungsbandes für die Fernsehempfänger-Einplatinen-Fertigung bei Metz wird der in einem Abschirmgehäuse untergebrachte ZF-Verstärker komplett und bereits abgeglichen eingesetzt (Bilder 1 und 2, unten Mitte). Zugleich wird die Platine eines im Ausschnitt der großen Leiterplatte (Bild 1, rechts oben) frei hängenden zweiten ZF-Verstärkers im Bestückungsband mitbestückt. Beim Lötvorgang auf der vollautomatischen Lötstrecke, bei dem man alle Bauteile mit der gedruckten Schaltung in

gerchassis ab und wird in einem gesonderten, entgegenlaufenden Fertigungsband mit dem Abschirmgehäuse komplettiert und abgeglichen. Der so vervollständigte (zweite) ZF-Verstärker mündet dann wieder in das Geräte-Leiterplatten-Bestückungsband ein und wird - wie erwähnt - in das Einplatinenchassis eingesetzt. Damit schließt sich der Ring dieses Herstellungsprozesses.

Das Fertigungsverfahren erspart ein zweites Bestückungs- und Löthand für die ZF-Verstärker-Einheit und bietet die Mög-

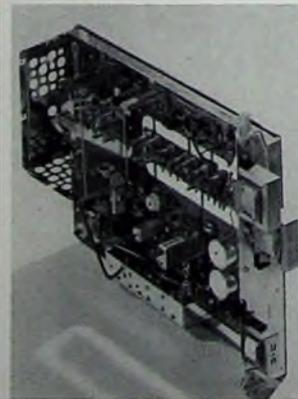


Bild 1. Auf dem Weg des Bestückungsbandes wird die kleine Platine eines zweiten ZF-Verstärkers (längliche Ausparung rechts oben auf dem Einplatinenchassis) mitbestückt

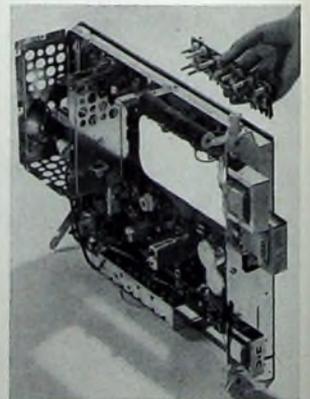


Bild 2. Nach Durchlaufen der Lötstrecke wird der zweite ZF-Verstärker herausgezogen

einem Arbeitsgang sicher verlötet, werden sowohl der komplette ZF-Verstärker am Fuß des Einplatinenchassis als auch die bestückte Platine des zweiten ZF-Verstärkers verlötet. Anschließend wird diese Platine von der Stanzmaschine aus der bestückten großen Leiterplatte herausgetrennt (Bild 2).

Die bestückte und gelötete Platine des zweiten ZF-Verstärkers zweigt danach vom Fertigungsband des Fernsehempfänger-

chassis ab und wird in einem gesonderten, entgegenlaufenden Fertigungsband mit dem Abschirmgehäuse komplettiert und abgeglichen. Der so vervollständigte (zweite) ZF-Verstärker mündet dann wieder in das Geräte-Leiterplatten-Bestückungsband ein und wird - wie erwähnt - in das Einplatinenchassis eingesetzt. Damit schließt sich der Ring dieses Herstellungsprozesses.

# Die magnetische Farbbildaufzeichnung nach dem Tripal-Verfahren

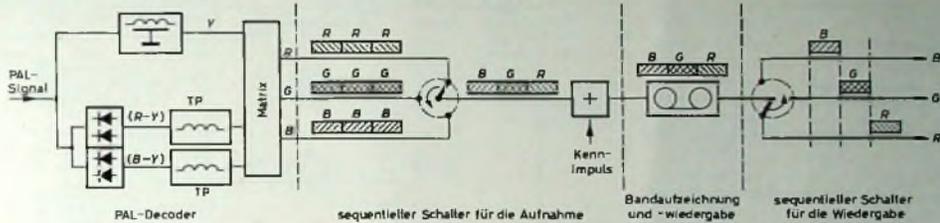
Zur Speicherung von Farbfernseh Bildern auf Magnetband in Studioqualität ist die einwandfreie Aufzeichnung der vollen Videobandbreite bis 6 MHz notwendig. Seit einiger Zeit stehen aber auch halbprofessionelle Bildbandgeräte zur Verfügung, mit denen sich trotz der niedrigen maximal aufzeichnbaren Frequenz von nur

Farbträger umwandeln. Hier bietet sich das sequentielle Übertragungsverfahren an, bei dem die Signale für Rot, Grün und Blau nacheinander aufgezeichnet werden. Von AEG-Telefunken wurde ein zeilensequentielles Verfahren gewählt, für das auch eine Methode gefunden wurde, die sequentielle Aufzeichnung simultan wie-

mischt sich dann ein echtes, fehlerfreies Dreifarbenbild.

Die Helligkeit dieses Bildes ist aber nur ein Drittel der eines simultan geschriebenen Bildes, da nur jeweils eine Elektronenkanone der Farbbildröhre in Betrieb ist. Ferner hat das Bild eine sehr grobe Zeilenstruktur, die außerdem in senkrechter

Bild 1. Prinzip einer zeilensequentiellen RGB-Aufzeichnung und -Wiedergabe



2...3 MHz Schwarz-Weiß-Bilder mit zum Beispiel für den Heimgebrauch ausreichender Qualität speichern lassen. Farbbilder kann man mit diesen einfachen Geräten jedoch nicht ohne weiteres aufzeichnen, denn der Farbträger (4,43 MHz beim PAL- und Secam-System), der die Farbinformation trägt, liegt bereits außerhalb des Aufzeichnungsbereichs. Prinzipiell ließe sich der Farbträger zwar mit einem Umsetzer entsprechend herabsetzen, aber dann wäre er nicht mehr ohne Störreste und ohne Beeinträchtigung der Bildschärfe aus dem Leuchtdichtesignal zu entfernen. Außer-

derzugeben. Dieses mit „Tripal“ bezeichnete Verfahren bietet außerdem den Vorteil, daß am Bildbandgerät keine Veränderungen notwendig sind.

## 1. Zeilensequentielle Farbaufzeichnung

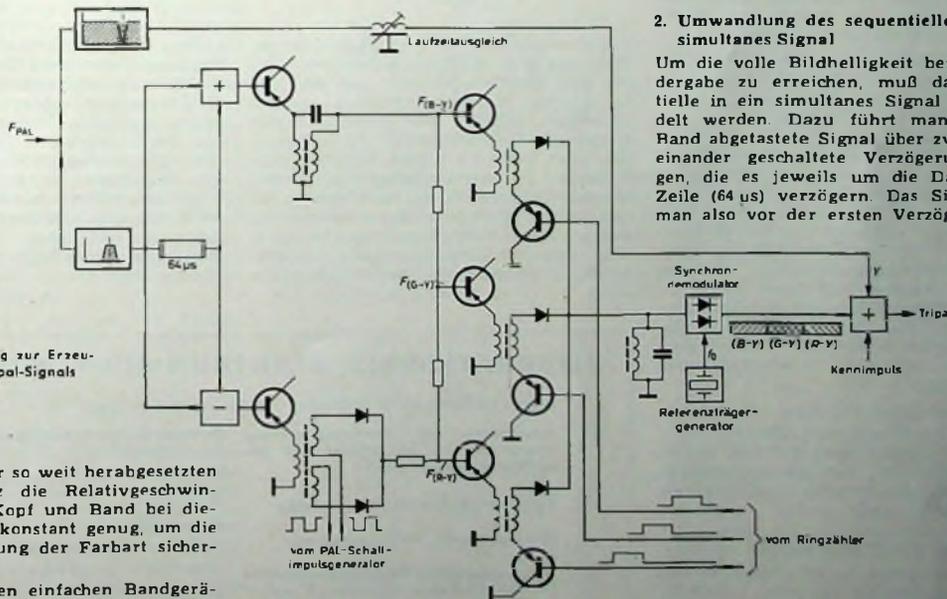
Verwendet man zur Decodierung des PAL-Signals einen Decoder, der die Farbartssignale R, G und B liefert, dann kann man über einen geeigneten Schalter diese Signale dem Bildbandgerät so zuführen, daß nacheinander eine Zeile lang der Rot-Auszug, während der folgenden der Grün-Auszug, während der dritten Zeile der

Richtung wandert, weil sich die Zeilenzahl nicht durch 3 teilen läßt, so daß sich nach Ablauf eines Rasters nicht der gleiche Anfangszustand für den Umschaltzyklus ergibt. Letzteres läßt sich jedoch dadurch beseitigen, daß zu Beginn jedes Rasters die Farbfolge zusätzlich um eine Zeile verschoben wird. Als Schalter dienen Schieberegister oder Ringzähler, die von den Zeilenimpulsen gesteuert werden. Um das Wandern der Zeilenstruktur zu verhindern, kann man dem Ringzähler zusätzlich den Vertikalimpuls zuführen, der dann wie ein Zeilenimpuls mitgezählt wird und die Farbfolge entsprechend verschiebt.

## 2. Umwandlung des sequentiellen in ein simultanes Signal

Um die volle Bildhelligkeit bei der Wiedergabe zu erreichen, muß das sequentielle in ein simultanes Signal umgewandelt werden. Dazu führt man das vom Band abgetastete Signal über zwei hintereinander geschaltete Verzögerungsleitungen, die es jeweils um die Dauer einer Zeile (64 µs) verzögern. Das Signal kann man also vor der ersten Verzögerungslei-

Bild 2. Schaltung zur Erzeugung des Tripal-Signals



dem wäre bei einer so weit herabgesetzten Farbträgerfrequenz die Relativgeschwindigkeit zwischen Kopf und Band bei diesen Geräten nicht konstant genug, um die korrekte Übertragung der Farbart sicherzustellen.

Um auch mit diesen einfachen Bandgeräten Farbbilder aufzeichnen zu können, muß man das Farbsignal in ein einfaches Schwarz-Weiß-Signal äquivalentes Signal ohne

(Nach Bruch, W.: Neue Methoden der Farbbildaufzeichnung auf einfachen Magnetbandgeräten (Tripal) Telefunken-Ztg. Bd. 40 (1967) Nr. 3, S. 234-242)

Blau-Auszug usw. aufgezeichnet wird (Bild 1). Bei der Wiedergabe mit einem dreikanaligen Monitor (der durch RGB-Signale gesteuert wird) muß die gerade abgetastete Zeile auf den zugehörigen Kanal geschaltet werden, und das Auge er-

lung sofort bei der Abtastung, hinter der ersten Verzögerungsleitung nach 64 µs und hinter der zweiten Verzögerungsleitung nach 128 µs abnehmen. Sind auf dem Band nacheinander jeweils für die Dauer einer Zeile der Rot-, Grün- und Blau-Auszug

aufgezeichnet, so stehen bei Beginn der Abtastung der dritten Zeile (die beispielsweise den Blau-Auszug enthalten soll) am Eingang der ersten Verzögerungsleitung das Blau-Signal (von der dritten Zeile), am Ausgang der ersten beziehungsweise Eingang der zweiten Verzögerungsleitung das Grün-Signal (von der zweiten Zeile) und am Ausgang der zweiten Verzögerungsleitung das Rot-Signal (von der ersten Zeile) gleichzeitig zur Verfügung und können die drei Elektronenkanonen der Farbbildröhre gleichzeitig steuern. Daß hierbei die Informationen aus drei verschiedenen Zeilen vermischt werden, stört in bezug auf die

(Bild 2). Diese Signale gelangen über je einen Emittierfolger mit anschließendem elektronischen Schalter zeilensequentiell zum Synchrondemodulator, an dessen Ausgang sequentiell ( $R - Y$ ), ( $G - Y$ ) und ( $B - Y$ ) auftreten. In einer Addierstufe werden diesen Signalen das am Eingang des Decoders abgetrennte Leuchtdichtesignal  $Y$  sowie bei Beginn jedes Rasters Kennimpulse zur Synchronisierung der Farbfolge hinzugefügt.

#### 4. Wiedergabe des Tripal-Signals

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung für die Wiedergabe. Das vom Band abgetastete

dann gleichzeitig je ein  $R$ -,  $G$ - und  $B$ -Signal, bei denen die Farbinformation zwar zu drei verschiedenen (aufeinanderfolgenden) Zeilen, der Leuchtdichteanteil aber zur selben (und zwar der gerade abgetasteten) Zeile gehört. Die Schaltimpulse für den elektronischen Umschalter liefern drei Ringzähler, die von den Zeilen- und den Kennimpulsen gesteuert werden.

Um die üblichen  $64\text{-}\mu\text{s}$ -Verzögerungsleitungen verwenden zu können, erfolgt die Umschaltung auch bei der Wiedergabe im trägerfrequenten Bereich. Die abgetrennte Farbinformation wird daher in

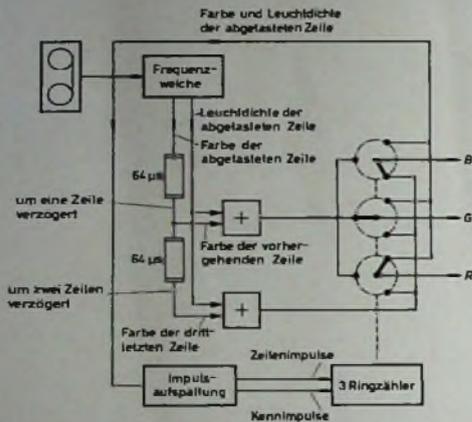


Bild 3 Prinzipschaltung für die Umwandlung des zeilensequentiellen Tripal-Signals in ein simultanes RGB-Signal

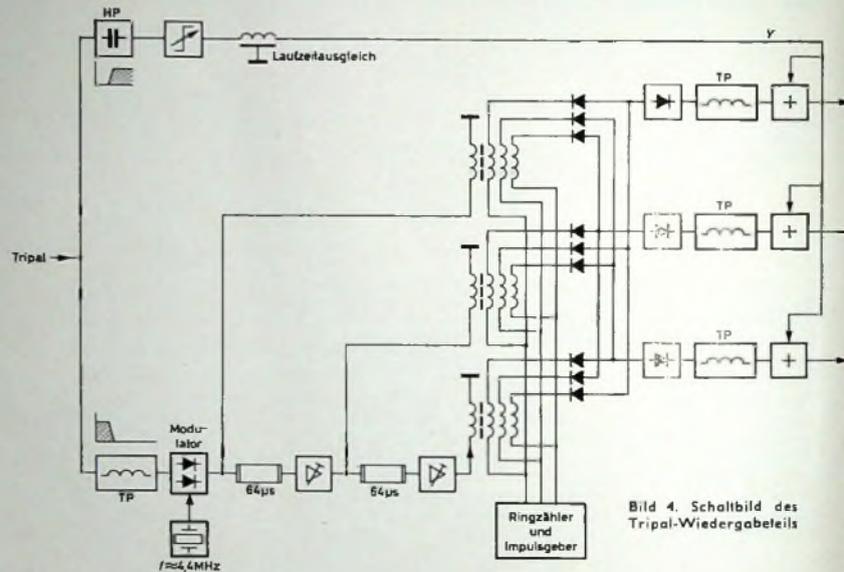


Bild 4. Schaltbild des Tripal-Wiedergabeteils

Farbe nicht, da sich die Farbinformationen von Zeile zu Zeile im allgemeinen nur wenig unterscheiden. Hinsichtlich der Konturschärfe ergibt sich jedoch eine erhebliche Beeinträchtigung.

Wie die Erfahrungen zeigten, genügen für die Übertragung der Farbart Signalbandbreiten von 0,5 bis 1 MHz, während für die Schärfe der senkrechten Kanten die hohen Frequenzen des Videosignals maßgebend sind. Man kann daher die Farbe den tiefen Frequenzen des Videosignals zuordnen und nur diese sequentiell schalten (und bei der Wiedergabe gleichzeitig wiedergeben), während im oberen Frequenzbereich die zu jeder Zeile gehörenden Leuchtdichtekomponenten simultan übertragen werden. Auf diese Weise erhält man Bilder mit ausreichender Konturschärfe, die sich in bezug auf die Farbwiedergabe nicht von den mit professionellen Geräten wiedergegebenen unterscheiden.

Beim Tripal-Verfahren wird die Farbart mit einer Bandbreite von 600 kHz übertragen. Das erreicht man dadurch, daß in dem PAL-Decoder, der das sequentielle Signal liefert, der Farbkanal entsprechend schmal gemacht wird.

#### 3. Erzeugung des Tripal-Signals

Zur Erzeugung des Tripal-Signals hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die Umschaltung von  $R$ ,  $G$  und  $B$ , die das sequentielle Signal liefert, nicht im video-, sondern im trägerfrequenten Bereich vorzunehmen. Hierzu eignet sich ein sogenannter Dreiachsdecoder, bei dem zunächst die drei trägerfrequenten Signale  $F_{(B - Y)}$ ,  $F_{(G - Y)}$  und  $F_{(R - Y)}$  erzeugt werden

Signal wird über eine Frequenzweiche geführt, die es in die Frequenzbereiche 0 bis 600 kHz (Farbinformation) und 600 kHz bis 2 MHz (Leuchtdichtesignal) aufteilt. Außerdem gelangt das gesamte Signal direkt zum Umschalter. Die Farbinformation läuft über die beiden Verzögerungsleitungen, an deren Ausgängen sie jeweils in einer Addierstufe mit dem gerade abgetasteten Leuchtdichtesignal wieder zu einem vollständigen Tripal-Signal ergänzt wird, das man dem Umschalter zuführt. An den Ausgängen des Umschalters liegen

einem Diodenmodulator einem 4,4-MHz-Träger aufmoduliert (Bild 4). Die modulierten unverzögerten, um  $64\text{ }\mu\text{s}$  sowie um  $128\text{ }\mu\text{s}$  verzögerten Signale gelangen zu je einem von drei Diodenschaltern, die sie auf den zugehörigen Demodulator schalten. Zu den drei sich ergebenden  $R$ -,  $G$ - und  $B$ -Signalen wird noch der gemeinsame Leuchtdichteanteil addiert, so daß dann an den Ausgängen der Addierstufen ein simultanes RGB-Signal zur Verfügung steht. Ra

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Dezemberheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

- Anordnung zur Frequenzregelung
- Geregeltes Hochspannungsgerät mit zwei parallel betriebener und gewobelter Magnetrans
- Modulation und Demodulation des Laserlichts
- Ein neuer Analog-Digital-Umsatzer
- Photoelektronische Bauelemente
- Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten
- Transistorbestückter Antennenverstärker für die Fernsehbereiche IV und V

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 12,30 DM vierteljährlich, Einzelheft 4,20 DM

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

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH** · Berlin-Borsigwalde  
Postanschrift: 1 BERLIN 52

# NF-Leistungsverstärker mit Siliziumtransistoren für 20 ... 70 Watt Ausgangsleistung

Der vorliegende Beitrag behandelt NF-Verstärker höherer Leistung (20 ... 70 W) in quasikomplementärer Schaltungstechnik mit Siliziumtransistoren. Besonders berücksichtigt werden dabei abgestimmte Transistorsätze von SGS-Fairchild und RCA. Nach kurzer Behandlung der theoretischen Grundlagen sowie allgemeiner Überlegungen wird auch ein Diagramm zur überschläglichen Berechnung derartiger Verstärker angegeben. Die Verstärker „AF 12“ und „ATC-406/35“ wurden praktisch erprobt, die gemessenen Werte für Frequenzbereich und Klirrfaktor waren zum Teil besser als die von den Halbleiterherstellern angegebenen Werte. Alle Verstärker eignen sich gut zum Aufbau hochwertiger Hi-Fi-Mono- und -Stereo-Verstärker und sind vor allem für größere Wohnräume beziehungsweise Säle gedacht. Die elektrischen Werte sind bei allen Schaltungen besser als es die Mindestanforderungen für derartige Geräte nach DIN 45 500 Blatt 6 vorschreiben.

## 1. Allgemeines

Seit Jahren hat man immer wieder versucht, NF-Gegentakt-Endstufen ohne Übertrager zu bauen. Die Nachteile der Übertrager sind bekannt. Sie steigern sowohl das Gewicht, den Raumbedarf als auch die Kosten des Verstärkers, sie beeinflussen aber vor allem Frequenzgang und Verzerrungen ungünstig. Bei Röhrenverstärkern scheiterte die Verwirklichung (von einigen Ausnahmen abgesehen) aber am hohen Innenwiderstand der Schaltung im Vergleich mit den üblichen niedrigen Lautsprecherimpedanzen. In der Transistortechnik bestehen infolge der kleinen Versorgungsspannungen und der erforderlichen niedrigen Lastwiderstände wesentlich günstigere Voraussetzungen. Der Trend zu transformatorlosen Endstufen zeigt sich vor allem in Verstärkern höherer Leistung, weil besonders bei diesen Schaltungen der Innenwiderstand sehr klein ist und bei geeigneter Dimensionierung normale Lautsprecherimpedanzen (4 ... 15 Ohm) direkt an die Endstufe angekopfelt werden können.

Grundsätzlich hat man bei der Gleichstromspeisung von zwei Transistoren einer Gegentakt-Endstufe zwei Möglichkeiten, und zwar die Parallel- und die Serienspeisung. Bei der Parallelspeisung sind die beiden Endstufentransistoren parallel an die Gleichstromquelle angeschlossen, bei der Serienspeisung liegen beide in Reihe an der Gleichstromquelle. Im vorliegenden Aufsatz arbeiten alle Endstufen in Serienspeisung (Bild 1). Der Lastwiderstand  $R_L$  liegt in diesem Fall zwischen dem Symmetriepunkt A der Endstufe und einem Batteriepol. Der Lautsprecher ist über einen Kondensator  $C_L$  hoher Kapazität angeschlossen, der gleichzeitig als Energiespeicher für die Aussteuerung während der zweiten Halbwelle dient. Dieser Kondensator kann eingespart werden, wenn die Möglichkeit besteht, die Batteriespannung wie im Bild 1b aufzuteilen. (Sinngemäß gilt Bild 1 auch für PNP-

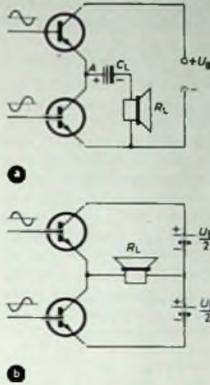


Bild 1. Seriengegentakt-Endstufen mit Transistoren: a) Lastwiderstand mit Kondensator angekoppelt, b) mit mittelangezapfter Speisespannung

Transistoren bei umgekehrter Batteriepolung)

Für eisenlose Endstufen gibt es noch andere Schaltungsmöglichkeiten als die im Bild 1 gezeigte Serien-Endstufe mit Transistoren gleicher Polarität. In der Komplementärschaltung (Bild 2) wird ein komplementäres Transistorpaar (je ein PNP- und ein NPN-Transistor) verwendet. Die Gegentaktsteuerung erfolgt automatisch

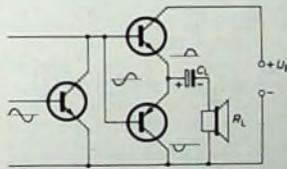


Bild 2. Komplementär-Endstufe

durch die entgegengesetzte Polung der Transistoren, so daß keine Phasenumkehrstufe erforderlich ist. Diese Schaltung dürfte sich zur künftigen Standardschaltung entwickeln, sobald preiswerte Komplementärtransistoren mit ausreichender Datenübereinstimmung auch für größere

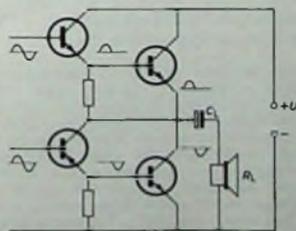


Bild 3. Quasikomplementär-Endstufe

Leistungen zur Verfügung stehen. PNP-Siliziumtransistoren sind außerdem noch verhältnismäßig teuer. Deshalb behilft man sich zur Zeit noch mit einer Schaltung nach Bild 3, die eisenlose Endstufe mit Serienspeisung und komplementär-

symmetrischem Treiber oder kurz quasikomplementäre Endstufe genannt wird. Die Bilder 2 und 3 gelten auch für PNP-Transistoren, ebenso ist eine Einsparung des Kondensators  $C_L$  wie im Bild 1b möglich.

Die Verwendung von Siliziumtransistoren für Hi-Fi-Endstufen großer Leistung ist fast unumgänglich, weil die Grenzfrequenz festkömmlicher Germaniumtransistoren zu niedrig ist. Durch Phasendrehungen würde bei Germaniumtransistoren im oberen Drittel des hörbaren Bereiches eine stärkere Belastung des Transistors auftreten. Es wird die erreichbare Ausgangsleistung bei höheren Frequenzen begrenzt und auch der Klirrfaktor schlechter. Selbst diffundierte Germaniumtransistoren müssen ab etwa 18 ... 20 kHz begrenzt werden, da sonst die Transistoren überlastet werden könnten. Bei Siliziumtransistoren liegen die Grenzfrequenzen im allgemeinen viel höher, und außerdem sind bei gleichen Gehäuseabmessungen auch höhere Verlustleistungen zulässig. Dies ergibt eine ausgezeichnete Temperaturstabilität und erlaubt es auch, daß alle Stufen des Endverstärkers gleichstromgekoppelt werden. Neben Einsparungen an Bauelementen ergeben sich Vereinfachungen in der Dimensionierung von Gegenkopplungen, weil Phasendrehungen bei hohen und tiefen Frequenzen vermieden werden. Auch wird die Tiefenwiedergabe nicht mehr durch Koppelkondensatoren beeinträchtigt.

## 2. Berechnungsgrundlagen

Die nachfolgend angeführten Formeln gelten für Gegentakt-Endstufen mit Serienspeisung (Bilder 1, 2 und 3) und Ankopplung des Lautspeichers über einen Kondensator beziehungsweise eine Gleichspannungsquelle. Wegen des Fortfalls des Ausgangsübertragers kann der Lastwiderstand nicht mehr frei gewählt werden. Er steht nämlich in einem bestimmten Zusammenhang mit der Betriebsspannung und der geforderten Ausgangsleistung. Die Wechselspannung am Verstärkerausgang kann nicht mehr auf einen von der Betriebsspannung unabhängigen Wert transformiert werden. Der größtmögliche Scheitelwert der Wechselspannung ist

$$\hat{u}_{max} = \frac{U_{B1}}{2} - U_{CE\ min} \quad (1)$$

Die Verlustspannung  $U_{CE\ min}$  setzt sich aus der Transistorrestspannung (Sättigungsspannung)  $U_{CE\ rest}$  und dem Spannungsabfall am Emittierwiderstand zusammen. Seine Berechnung setzt die Kenntnis des zu erwartenden Kollektorstroms voraus. Ihn kann man nach der Beziehung

$$\hat{i}_C = \frac{U_D}{2 \cdot R_L}$$

schätzen.

Aus Gl. (1) erhält man bei gegebenem Lautsprecherwiderstand  $R_L$  den größtmöglichen Scheitelwert des Wechselstromes

$$i_{\max} = \frac{\hat{u}_{\max}}{R_L} = \frac{U_B - 2 \cdot U_{CE \min}}{2 \cdot R_L} \quad (2)$$

und die maximale Ausgangsleistung für Vollaussteuerung (Beginn des Abklingens des Sinusverlaufes) ist

$$P_a = \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_{\max} \cdot \hat{i}_{\max} = \frac{\hat{u}_{\max}^2}{2 \cdot R_L} \quad (3)$$

für Aussteuerung mit sinusförmigem Signal. Nach Einsetzen von Gl. (1) in Gl. (3) ergibt sich

$$P_a = \frac{\left( \frac{U_B - 2 \cdot U_{CE \min}}{2} \right)^2}{2 \cdot R_L} = \frac{(U_B - 2 \cdot U_{CE \min})^2}{8 \cdot R_L} \quad (4)$$

Die Ausgangsleistung für 10% Klirrfaktor liegt um 20...30% höher. Durch Umformen von Gl. (4) kann bei zwei gegebenen Größen jeweils die dritte ermittelt werden. Es gilt für den Lastwiderstand

$$R_L = \frac{(U_B - 2 \cdot U_{CE \min})^2}{8 \cdot P_a} \quad (5)$$

und für die Mindestbetriebsspannung

$$U_{D \min} = \sqrt{8 \cdot P_a \cdot R_L} + 2 \cdot U_{CE \min} = 2,83 \cdot \sqrt{P_a \cdot R_L} + 2 \cdot U_{CE \min} \quad (6)$$

Um zu gewährleisten, daß die Endstufentransistoren nicht überlastet werden, müssen die maximalen Betriebsdaten ermittelt werden. Die maximal auftretende Emitterstromamplitude ist

$$\hat{i}_E \approx \frac{U_B}{2 \cdot R_L} \quad (7)$$

Die Kollektorsperrspannung  $U_{CE0}$  des Transistors muß mindestens

$$U_{CE0 \min} = \frac{1,15 \cdot U_B}{2} \quad (8)$$

betragen. Auch darf die maximale Verlustleistung nicht überschritten werden. Sie ist bei kritischer Aussteuerung, bei der die Verlustleistung ihren Höchstwert erreicht, je Transistor etwa

$$P_{\text{tot}} \approx \frac{\left( \frac{U_B}{2} \right)^2}{\pi^2 \cdot R_L} = \frac{U_B^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (9)$$

Interessant sind vielleicht noch zwei Faktoren, die die Frequenzgrenzen der Endstufe beeinflussen. Für die untere Grenzfrequenz  $f_u$  ist vor allem der Kondensator  $C_L$  bestimmend. Seine Kapazität errechnet sich zu

$$C_L \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_u \cdot R_L} \quad (10)$$

Für die obere Grenzfrequenz ist vor allem die Grenzfrequenz der verwendeten Transistoren entscheidend. Die erforderliche Transisturfrequenz  $f_T$  der Transistoren für eine geforderte obere Übertragungsgrenze  $f_o$  (ohne Gegenkopplung) ist

$$f_T \min \approx h_{fe} \cdot f_o \quad (11)$$

wobei  $h_{fe}$  die Wechselstromverstärkung des Transistors bei 1 kHz ist.

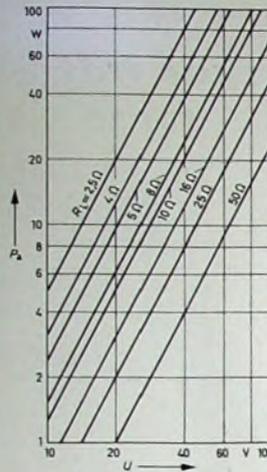


Bild 4. Diagramm zur Ermittlung von Ausgangsleistung, Lastwiderstand und Betriebsspannung

Aus Gl. (4) ist zu ersehen, daß bei kleiner werdendem Lastwiderstand und sonst gleichen Bedingungen eine immer größere Leistung entsteht. Kurzschlüsse des Ausgangs sind daher unbedingt zu vermeiden. Andererseits kann durch einfache Variation der Betriebsspannung oder des Lastwiderstandes bei sonst gleichen Werten istung in weiten Grenzen beeinflusst werden. Eine Verminderung der Ausgangsleistung nur durch Erhöhung des Lastwiderstands bei sonst gleichen Werten ist insofern ungünstig, als der Transistor durch Übersteuerung überlastet werden kann. Günstiger ist eine Verminderung der Speisespannung, nur muß der Ruhestrom wieder auf den ursprünglichen Wert eingestellt oder automatisch nachgeführt werden. Zur überschläglichen Dimensionierung dient das Diagramm nach Bild 4.  $U$  ist dabei nicht die Speisespannung, sondern

$$U = U_B - 2 \cdot U_{CE \min}$$

Wenn man die Speisespannung ermitteln will, dann muß man die abgelesene Spannung um  $2 \cdot U_{CE \min}$  höher wählen.

(Fortsetzung folgt)

## NF-Verstärker für Hörgerät

Ein Verstärker, der sich für Hörgeräte (Hörhilfen) eignet, muß sehr kleine Abmessungen haben. Das kann man bei Verwendung einer integrierten Schaltung oder entsprechend kleinen diskreten Bau-

Transistoren werden durch den Basisspannungsteiler des Eingangstransistors bestimmt. Dieser Spannungsteiler ist mit dem Kollektor des Endtransistors verbunden, so daß sich bei dieser Schaltung eine starke Gleichstrom-Gegenkopplung ergibt, die die Arbeitspunkte aller Transistoren gegenüber Betriebs- und Temperaturschwankungen stabilisiert. Die Leistungsverstärkung der Schaltung ist bei 1 kHz etwa 78 dB, die am magnetischen Kleinhörer zur Verfügung stehende maximale Ausgangsleistung beträgt 0,5 mW, und der Klirrfaktor ist etwa 5%. Zur Stromversorgung eignet sich beispielsweise eine Deac-Knopfzelle. Mit dem Einstellregler P1 wird die Stromaufnahme des Geräts auf 2 mA eingestellt.

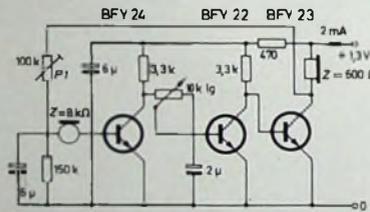


Bild 1. Schaltung des Hörgeräteverstärkers

elementen erreichen. Außerdem muß auch die Stromquelle ein möglichst kleines Volumen haben.

Bild 1 zeigt einen Schaltungsvorschlag von *Intermetall*. Die Arbeitspunkte der drei

Die Schaltung eignet sich auch zum Betrieb in Verbindung mit einer induktiven Hörschleife, wenn man an Stelle des Mikrofon eine Streufeldspule (Spule mit offenem Eisenkern) mit einer Induktivität von etwa 0,2 H verwendet.

(Nach *Intermetall*-Unterlagen)

## Leichte Nachfragebelegung in der Elektroindustrie

In der deutschen Elektroindustrie (Bundesrepublik und West-Berlin) mehren sich, wie dem soeben herausgegebenen Dreivierteljahresbericht des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie — ZVEI — in Frankfurt/Main zu entnehmen ist, erste Anzeichen für eine Belebung der Nachfrage. Während sich im Bereich der elektrotechnischen Konsumgüter schon jetzt eine Erholungstendenz abzuzeichnen scheint, wird beim Anlagengeschäft erst mit einer wesentlichen Zunahme gerechnet, wenn mit einer durchgreifenden Konjunkturbelebung neue Investitionsanreize und durch Verbesserung der Ertragslage ausreichende Finanzierungsmöglichkeiten vorhanden sind.

In den ersten drei Vierteljahren 1967 ist der Umsatz mit 22,1 Mrd. DM gegenüber dem Vorjahr um 6,6% zurückgeblieben. Der Auftragseingang war mit 21,6 Mrd. DM etwas kleiner als der Umsatz und lag um 7,2% niedriger als im Jahre 1966. Die Produktion blieb mit 20,5 Mrd. DM um 8,1% hinter dem Vorjahr zurück. Die Beschäftigten nahmen auf 877 000 (8%) ab.

Die Entwicklung in den einzelnen Produktionsbereichen war unterschiedlich. Am ungünstigsten sieht es bei den Starkstrom-Installationsgütern aus, die unter Zurückhaltung des Anlagengeschäftes der Energiewirtschaft und Industrie leiden. Dagegen verzeichnen die Investitionsgüter der Nachrichtentechnik, Meß- und Regietechnik einen erfreulichen Aufschwung. In der Fernmelde- und Kabeltechnik hat sich die Investitionshilfe aus dem 1. Konjunkturprogramm der Bundesregierung deutlich ausgewirkt. Unter den Gebrauchsgütern hat sich das Rundfunk- und Fernsehgeschäft ein wenig erholt, während die Haushaltsgeräte bis zum September noch keinen spürbaren Auftrieb erfahren. Insgesamt wird damit der Eindruck bestärkt, daß von den meisten Konjunkturbeobachtern die Stärke und Dauer der Rezession für die Elektroindustrie unterschätzt worden ist; sie hat sich hier später, aber nachhaltiger ausgewirkt, als angenommen worden war. Inzwischen hat sich die Lage jedoch hinreichend stabilisiert. Wieviel die Anzeichen für eine Besserung auf einmaligen Sonderereignissen beruhen (wie der Ablauf konjunktureller Sonderabschreibungen oder die bevorstehende Mehrwert- und Investitionssteuer), wird erst später abzusehen sein.

# Kondensator-Zündanlage für Kraftfahrzeuge

In letzter Zeit gewann die Hochspannungskondensator-Zündanlage (HKZ) für Kraftfahrzeuge zunehmend an Interesse<sup>1)</sup>. Sieht man von allzu optimistischen Erwartungen ab, dann bleiben immerhin noch einige Punkte übrig, die als Vorteile gegenüber der konventionellen Spulenzündung anzusehen sind:

1. mit der Drehzahl steigende Stromaufnahme, also geringe Stromaufnahme bei niedrigen Drehzahlen,
2. nahezu keine Stromaufnahme bei stehendem Motor und eingeschalteter Zündung (Zündspule kann nicht heiß werden),
3. praktisch kein Abbrand der Unterbrecherkontakte und damit keine Veränderung des einmal eingestellten Zündzeitpunktes,
4. niedriger Innenwiderstand auf der Hochspannungsseite, so daß selbst gröbere Nebenschlüsse (feuchte Verteilerkappe) keine nachteiligen Folgen haben.

Konventionelle Zündanlagen haben den Nachteil, daß die Ausbildung des Magnetfeldes in der Zündspule bei hohen Drehzahlen infolge der Zeitverzögerung des Stromanstiegs durch die Induktivität der Primärwicklung unvollständig ist, so daß die gespeicherte Energie und die damit verbundene Zündfunkenenergie bei hohen Drehzahlen abnehmen. Störend ist außerdem der Unterbrecherabbrand infolge des relativ hohen Stroms und des Abreißfunkenens. Bei normalen Kraftfahrzeugen besteht in bezug auf die Zündenergie kaum Anlaß, die konventionelle Anlage durch eine HKZ abzulösen, weil die Drehzahl kaum 6000 U/min überschreitet. Die richtige Kraftstoff-Luft-Gemischauflbereitung dürfte für die optimale Motorleistung weit wichtiger sein, als von einem kräftigeren Zündfunken „Wunder“ zu erwarten. Selbstverständlich darf ein Minimum an Zündenergie nicht unterschritten werden, sonst erreicht der Zündfunke seine optimale Brenndauer nicht.

Die Beschaffenheit des Zündfunken selbst ist ebenfalls wichtig. Er sollte möglichst einen kurzen Funkenkopf zur Verdampfung des Gemisches und einen langen Funkenstanz zur Zündung des entstandenen Gases aufweisen. Die konventionelle Zündung erfüllt diese Punkte recht gut, doch wird bei höheren Drehzahlen die Funkenbrenndauer immer kürzer, weil die gespeicherte Energie – wie schon erwähnt – abnimmt. Die HKZ bietet den Vorteil, die Zündleistung beliebig zu vergrößern. Wegen des Elektrodenabbrandes der Zündkerzen sollte die Erhöhung aber in vernünftigen Grenzen bleiben.

Ein weiterer echter Vorteil ist der niedrige Innenwiderstand der HKZ; er ist < 200 kOhm. Wer schon einmal wegen einer feuchten Verteilerkappe sein Fahrzeug nicht starten konnte, wird diesen Vorteil wohl zu schätzen wissen. Die Anlage gibt selbst bei einem größeren Ne-

beschluß noch genügend Spannung, um das Gemisch zu zünden.

## 1. Schaltungstechnik der HKZ

Im folgenden sind zwei HKZ-Schaltungen beschrieben, die sich vor allem durch die Art der Erzeugung der Ladespannung für den Zündkondensator unterscheiden. Grundsätzlich können normale Zündspulen an der HKZ betrieben werden, doch ist es vorteilhaft, an Stelle der Hochleistungs-zündspulen den später noch ausführlich beschriebenen Hochspannungstransformator zu verwenden. Auch kann es wegen des anders gearteten Funkens und des dann auch anders verlaufenden Verbrennungsvorgangs notwendig sein, bei einigen Wa-

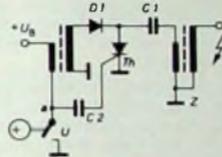


Bild 1. Prinzipschaltung der HKZ

gentypen den Zündzeitpunkt neu einzustellen. In Ausnahmefällen kann es vorkommen, daß sich bei Anwendung der HKZ Übergangsfehler im Vergaser herausstellen. In diesem Fall muß ein Vergasertfachmann, beispielsweise durch Anbringen von Bypass-Bohrungen, Abhilfe schaffen.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung der HKZ. Ein Impulstransformator erhöht die Betriebsspannung auf den gewünschten Wert. Über die Diode D1 wird der Kondensator C1 aufgeladen. Öffnet der Unterbrecherkontakt U, dann entsteht am Punkt a ein positiver Impuls, der über C2 den Thyristor Th zündet. Die in C1 gespeicherte Energie wird nun über Th in die Primärwicklung der Zündspule Z entladen. Die entstehende schnelle Feldänderung bewirkt dann in der Sekundärwicklung den Hochspannungsimpuls für die Zündkerzen.

## 1.1. Zündenergie und Drehzahl

Die Zündenergie einer konventionellen Zündanlage ist etwa 45 mWs. Diese Energie ist als völlig ausreichend anzusehen, zumal bei höheren Drehzahlen nur noch etwa 18 mWs verfügbar sind und auch damit unter normalen Betriebsbedingungen noch eine einwandfreie Zündung erfolgt. Legt man bei der Bemessung von C1 die erwähnten 45 mWs zugrunde, dann erhält man mit Hilfe der Beziehung

$$C = \frac{2A}{U^2}$$

(A = Energie in Ws, U = Spannung in V, C = Kapazität in F) bei 230 V Kondensatorspannung für C1

$$C_1 = \frac{2 \cdot 45 \cdot 10^{-3}}{5,29 \cdot 10^{-4}} = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ F}$$

$$C_1 = 1,7 \mu\text{F}$$

Bei 230 V Spannung speichert dieser Kondensator also die gleiche Energie wie die konventionelle Zündspule. Unter Berücksichtigung der Zündspulenverluste wählt man C1 mit 2 µF. (Bei ungeeigneten Zündspulen kann die erforderliche Kapazität aber erheblich größer sein.)

Tab. I. Zeitintervall T je Arbeitstakt bei Vier- und Sechs-Zylinder-Motoren und verschiedenen Drehzahlen

|                   |      |      |      |       |
|-------------------|------|------|------|-------|
| 4-Zylinder-Motor: | 3000 | 6000 | 9000 | U/min |
| 6-Zylinder-Motor: | 2000 | 4000 | 6000 | U/min |
| Zeitintervall T:  | 10   | 5    | 3,3  | ms    |

Für jeden Zündvorgang (Arbeitstakt) muß C1 auf die volle Spannung aufgeladen sein. Daraus kann man den hochzulässigen Innenwiderstand R1 der Ladestromquelle, also des Gleichspannungswandlers, errechnen. Tab. I zeigt die je Arbeitstakt bei Vier- und bei Sechs-Zylinder-Motoren verfügbare Zeit T bei verschiedenen Drehzahlen. Da der Gleichspannungswandler selbst vom Unterbrecherkontakt ein- und ausgeschaltet wird (s. Bild 1), arbeitet er intermittierend und ist wegen des Tastverhältnisses 1:1 des Unterbrecherkontakts für nur etwa 50% der Gesamtzeit in Betrieb. Deshalb muß man die Tab. I entnommene jeweilige Zeit noch halbieren, um die tatsächlich zum Aufladen von C1 verfügbare Zeit T/2 zu erhalten.

Wird ein Kondensator C über einen Widerstand R geladen, dann erreicht die Kondensatorspannung nach der Ladezeit  $\tau = RC$  rund 63% des maximal möglichen Wertes. Geht man von der zum Laden verfügbaren Zeit T/2 (s. Tab. I) aus, dann kann man den höchstzulässigen Innenwiderstand R1 der Ladestromquelle mit

$$R_1 \leq \frac{T/2}{C_1}$$

angeben. Für T/2 = 2,5 ms (6000 U/min eines Vier-Zylinder-Motors) und C1 = 2 µF ergibt das

$$R_1 \leq \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-6}} = 1250 \text{ Ohm}$$

Da der Kondensator aus dem schwingenden Gleichspannungswandler nicht kontinuierlich geladen wird, muß der Innenwiderstand des Wandlers noch kleiner sein. Soll C1 in der gleichen Zeit zu praktisch 100% geladen werden, dann darf der Innenwiderstand sogar nur den vierten Teil, also 312 Ohm betragen.

## 1.2. Gleichspannungswandler

Als Wandler wurde trotz des relativ niedrigen Wirkungsgrads ein Eintakt-Durchflußwandler gewählt. Wenn er stromgesteuert betrieben wird, schwingt er auch bei großer Last sehr gut an. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung. Wird die Batteriespannung UB angelegt, dann fließt über den durch R1 leicht geöffneten Transistor und die Primärwicklung N1 ein Strom. Er induziert eine Spannung in der Sekundär-

<sup>1)</sup> Steinberg, D.: Batteriegeladeste Zündanlagen für Otto-Motoren. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 22, S. 845-848

wicklung  $N_2$ . Am Punkt  $a$  ist das Potential gegenüber Masse negativ, so daß der Transistor voll durchgesteuert wird. Zugleich lädt der Strom durch  $N_2$  auch  $C1$  um einen bestimmten Betrag positiv auf. Der

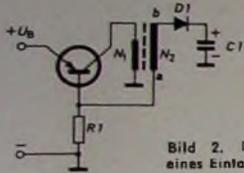


Bild 2. Die Prinzipschaltung eines Einakt-Durchflußwandlers

Strom durch  $N_1$  steigt aber nur so lange, bis der Eisenkern des Übertragers gesättigt ist. Dann kann keine Spannung mehr in  $N_2$  induziert werden, und die Ladung von  $C1$  hört auf. Nun bricht das im Übertrager vorhandene Magnetfeld zusammen und induziert in  $N_2$  eine Spannung entgegengesetzter Polarität, die den Transistor und die Diode  $D1$  schlagartig sperrt. Der aus der Induktivität und der Eigenkapazität des jetzt unbelasteten Übertragers gebildete Schwingkreis führt eine Halbschwingung aus. Sobald die Spannung an  $N_2$  wieder einen positiven Wert erreicht, der der Kondensatorspannung entspricht, öffnen die Diode  $D1$  und der Transistor wieder. Danach beginnt wieder Strom in  $N_1$  zu fließen, und der Kondensator wird um einen weiteren Betrag aufgeladen. Der beschriebene Vorgang wiederholt sich so lange, bis  $C1$  auf die dem Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Übertragers entsprechende höchstmögliche Spannung aufgeladen ist.

Der Strom in der Sekundärwicklung  $N_2$  ist zugleich auch Steuerstrom für die Basis des Transistors. Da die Ströme umgekehrt proportional zu den Windungszahlen der Übertragerwicklungen sind, muß der Transistor eine Stromverstärkung haben, die gleich oder größer als das Übersetzungsverhältnis des Übertragers ist.

Der wirksame Innenwiderstand  $R_i$  des Gleichspannungswandlers setzt sich aus dem Übertragerwiderstand, dem Innenwiderstand des Transistors und dem Widerstand der Zuleitungen zwischen Batterie und Wandler zusammen. Der Durchlaßwiderstand von  $D1$  kann vernachlässigt werden. Zwischen dem Innenwiderstand  $R_i$  der Wandlerschaltung und dem Spannungsübersetzungsverhältnis des Übertragers besteht eine gegenseitige Abhängigkeit, weil der auf der Primärseite wirksame Widerstand  $R_p$  mit dem Quadrat des Windungszahlverhältnisses  $\bar{u}^2$  auf die Sekundärseite transformiert wird. Dazu kommt dann noch der Widerstand  $R_s$  der Sekundärwicklung, so daß

$$R_i = \bar{u}^2 \cdot R_p + R_s$$

gilt. Wie schon erwähnt, muß der Innenwiderstand andererseits so klein sein, daß der Kondensator in der Zeit  $T/2$  auf die höchstmögliche Spannung aufgeladen wird. Dazu muß er den vierten Teil des aus der Zeitkonstante  $T/2 = R_i \cdot C_1$  errechneten Wertes, also

$$R_i = \frac{T/2}{4 \cdot C_1}$$

betragen. Setzt man beide Ausdrücke für  $R_i$  gleich, dann erhält man

$$\bar{u}^2 \cdot R_p \cdot R_s = \frac{T/2}{4 \cdot C_1}$$

In der Praxis kann man für  $R_p$  mit nicht weniger als 0,5 Ohm rechnen, wovon 0,1 Ohm auf die Primärwicklung des Übertragers und je 0,2 Ohm auf den Transistorwiderstand und die Batteriezuleitungen entfallen. Für  $\bar{u}$  erhält man bei einer 12-V-Batterie und bei den geforderten 230 V am Kondensator  $C1$

$$\bar{u} = \frac{230}{12} = 19,2$$

Mit diesen Werten kann man nun den höchstzulässigen Widerstand  $R_s$  der Sekundärwicklung  $N_2$  bestimmen. Es ist

$$R_s \leq \frac{T/2}{4 \cdot C_1} - \bar{u}^2 \cdot R_p$$

und mit  $T/2 = 2,5$  ms,  $C_1 = 2 \mu\text{F}$ ,  $\bar{u} = 19,2$  und  $R_p = 0,5$  Ohm erhält man

$$R_s \leq \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} - 19,2^2 \cdot 0,5$$

$$R_s \leq 127 \text{ Ohm}$$

Größer als höchstens 127 Ohm darf der Sekundärwiderstand unter den genannten Bedingungen also nicht werden, wenn  $C1$  sich in 2,5 ms voll auf die verfügbaren 230 V aufladen soll.

Bei der praktischen Verwirklichung muß man leider mit noch weiteren Verlusten, vor allem mit der Streuinduktivität des Übertragers, rechnen. Eine genaue Berechnung aller Einflußgrößen ist aber recht schwierig, so daß man das Übersetzungsverhältnis größer wählt und wegen des dann ebenfalls größeren Innenwiderstandes nicht mehr mit der vollen Aufladung von  $C1$  in der Zeit  $T/2$  rechnet. Das ist aber wegen der höheren treibenden Spannung auch nicht erforderlich. Schon ein Teilbetrag davon ergibt die gewünschte Kondensatorspannung. Als Nachteil dieser Dimensionierung nimmt man die von der Motordrehzahl abhängige Kondensatorspannung in Kauf. Bei niedrigen Drehzahlen ( $T/2 > 2,5$  ms) hat der Kondensator Zeit, sich auf eine höhere Spannung aufzuladen, deren obere Grenze durch das Spannungsübersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Übertragers gegeben ist. Diese Abhängigkeit ist aber nicht sehr stark, weil die Ladekurve für  $C1$  in ihrem letzten Teil schon recht flach verläuft. Bei den im folgenden angegebenen erprobten Schaltungen wurde der Gleichspannungswandler nach diesem Prinzip dimensioniert.

### 1.3. Zündanlage „CTH 1“

Bild 3 zeigt die Schaltung der Zündanlage „CTH 1“. Wird der Unterbrecher  $U$  geschlossen, dann fließt durch  $N_1$  ein Strom. Er induziert in  $N_2$  eine Spannung, die  $C1$  über  $D2$  und  $D3$  auflädt.  $D1$  verhindert

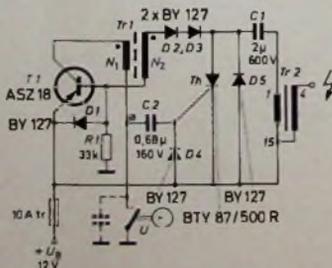


Bild 3. Schaltung der Zündanlage „CTH 1“

das Überschreiten der zulässigen Sperrspannung zwischen Emitter und Basis von  $T1$ . Der Wandler lädt  $C1$  auf etwa 320 V auf. Da bei stehendem Motor und geschlossenem Unterbrecher die Schwingungen des Wandlers nicht aussetzen, steht an  $C1$  die volle Spannung von 320 V zur Verfügung. Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt lädt sich außerdem  $C2$  über  $D4$  auf die Batteriespannung  $U_B$  auf. Öffnet  $U$ , dann wird der Punkt  $a$  positiv. Dieses Potential sowie die Spannung an  $C2$  addieren sich, und ein positiver Impuls gelangt zur Steuerelektrode des Thyristors  $Th$ . Dieser zündet nun und entlädt  $C1$  über die Primärwicklung von  $Tr2$ . Sie bildet mit  $C1$  einen Schwingkreis, der jetzt über  $Th$  geschlossen ist.

Nach Ablauf des Zündvorgangs (in der ersten halben Periode) entsteht durch die restliche im Schwingkreis verbliebene Energie eine Spannung mit umgekehrtem Vorzeichen. Der Thyristor wird gesperrt, und die beim Zündvorgang verbliebene Restenergie wird über  $D5$  dem Kondensator  $C1$  zugeführt. Während der gesamten Zündperiode bleibt der Wandler abgeschaltet, so daß  $C1$  nur aus der Energieerzeugung über  $D5$  geladen wird. Eine Fehlzündung kann nicht auftreten. Beim Schließen des Unterbrechers lädt sich  $C2$  erneut über  $D4$  auf. Diese Diode verhindert außerdem das Wirksamwerden negativer Störimpulse, die die Steuerelektrode von  $Th$  schädigen könnten. Sobald  $U$  geschlossen ist, setzt der Wandler wieder ein.  $C1$  wird aufgeladen und steht für den nächsten Zündvorgang bereit.

Für den Anlaßvorgang steht bei dieser schon im Abschnitt 1.2. angegebenen Auslegung eine erhöhte Zündleistung zur Verfügung. Der Abfall auf 230 V Spannung an  $C1$  ist erst bei etwa 6000 U/min erreicht. Der Unterbrecherkontakt bleibt auch bei dieser Anlage geschont, obwohl relativ hohe Spitzenströme (10 A) auftreten. Nach Schließung von  $U$  tritt der Spitzenstrom infolge der Wicklungsinduktivität von  $N_1$  nämlich zeitverzögert auf, so

Tab. II. Wickeldata des Übertragers  $Tr1$  für „CTH 1“

|                          |                                                     |
|--------------------------|-----------------------------------------------------|
| Ferritkern UI 68:        | U-Kern „VK 235 01“<br>I-Kern „VK 235 01“<br>(Valvo) |
| Luftpalt:                | 0,1 mm                                              |
| Primärwicklung $N_1$ :   | 60 Wdg., 1,0 CuL                                    |
| Sekundärwicklung $N_2$ : | 1470 Wdg., 0,18 CuL<br>(130 Wdg. je Lage)           |

daß die Höchstbelastung erst bei völlig geschlossenem Kontakt erfolgt. Beim Öffnen des Unterbrechers fließen nur wenige mA Strom, da  $C1$  weitgehend aufgeladen ist und der Wandler dann nur wenig Strom aufnimmt. Der gestrichelt eingezeichnete Unterbrecherkondensator braucht nicht entfernt zu werden.

In Tab. II sind die Daten für den Wandlerübertrager  $Tr1$  zusammengestellt. Die Wicklungen erhalten einen Lagenaufbau ähnlich dem eines Zeilentransformators in Fernsehgeräten. Zwischen jeder Lage wird eine Windung 0,1 mm dicke Acetatfolie eingelegt. Es ist gut, den Wickel in Polyesterharz unter Vakuum zu tränken. Der Kern muß fest verschraubt werden, und die Spalte sowie der Wickel mit dem Kern sollten mit „UHU-plus“ verklebt sein.

An Stelle der im Bild 3 angegebenen Halbleiter können auch ähnliche Ausführungen

verwendet werden. Der Thyristor soll aber für einen periodischen Spitzenstrom  $\geq 100$  A und für eine periodische Spitzenspannung  $\geq 500$  V ausgelegt sein. Diese Spannungsfestigkeit mag etwas hoch scheinen, doch ist zu bedenken, daß in einem 12-V-Bordnetz Überspannungen bis zu etwa 16 V auftreten können. Bei dem Übersetzungsverhältnis  $\bar{u} = 27$  des Übertragers  $Tr1$  ergibt das am Thyristor Spannungen bis zu rund 430 V. Der Transistor  $T1$  sollte folgende Mindestgrenzwerte haben:  $U_{CE} = -35$  V,  $I_{CM} = 10$  A und  $B = 27$ . Die Montage von  $T1$  erfolgt isoliert (unter Zwischenschaltung einer Glimmerscheibe) auf einem Messingblech mit den Abmessungen  $120$  mm  $\times$   $100$  mm  $\times$   $1$  mm. Dieses Blech trägt auch den Überträger  $Tr1$  und die Platine mit den übrigen Bauelementen. Es wird an einer Seitenwand im Motorraum befestigt. Zweckmäßigerweise verwendet man dazu ein spritzwasserdichtes Gehäuse. Für  $C1$  eignet sich selbstverständlich nur ein schaltfester statischer Kondensator, zweckmäßigerweise ein MP-Kondensator.

#### 14. Zündanlage „CTH 2“

Bei der im Bild 4 dargestellten Schaltung der Zündanlage „CTH 2“ arbeitet der

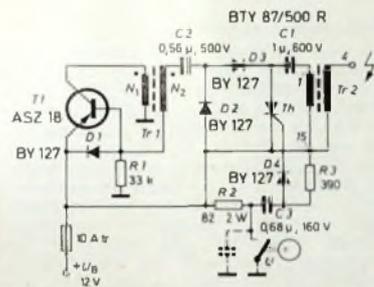


Bild 4. Schaltung der Zündanlage „CTH 2“

Gleichspannungswandler in Summierschaltung. Dabei werden auch die negativen Anteile der von der Sekundärwicklung gelieferten Spannung ausgenutzt. Die Gleichrichterschaltung aus  $C1$ ,  $C2$ ,  $D2$  und  $D3$  entspricht der Villardschaltung, die bei symmetrischer (beispielsweise sinusförmiger) Wechselspannung als Spannungsverdopplerschaltung bezeichnet wird. Bei dieser Anordnung braucht der Wandler nicht abgeschaltet zu werden, da  $C2$  einen Kurzschluß bei gezündetem Thyristor verhindert.

Beim Summierwandler wirken sowohl  $C1$  als auch  $C2$  als Energiespeicher, und es werden beim Anlassen 120 mWs, bei Drehzahlen bis zu 6000 U/min noch über 60 mWs erreicht. Die Triggerschaltung für den Thyristor ist gegenüber der Zündanlage „CTH 1“ etwas abgeändert. Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt lädt sich  $C3$  über  $R3$  auf die Batteriespannung auf. Wird  $U$  geöffnet, dann entlädt sich  $C3$  über  $R2$  und  $D4$  in die Steuerstrecke des Thyristors, so daß dieser zündet. Für den Wandlerüberträger kann der gleiche Ferritkern wie bei der „CTH 1“ Verwendung finden, und auch die Primärwicklung bleibt unverändert. Die Sekundärwicklung erhält jedoch nur 1100 Windungen, 0,2 CuL.

#### 2. Hochspannungstransformator „HVT 1“

Eine wirkliche Verbesserung der Leistung kann eine HKZ nur bringen, wenn die in

$C1$  gespeicherte Energie mit möglichst geringen Verlusten an die Zündkerzen gelangt. Das geschieht bei der Verwendung einer normalen Zündspule in den seltensten Fällen. Sie sollte daher durch einen speziellen Hochspannungstransformator ersetzt werden. Die normale Zündspule hat eine Primär- und eine Sekundärwicklung. Die Primärwicklung besteht aus wenigen Windungen und hat eine geringe Induktivität. Die Sekundärwicklung hat dagegen eine große Induktivität und eine hohe Eigenkapazität. Die Eigenresonanz der Sekundärspule liegt bei 1...2 kHz. Für die konventionelle Zündung ist das günstig, nicht aber in Verbindung mit der HKZ. Bei ihr wird der Primärspule der Kondensator  $C1$  zugeschaltet. Daraus ergibt sich ein Schwingkreis, der eine Resonanzfrequenz von etwa 5...8 kHz hat. Die Sekundärspule wird jedoch durch die Transformation von  $C1$  zu noch tieferen Frequenzen hin verstimmt. Das heißt, der Sekundärkreis kann der schnellen Primär-schwingung nicht folgen, und die Energie der HKZ gelangt nicht an die Zündkerzen. Je nach Zündspule gibt es natürlich graduelle Unterschiede. Abhilfe bringt ein spezieller Hochspannungstransformator, der sich mit einigem Geschick selbst bauen läßt.

Auf den gleichen Kern wie für die Wandlerüberträger wird ein Papptröhrchen von etwa 0,5 mm Wanddicke aufgepaßt. Hier auf wird der Primärwickel aufgebracht (24 Windungen, 1 mm CuL). Diese einlagige Spule muß mit 6 Windungen aus 0,1 mm dicker Acetatfolie umwickelt werden. Das Ganze ist dann zu einer festen

„UHU-plus“ zu bestreichen. Dann muß diese Spule in Polyesterharz im Vakuum getaucht werden. Nach dem Aushärten ist der U-Schenkel einzuschieben und fest mit dem I-Teil zu verschrauben.

Die so erhaltene Zündspule hat eine Sekundärfrequenz  $> 100$  kHz. Die Primärfrequenz liegt je nach der Kapazität von  $C1$  zwischen 10 und 20 kHz. Da der Hochspannungstransformator außerdem auf einen Ferritkern gewickelt ist, kommt eine gute Leistungsübertragung zustande. Um Störstrahlung zu vermeiden, sollte der Transformator in ein Metallkästchen eingebaut werden.

Vergleichsmessungen zwischen einer normalen 12-V-Zündspule und dem „HVT 1“ zeigten eindeutig, daß der Hochspannungstransformator einen bedeutend kräftigeren Funken entstehen läßt. Die Messungen beziehen sich auf einen Kondensator von 1,6  $\mu$ F bei 250 V Ladespannung. Bild 5 zeigt die Oszillogramme des Funkenstroms. Der Funkenstrom wurde mit einer Stromzange am masseseitigen Ende der Hochspannungswicklung gemessen. (Zweckmäßigerweise verbindet man das kalte Ende der Hochspannungswicklung des „HVT 1“ mit Masse und nicht mit  $+U_B$  wie bei der konventionellen Zündspule.) Die Funkenstrecke hatte eine Weite von 2 mm (Elektrodenabstand einer Zündkerze und Abstand des Verteilerfingers).

Die Kurven im Bild 5a zeigen den Strom-Spannungs-Verlauf während der Funkenentladung bei einer normalen Zündspule. Es zeigt sich, daß der Entladevorgang aus

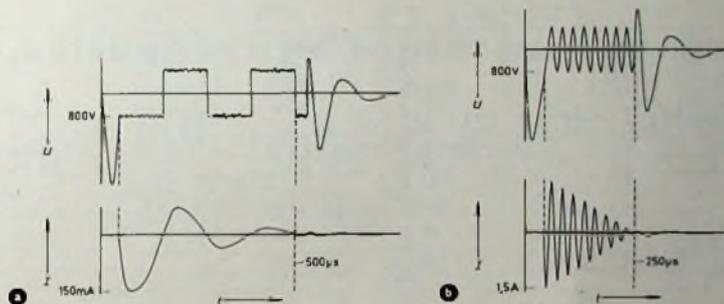


Bild 5. Oszillogramm des Zündfunken: a) Strom-Spannungs-Verlauf während der Funkenentladung bei normaler Zündspule, b) Verhalten mit Hochspannungstransformator „HVT 1“

Einheit zu verkleben, denn auf diesen Wickel wird der sehr empfindliche Hochspannungswickel aufgebracht. Er besteht aus 2300 Windungen, 0,1 mm CuL. Die erste Lage ist in der Mitte auf dem Primärwickel anzubringen und besteht aus 60 Windungen. Diese Lage wird mit einer Windung 0,1 mm dicker Acetatfolie abgedeckt. Dann folgen weitere 60 Windungen und Folie. Auf diese Weise werden alle 2300 Windungen gewickelt. Die Folie muß die Spule beidseitig um etwa 7 mm überragen, um Überschläge zu vermeiden. Nach der letzten Lage folgen noch 10 Windungen Acetatfolie, durch die der Wickelausläufer mit nach außen gezogen wird. Der Ausläufer muß mit der Folie aufgewickelt werden. Die Folie wird dann mit Aceton verklebt. Am Wickelausläufer befestigt man das Zündkabel und schlingt es mit einer Windung um den Wickel, um es zugfest zu machen. Die Lötstelle muß mit „UHU-plus“ dick verklebt werden. Außerdem ist es ratsam, die gesamte letzte Folienwindung einige Male dick mit

vier Einzelfunken besteht, die mit wechselnder Polarität aufeinanderfolgen. Der erste Funke ergibt einen Strom von 150 mA im Flammbogen. Der zweite Funke ergibt nur noch etwa 50 mA. Die Gesamtzeit für alle vier Funken ist 500  $\mu$ s. Die Kurven im Bild 5b zeigen das Verhalten des Hochspannungstransformators „HVT 1“. Es entstehen etwa zwölf Einzelfunken mit einer Gesamtzeit von 250  $\mu$ s. Beim ersten Funken fließen nicht weniger als 1,5 A (!) Flammbogenstrom. Erst langsam nimmt der Strom von Funke zu Funke ab. Das ergibt eine sehr gute Gemisch-Verbrennung. Da der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle niedrig ist, ist das Berühren hochspannungsführender Bauteile gefährlich. Ein entsprechendes Hinweisschild auf Lebensgefahr ist daher dringend zu empfehlen.

Bei der Entwicklung dieser Anlage wurde darauf geachtet, mit einem Minimum an Bauteilen auszukommen. Die Musteranlage ergab mit einem Wert für  $C1$  von 1,5  $\mu$ F die besten Resultate.

# Universal-Transistor-Morsegenerator

### Technische Daten

Schwingungserzeuger: RC-Generator  
 Frequenz: einstellbar von 600 bis 1000 Hz  
 NF-Verstärker: dreistufig  
 Lautstärke: stetig regelbar  
 NF-Ausgangsleistung: 1 W  
 Ausgänge: niederohmig für Zweitlautsprecher,  
 hochohmig für Kopfhörer  
 Stromaufnahme: 13 mA im Leerlauf,  
 150 mA bei  
 Vollaussteuerung  
 Stromversorgung: 9-V-Batterie  
 Bestückung: 2 x BC 131, BC 107, AC 117,  
 AC 175, BAY 19, ZF 6,2  
 Abmessungen: 203 mm x 154 mm x 63 mm  
 Gewicht: 1,9 kg mit Batterie

Für den Morseunterricht ist ein NF-Generator erforderlich, der eine konstante Frequenz mit geringem Tastklick liefert, leicht transportabel ist und sich den betriebstechnischen Anforderungen anpassen läßt. Der Transistor-Morsegenerator hat entgegen den früher üblichen Röhrenschaltungen den Vorteil der Netzunabhängigkeit und ist dadurch überall einsatzbereit. Das Gerät kann wahlweise mit dem eingebaute Lautsprecher, einem Außenlautsprecher oder mit Kopfhörer betrieben werden.

und C 5 lassen sich auch andere Werte für die Tonfrequenz festlegen.

Der ziemlich saubere Sinus wird über C 7 ausgekoppelt. Damit der Generator durch die NF-Endstufe nicht belastet wird, ist eine Pufferstufe zwischen Generator und NF-Endstufe geschaltet. Diese Stufe arbeitet in Kollektorschaltung und ist mit dem Siliziumtransistor BC 107 (T 2) bestückt. Sie wurde so dimensioniert, daß sie hohe Eingangsspannungen ohne Übersteuerung verarbeiten kann. Die Spannungsverstärkung dieser Stufe ist 1. Die Tonfrequenz wird über C 8 ausgekoppelt und dem Lautstärkepotentiometer zugeführt.

Die Spannung für den RC-Oszillator und für die Pufferstufe wird mit der Z-Diode D 2 stabilisiert. Dadurch bleibt die Frequenz des RC-Generators bis zu einer Batteriespannung von etwa 7 V konstant. Über C 9 gelangt die Tonfrequenz an die Basis des Treibertransistors T 3. Er ist bei hohen Frequenzen über C 10 ausgekoppelt. Um eine symmetrische Aussteuerung auch bei Speisespannungen, die unter dem Nennwert der Batteriespannung liegen, zu erreichen, muß der Arbeitspunkt des Treibertransistors der sich ändernden Batteriespannung folgen. Man erreicht das durch Einstellen des Arbeits-

stehenden Spannungsteiler abgegriffen. Diesem ist die Referenzdiode D 1 parallel geschaltet, die in Durchlaßrichtung arbeitet. Die ganze Parallelschaltung liegt im Kollektorkreis des Treibertransistors T 3. Der Halbleiter R 13 stabilisiert den Kollektorruhestrom der Endstufentransistoren T 4, T 5 gegen Temperaturschwankungen. Über C 11 wird die Tonfrequenz dem Lautsprecher zugeführt.

Kondensator C 6 verhindert beim Absinken der Batteriespannung ein Blubbern des Verstärkers. Beim Anschließen eines Außenlautsprechers an die Buchse Bu 2 wird der eingebaute Lautsprecher über einen Schalter an der Buchse abgeschaltet. Sollen ein oder mehrere Kopfhörer angeschlossen werden, dann kann man mit S 2 den Ausgangstransformator an den Ausgang des NF-Verstärkers legen und den Innenlautsprecher abschalten. Der Kopfhörer wird an Bu 3 angeschlossen, die Morsetaste an Bu 1.

### Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist in ein handelsübliches Kleingehäuse „88/1“ von Leistner eingebaut. Auf der linken Seite der Frontplatte (Bilder 2 und 3) wurden der Ein-/Aus-Schalter S 1 und der Schalter S 2 zum Umschalten von Kopfhörer- auf Lautsprecherbetrieb befestigt. Daneben folgen der Regler für Tonhöhe und das Lautstärkepotentiometer. Der Lautsprecher ist an der Frontplatte befestigt. Er wurde mit zwei Blechwinkeln gehalten. Man kann für den Schallaustritt entweder die Schallöffnung aussägen oder Löcher in die Frontplatte

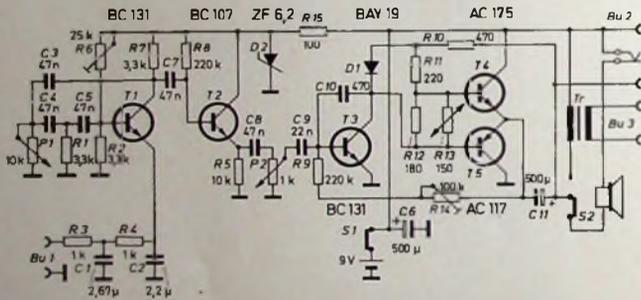


Bild 1. Schaltung des Gerätes



Bild 2 (oben). Gesamtsicht des Morsegenerators

Wegen der verhältnismäßig großen Ausgangsleistung von 1 W lassen sich auch mehrere Kopfhörer anschließen. Die kompakte Konstruktionstechnik - es wird ein neues Mini-Metallgehäuse verwendet - erleichtert den transportablen Einsatz.

### Schaltung

Der Generator nach der Schaltung entsprechend Bild 1 arbeitet als RC-Generator mit dem Phasenschieber-Netzwerk C 3, C 4, C 5, R 1, R 2, P 1. Es wurde Emittertastung angewendet. Diese Schaltung ist vorteilhaft, denn es treten keine störenden Tastklicks auf. C 2 ist sehr klein dimensioniert, da sonst Anstiegs- und Abfallzeiten des Generators zu lang werden. Eine besonders weiche Tastung ist möglich, wenn man den Emittewiderstand aufteilt (R 3, R 4) und abblockt. Es entsteht ein Tiefpaß, der Anstieg und Abfall des Emittierstromes etwas verzögert. Mit R 6 läßt sich der Arbeitspunkt des RC-Generators einstellen. Die Tonfrequenz kann mit dem Potentiometer P 1 von 600 Hz bis 1000 Hz eingestellt werden. Durch Ändern der Werte von C 3, C 4



Bild 3. Maßskizze der Frontplatte

punktes von T 3 mittels R 14. Gleichzeitig wird mit R 9, R 14 eine gute Stabilisierung des Kollektorstromes der Treiberstufe gegen Temperaturschwankungen erreicht. Die Basis-Emitter-Vorspannungen der in Kollektorschaltung arbeitenden Endstufentransistoren werden an einem aus den Widerständen R 10, R 11, R 12, R 13 be-

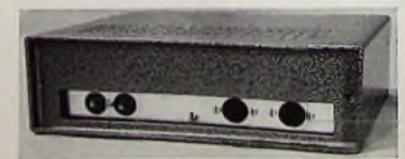


Bild 4 (oben). Rückansicht des Gerätes mit Buchsenleiste

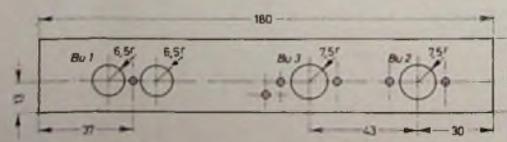


Bild 5. Anordnung der Buchsen auf der Rückseite

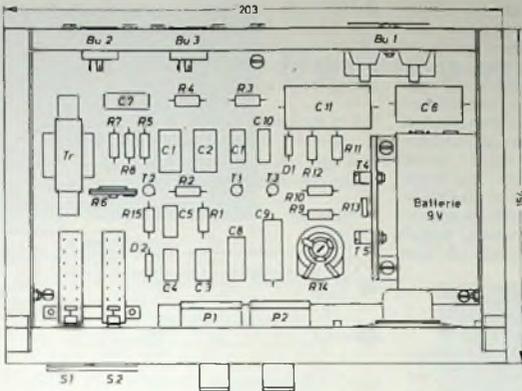


Bild 6. Einzelteilanordnung auf der Montageplatte

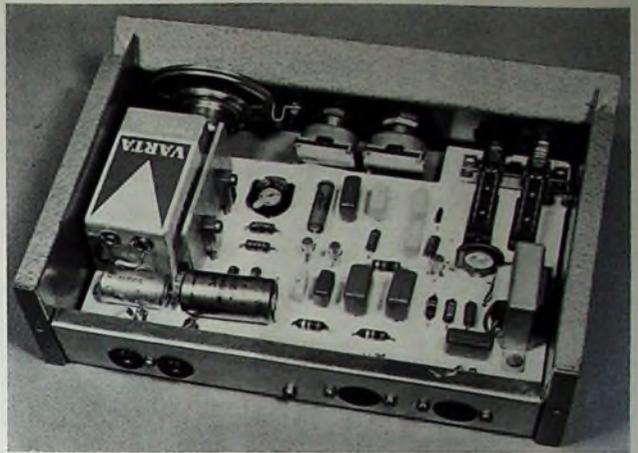


Bild 7. Blick in das Innere des Gerätes

Einzelteilliste

|                                                                      |               |
|----------------------------------------------------------------------|---------------|
| Drucktastenaggregat „2 x D 17,5 DV 40“                               | (Shadow)      |
| Lautsprecher, 45 Ω                                                   |               |
| Elektrolytkondensator, 30/35 V (C 11)                                | (NSF)         |
| Elektrolytkondensator, 15 V (C 6)                                    | (Wima)        |
| Kondensatoren „MKS“ (C 1, C 2, C 7, C 8)                             | (Wima)        |
| Kondensatoren „FKC“ (C 3, C 4, C 5, C 10)                            | (Wima)        |
| Kondensator „Eroid“ (C 9)                                            | (Roederstein) |
| Widerstände, 0,5 W                                                   | (Dralowid)    |
| Trimpotentiometer „59 Tr-P“ (R 6) und „59 Tr“ (R 14)                 | (Dralowid)    |
| NTC-Widerstand „K 11“                                                | (Siemens)     |
| Potentiometer „55 U“                                                 | (Dralowid)    |
| Ausgangsüberträger „Tr 2“                                            | (Engel)       |
| Doppelbuchse (Bu 1)                                                  | (Mozar)       |
| Drehknöpfe „490/6“                                                   | (Mozar)       |
| Lautsprecherbuchsen „LB 3“                                           | (Hirschmann)  |
| Gehäuse „88/1“                                                       | (Leistner)    |
| Batterie „28“, 9 V                                                   | (Pertrix)     |
| Diode BAY 19, ZF 6,2                                                 | (Intermetall) |
| Transistoren BC 107 A, 2 x BC 131 C, AC 117, AC 175                  | (Telefunken)  |
| Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel |               |

sucht werden. Dann wird mit dem Trimmerregler R 6 der RC-Generator auf einwandfreien Sinus eingestellt. Hierzu ist ein Oszillograf notwendig. Der Ruhestrom der Endstufe ist etwa 7...8 mA. Am Kollektor des Treibertransistors liegt etwa die Hälfte der Batteriespannung. Die Emitt-

spannung der beiden Endstufentransistoren ist um 0,15 V höher als die Basisspannung und hat 4,65 V. Durch Einstellen von R 14 wird ein gleichzeitiges Abkappen des Sinus bei Vollaussteuerung erreicht. Hierfür ist ebenfalls eine Kontrolle mit einem Oszillografen empfehlenswert.

Meßtechnik

Leitungs- und Fehlersuchgerät

1. Prinzip

Der Verlauf von unter Putz verlegten Leitungen ist oft unbekannt. Fließt in elektrischen Versorgungsleitungen ein 50-Hz-Wechselstrom, dann kann man den Verlauf der Leitungen beispielsweise mittels eines Tastkopfes mit 50-Hz-Schwingkreis, dem ein einfacher Verstärker nachgeschaltet wird, feststellen<sup>1)</sup>. Eine Fehlersuche ist mit diesem Verfahren jedoch nur bedingt mög-

lich, da zum Beispiel bei einem Kurzschluß die betreffende Leitung über die ihr zugeordnete Sicherung vom 50-Hz-Netz abgeschaltet ist. Für eine Fehlersuche ist es deshalb zweckmäßiger, die Leitung vom 15-kHz modulierte Prüfender arbeitet bei einer Frequenz von etwa 100 kHz und gibt eine Leistung von einigen mW ab (wie für das Arbeiten mit jedem Prüfender sind auch hier die Bestimmungen der Deutschen Bundespost zu beachten).

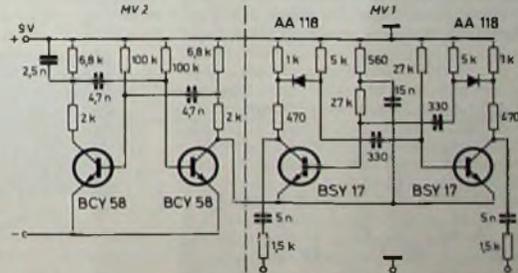
bohren. An der Gehäuserückseite (Bilder 4 und 5) sind von links nach rechts die Buchsen Bu 1, Bu 3 und Bu 2 angeordnet. Als Chassis (Bilder 6 und 7) wurde eine weiße 175 mm x 125 mm große doppel-lagige Resopalplatte verwendet. In die Platte werden 1 mm große Löcher gebohrt, die Bauteile durchgesteckt und unter der Platte in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Hinter dem Drucktastenaggregat befinden sich der Ausgangsüberträger Tr und die Bauteile für die Pufferstufe. Es schließen sich der Tongenerator an sowie die Kühlfläche für die beiden Endstufentransistoren und die 9-V-Batterie.

Die Kühlfläche für die beiden Endstufentransistoren muß mindestens 16 cm<sup>2</sup> groß sein. Sie wird aus einem 2 mm dicken und 60 mm x 40 mm großen blanken Aluminiumstück gefertigt. Das Blech ist so zu biegen, daß ein L-Winkel entsteht. An diesen Montagewinkel werden dann die Endstufentransistoren befestigt.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor das Gerät eingeschaltet wird, sollte die Verdrahtung auf etwaige Fehler unter-

Bild 1. Prüfender für Leitungs- und Fehlersuchgerät

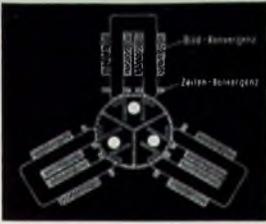


<sup>1)</sup> Leitungssuchgerät mit Tastkopf Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 21, S. 770

<sup>2)</sup> Hirschmann, W.: Elektronisches Leitungs- und Fehlersuchgerät Siemens-Bauteile-Informationen Bd 5 (1967) Nr. 4, S. 119 bis 120



# Service von Farbfernsehempfängern



## 1. Allgemeines

Die Farbfernsehtechnik ist keine grundlegend neue Technik, sondern eine Erweiterung des üblichen Schwarz-Weiß-Fernsehens. Außer den vom Schwarz-Weiß-Fernsehen her gewohnten betriebsmäßigen Einstellorganen hat jeder Farbfernsehempfänger zwei zusätzliche Einstellknöpfe, den Farbkontrastregler (Farbsättigungsregler) und den Farbtonregler, von denen der Farbkontrastregler der wichtigere ist. Auf die richtige Grundeinstellung des Farbfernsehempfängers wurde schon verschiedentlich hingewiesen, beispielsweise im Heft 24/1967, Seite 936. Wie beim Schwarz-Weiß-Empfänger, so stellt man auch beim Farbfernsehempfänger das Schwarz-Weiß-Bild auf besten Bildeindruck und beste Auflösung ein und gibt mit dem Farbkontrastregler allmählich die Farben zu. Eine Anpassung des Farbtons an den Geschmack des Betrachters läßt sich zusätzlich innerhalb sehr eingeschränkter Grenzen mit Hilfe des Farbtonreglers durchführen.

Mit jedem ungewohnten Vorgang muß der Kunde naturgemäß vom Fachhandel erst vertraut gemacht werden. Deshalb ist es notwendig, daß Verkäufer und Servicetechniker die Technik der Grundeinstellung schnell und sicher beherrschen.

Das dem Farbfernsehempfänger angebotene Signal muß ausreichend groß und frei von Störungen sein. Eine zweckentsprechende Antenne ist hierzu Voraussetzung. Der Servicetechniker soll deshalb auch über grundsätzliche Antennenfragen Auskunft geben können, auf die einleitend ebenso wie auf den gegenüber dem Schwarz-Weiß-Empfänger unterschiedlichen Aufbau des Farbfernsehempfängers noch kurz eingegangen wird.

Für den Empfängerservice bringt die Farbfernsehtechnik manche neuen Probleme, von denen zum Beispiel die Konvergenzeinstellung der verwendeten Dreistrahl-Bildröhre anfänglich wohl zeitraubend, aber keineswegs schwierig ist. Notwendig für den Service ist auf jeden Fall eine Erweiterung des Schwarz-Weiß-Meßplatzes.

## 2. Antennenprobleme

Der Antennenaufwand ist von der Feldstärke am Empfangsort und von den dort vorhandenen Empfangsbedingungen abhängig. Mit einer Antenne, die ein einwandfreies Schwarz-Weiß-Bild ermöglicht, ist auch ein einwandfreier Farbeingang zu erwarten. Besondere Antennen für das Farbfernsehen gibt es nicht. Sachgemäß installierte Einzel- und Gemeinschaftsantennenanlagen, die ein Signal für ein grieffreies und reflexionsfreies Schwarz-Weiß-Bild liefern, sind auch für den Farbeingang geeignet. Allerdings sollte man

in bezug auf die dem Empfänger angebotene Eingangsspannung ruhig etwas anspruchsvoller als leider manchmal beim Schwarz-Weiß-Empfang sein. Antennen mit geringer Leistung, die nur ein verwaschtes Schirmbild bringen, sollten stets durch leistungsfähigere Antennen ersetzt werden. Zum Ausgleich von Kabeldämp-

stets die bessere Richtwirkung hat, kann es nun durchaus zweckmäßig sein, selbst dann größere Antennen zu verwenden, wenn bereits eine kleinere Antenne eine für grieffreie Bilder ausreichende Antennenspannung bringt. In besonders schwierigen Empfangslagen lassen sich zur weiteren Verbesserung des zur Ausblendung von Reflexionen besonders wichtigen horizontalen Richtdiagramms auch Yagi-Antennen des gleichen Typs nebeneinander anordnen (Zwillingsantennen), wodurch auch der Gewinn im Vergleich zur Einzelantenne um einige dB steigt. Bei von rückwärts einfallenden Reflexionen (Sonderfall) kann man gegebenenfalls Gitterwandantennen einsetzen, bei denen die große Reflektorwand solche Reflexionsstörungen besonders gut unterdrückt.

Bei Störungen aus vorzugsweise vertikaler Richtung (von Kraftfahrzeugen, Haushalts-, Diathermiegeräten oder dergleichen her) baut man zwei oder mehrere Antennen des gleichen Typs übereinander, um das Vertikaldiagramm zu verbessern. In Gemeinschafts-Antennenanlagen sind unter Umständen Fehlererscheinungen möglich, die durch Verstimmungen des Antennenverstärkers hervorgerufen werden. Bild 1 zeigt die Durchlaufkurve eines richtig abgeglichenen Antennenverstärkers. Fällt dagegen der Höcker zur Seite des Farbtügers FT um über 3 dB ab (Bild 2), dann erscheinen die Farben weniger gesättigt. Dieser Fehler läßt sich jedoch noch mit dem Farbkontrastregler des Empfängers ausgleichen. Bei einem Abfall von über 6 dB (Bild 3) erscheinen jedoch nur noch flauere Farben, oder der Farbschalter des Empfängers schaltet auf Schwarz-Weiß-Empfang um; ein Ausgleich am Empfänger ist nicht möglich.

Ist dagegen der Höcker zur Bildträgerseite BT hin um etwa 3 dB abgeflacht (Bild 4), dann erscheinen die Farben kräftiger; sie lassen sich ebenfalls noch mit dem Farbkontrastregler des Empfängers ausgleichen. Bei einem Höckerabfall von über 6 dB (Bild 5) sind jedoch die Farben schon so stark übersättigt, daß sie am Empfänger nicht mehr ausgleichbar sind.

Farbige Konturen im Farbbild können auf fehlerhafte Konvergenzeinstellungen, auf Reflexionen verschiedener Herkunft oder auch auf einen fehlerhaften Abgleich eines Antennenverstärkers hindeuten. Die Fehlerursache läßt sich ermitteln, indem man zunächst das Bild ohne Farben einstellt. Sind dabei keinerlei Farbsäume vorhanden, dann ist die Konvergenzeinstellung einwandfrei. Enthält ferner das Schwarz-Weiß-Bild keine Reflexionen, dann deuten Farbsäume bei Farbeingang auf einen fehlerhaften Abgleich des Antennenverstärkers hin. Beispielsweise kann die Einsattelung zwischen den beiden Höckern der Durchlaufkurve über 3 dB sein (Bild 6) oder eine Form nach Bild 7 aufweisen. Die Einsattelung zwischen den beiden Höckern soll höchstens 3 dB betragen (bei zwei hintereinander geschalteten Verstärkern je Einheit höchstens 1,5 dB, da sich die Werte addieren; deshalb ist eine Reihenschaltung von Verstärkern möglichst zu vermeiden).

Die Antennen sind genau auf den Sender auszurichten, da bei ungenauer Ausrichtung infolge der dann zu niedrigeren An-

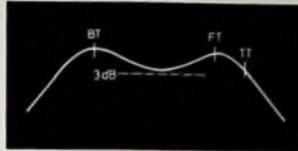


Bild 1. Durchlaufkurve eines richtig abgeglichenen Antennenverstärkers; BT = Bildträger, FT = Farbtüger, TT = Tonträger

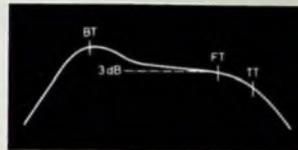


Bild 2. Diese Kurve ergibt zu geringe Farbsättigung

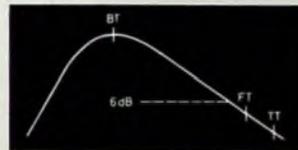


Bild 3. Dieser Höckerabfall läßt nur noch schwachen Farbeingang zu, oder der Farbschalter des Empfängers schaltet auf Schwarz-Weiß-Empfang um

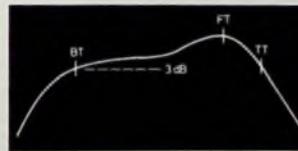


Bild 4. Zu kräftige Farben erscheinen beim Abfall des Höckers zur Bildträgerseite

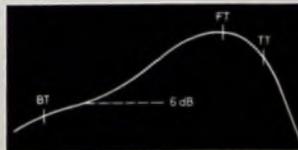


Bild 5. Diese Verstärker-Durchlaufkurve ruft stark übersättigte Farben hervor

tionen sind notfalls kleine Transistorverstärker in unmittelbarer Nähe der Antenne in die Antennenzuleitung zu schalten. Beispielsweise werden sie am Antennenmast oder auf dem Dachboden montiert. Möglichst füge man sie nicht direkt vor dem Empfänger ein, da sie dann wohl die Leistungsverluste ausgleichen, aber trotzdem ein noch stärkeres Rauschen auf dem Bildschirm erscheinen könnte.

Zur Ausblendung von Reflexionen sind wie beim Schwarz-Weiß-Fernsehen - Antennen mit guter Richtwirkung erforderlich. Da die leistungsfähigere Antenne

tennenspannung die Farben ganz fehlen können (weil der Farbabschalter abgeschaltet) oder die Farben flackern (weil der Farbabschalter periodisch schaltet).



Bild 6. Einstellungen der Durchlaßkurve über 3 dB ergeben Farbsäume im Farbbild



Bild 7. Durch diese Durchlaßkurve entstehen gleiche Farbsäume wie bei der Kurve nach Bild 6

In jeder Antennenanlage läßt sich bereits am Schwarz-Weiß-Bild erkennen, ob Farbeingang möglich ist; die Auflösung muß mindestens 4,5 MHz sein. Die Linien des Testbesens sollen bei dieser Frequenz ebenso wie bei niedrigeren Frequenzen eindeutig schwarz erscheinen. Bei schlechterer Bildauflösung ist kein einwandfreier Farbeingang möglich.

### 3. Besonderheiten der Schaltung von Farbfernsehempfängern

Farbfernsehempfänger sind in den HF-, Bild-ZF- sowie in den Ton- und Impulstrennstufen genauso aufgebaut wie Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger. Als oft einziger Unterschied dieser Stufen wird die Ton-ZF beim Farbfernsehempfänger stets über eine getrennte Diode gewonnen. Zusätzlich zu den üblichen Stufen eines Schwarz-Weiß-Fernsehempfängers enthält der Farbfernsehempfänger die zur Verarbeitung der Farbsignale erforderlichen Farbstufen.

Beim Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger findet für Zeilenablenkung und Hochspannungserzeugung ein einziger Überträger Verwendung. Im Farbfernsehempfänger wird von einigen Firmen ebenfalls von einer gemeinsamen Erzeugung der Hochspannung und der Zeilenablenkung Gebrauch gemacht, während andere Empfängerhersteller eine getrennte Erzeugung von Hochspannung und Zeilenablenkung bevorzugen. Beide Konzeptionen erfordern etwa den gleichen Aufwand.

Deutsche Farbfernsehempfänger sind im allgemeinen nach Standard-PAL aufgebaut. Standard-PAL gewährleistet eine einwandfreie Farbwiedergabe; die Farben werden auf der Bildröhre genauso wiedergegeben, wie die Kamera sie sieht. Im NTSC-Empfänger können dagegen beispielsweise Laufzeitverzögerungen, die zwischen Sender und Empfänger auftreten, eine falsche Farbwiedergabe bewirken; die Hautfarben laufen dann grün oder blau an. Derartige Farbverfälschungen sind bei Standard-PAL-Empfängern ausgeschlossen; auf dem Bildschirm erscheinen immer die richtigen Farben.

Neben den Standard-PAL-Empfängern gibt es (wenn auch in geringer Anzahl) noch sogenannte Simpel-PAL-Empfänger, bei denen Laufzeitverzögerungen ebenfalls zu Farbverfälschungen führen können, allerdings nicht in dem Ausmaß wie

beim NTSC-Verfahren. Wesentliches Unterscheidungsmerkmal zwischen den beiden PAL-Decodierverfahren ist die PAL-Laufzeitleitung, die beim Simpel-PAL-Empfänger fehlt. Im Schaltbild ist die PAL-Laufzeitleitung gewöhnlich als rechteckiges Kästchen symbolisiert. Sie ist nicht mit der Y-Verzögerungsleitung zu verwechseln, die im allgemeinen als Spule gezeichnet wird und sich in den Farbfernsehempfängern aller Systeme befindet.

Der Farbabschalter des Farbfernsehempfängers (auch Farbkiller genannt) hat die Aufgabe, den gesamten Farbkanal bei Schwarz-Weiß-Empfang automatisch zu sperren. Das ist notwendig, da sonst bei schwachen Schwarz-Weiß-Signalen, bei denen bereits Rauschen auf dem Bildschirm zu sehen ist, ein farbiges Rauschen (Konfetti-Effekt) entsteht. Der Farbabschalter verhindert beim Schwarz-Weiß-Empfang ferner Farbsäume bei Reflexionen. Es erscheint somit beim Schwarz-Weiß-Empfang mittels des Farbfernsehempfängers das gleiche Schwarz-Weiß-Bild wie beim Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger. Farbsäume bei Schwarz-Weiß-Empfang deuten prinzipiell auf eine fehlerhafte Konvergenzeinstellung hin.

### 4. Farbbildröhre

Zur Wiedergabe des Bildes sind die deutschen Farbfernsehempfänger mit einer Dreistrahl-Bildröhre nach dem Lochmaskenprinzip ausgerüstet. Von drei im Bildröhrenhals untergebrachten Elektronenstrahl-Erzeugungssystemen werden drei Elektronenstrahlen erzeugt, die jeweils einer der drei Primärfarben Rot, Blau oder Grün zugeordnet sind. Der Leuchtschirm setzt sich aus rund 1,2 Millionen Luminophorpunkten zusammen, und zwar aus je 400 000 beim Auftreffen eines Elektronenstrahls rot, grün oder blau aufleuchtenden Punkten. Je ein roter, grüner und blauer Luminophorpunkt sind immer zu einem Farbtupel zusammengefaßt.

Im Innern der Bildröhre ist vor dem Leuchtschirm in etwa 13 mm Entfernung eine Lochmaske mit wiederum 400 000 Löchern angeordnet. Jedem Farbtupel auf dem Leuchtschirm entspricht ein Loch der Lochmaske. Die drei gegeneinander geneigten Elektronenstrahlen treten unter einem solchen Winkel durch die Löcher der Maske hindurch, daß sie nur die ihnen zugeordneten Luminophorpunkte der Farbtupel zum Leuchten anregen. Die Farbmischung erfolgt durch unterschiedliches Anregen der Luminophorpunkte; das menschliche Auge unterscheidet schon in geringer Entfernung vom Leuchtschirm nicht mehr die einzelnen Leuchtpunkte, sondern nimmt den Eindruck der wiederzugebenden Mischfarbe dar, beispielsweise Weiß beim vollen Aufleuchten aller drei Primärfarben oder Gelb beim vollen Aufleuchten der roten und grünen Punkte.

Die drei zur Bildröhrenachse geneigten Elektronenstrahlen kreuzen sich im Konvergenzpunkt, der in der Lochmaskenebene liegt. Mit Hilfe von auf dem Bildröhrenhals angebrachten Korrekturmitteln (äußere, veränderbare Magnetfelder) lassen sich die drei Elektronenstrahlraster für Rot, Blau und Grün auf dem Bildschirm zur Deckung bringen. Jeder Elektronenstrahl ist getrennt in seiner Richtung etwas zu beeinflussen. Zum Einstellen der sogenannten statischen Konvergenz, mit der man die notwendige Dekkung vorerst nur für eine feine Linie auf dem Bildschirm erreicht, werden zunächst die Elektronenstrahlen für Rot und Grün

im Konvergenzpunkt zur Deckung gebracht, und zwar durch Ändern der radialen Richtung der Elektronenstrahlen. Um auch den Elektronenstrahl für Blau durch diesen Schnittpunkt zu führen, bedarf es für ihn sowohl einer radialen als auch einer seitlichen Auslenkungsmöglichkeit. Zum seitlichen Verschieben des Strahles für Blau befindet sich deshalb auf dem Bildröhrenhals noch ein Blauverschiebemagnet (Blaulateral-Magnet). Die sich anschließende dynamische Konvergenzeinstellung ermöglicht eine optimale Einstellung der Konvergenz für alle Punkte der ganzen Fläche des Bildschirms. Sie wird in gleicher Reihenfolge mit getrennten Reglern vorgenommen.

Die statische Konvergenzkorrektur (auch die Grobeinstellung) läßt sich wohl durch mechanisches Einstellen von Dauermagneten durchführen, die auf der Konvergenzeinheit angeordnet sind. Von Vorteil ist jedoch eine elektrische Einstellung über Regler, da sich dann alle Konvergenzeinstellungen durch Regler vornehmen lassen, die sich auf einer gemeinsamen Platte befinden (beispielsweise an der Frontseite der Geräte, verdeckt hinter dem Frontlautsprecher). Selbst die seitliche Blauverschiebung, bisher durch Verdrehen des Blauverschiebemagneten einstellbar, ist ebenfalls von der Frontseite der Geräte her möglich.

Die Bildgüte des Farbbildes und die Konvergenzeinstellung beurteilt man grundsätzlich aus dem normalen Betrachtungsabstand, der in etwa zwei bis drei Meter Entfernung vom Bildschirm liegt.

Die Bildgüte (Farbreinheit) und die Konvergenz einer Farbbildröhre werden durch magnetische Fremdfelder (auch vom magnetischen Erdfeld) nachteilig beeinflusst. Deshalb ist die Bildröhre mit einer magnetischen Abschirmung versehen. Da diese Abschirmung sowie die Metallrahmenverstärkung, die Lochmaske und die Chassisteile immer wieder einen Restmagnetismus aufweisen, sind in der magnetischen Abschirmkappe der Bildröhre noch Entmagnetisierungsspulen eingelegt, die bei jedem Einschalten des Empfängers automatisch über einen PTC-Widerstand von einem Wechselstrom durchflossen werden. Zunächst fließen etwa 2 A durch die Entmagnetisierungsspule. Das entstehende Wechselfeld beseitigt den Magnetismus und kühlt nach Erwärmen des PTC-Widerstandes allmählich ab, bis zuletzt nur noch ein geringer Reststrom fließt, der infolge weiterer Maßnahmen (Serienschaltung eines Varistors und Parallelschaltung eines Widerstandes) die Arbeitsweise der Bildröhre nicht stört. Ohne diese automatische Entmagnetisierung könnte schon jeder Standortwechsel des Farbfernsehempfängers (selbst eine Drehung des Empfängers um die eigene Achse) bereits durch Einflüsse des magnetischen Erdfeldes Farbverfälschungen hervorrufen.

Außer den Ablenkeinheiten für Zeile und Bild und der Korrektureinheit für die Konvergenz sind auf dem Bildröhrenhals noch Farbreinheitsmagnete (zwei drehbare Dauermagnetringe) angeordnet. Die Farbreinheit läßt sich durch gleich- oder gegensinniges Drehen der beiden Magnetringe gut bei der Farbe Rot einstellen, da Rot besonders empfindlich gegen Farbverfälschungen ist. Farbreinheitskontrollen bei Blau und Grün sind keineswegs erforderlich; sie werden anschließend nur noch bei Weiß vorgenommen.

(Fortsetzung folgt)



# Die Technik moderner Service-Oszillografen

Die hier beginnende Beitragsreihe setzt sich in den ersten Teilen zum Ziel, dem Anfänger auf breiter Basis und in allgemeiner Form die Grundlagen der modernen Oszillografie zu vermitteln, um später auf die Wirkungsweise und die elektrischen Eigenschaften des Oszillografen selbst einzugehen. In diesen Abschnitten machen wir allerdings gewisse Voraussetzungen an die Vorkenntnisse des Lesers, nehmen also beispielsweise an, daß die Grundlagen der Verstärkertechnik und auch gewisse impuls-technische Begriffe bekannt sind. Bei der Beschreibung der Wirkungsweise liegt das Schwergewicht auf dem Service-Oszillografen, mit dem ja der größte Teil unserer Leser in der Praxis in Berührung kommt. Die Beschreibung der Oszillografen-Schaltungstechnik ist daher nicht vollständig, sondern besonders dort nur andeutungsweise behandelt, wo sie zum tieferen Verständnis des Grundsätzlichen nicht erheblich beitragen kann<sup>1)</sup>.

Der erste Hauptteil der Aufsatzreihe befaßt sich mit den Grundlagen der Oszillografie und der Oszillografentechnik, während der zweite der Wirkungsweise, den Eigenschaften und der Schaltungstechnik moderner Elektronenstrahl-Oszillografen gewidmet ist. Im dritten Teil wird von der Deutung der Leuchtschirmbilder die Rede sein, und der vierte Teil schließlich bespricht das Auswerten und Fixieren von Oszillogrammen. Damit ist der Zweck dieser Aufsatzreihe beendet. Eine zweite Reihe wird sich dann mit den Anwendungen des Oszillografen in der Unterhaltungselektronik befassen.

## 1. Grundlagen der Oszillografie und der Oszillografentechnik

Ein kleiner Wegweiser durch diesen Abschnitt: Zunächst besprechen wir verhältnismäßig ausführlich, was Oszillografie überhaupt bedeutet. Dann gehen wir kurz auf die verschiedenen Oszillografenprinzipien ein, um aber bald auf das gebräuchlichste Gerät, den Elektronenstrahl-Oszillografen, zu sprechen zu kommen. Schließlich streifen wir kurz seine Bedeutung in der Unterhaltungselektronik.

### 1.1 Was bedeutet Oszillografie?

Oszillografie bedeutet in nahezu wörtlicher Übersetzung das Schreiben von Schwingungen. Hier sei aber schon erwähnt, daß Oszillografie im heutigen Sinne viel mehr bedeutet. Beispielsweise benutzt man einen Oszillografen auch zur Messung von elektrischen und nichtelektrischen Größen verschiedener Art, zur Darstellung von Kurven, die mit Schwingungen nur noch indirekt zu tun haben usw. Die Bezeichnung Oszillograf beziehungsweise Oszillografie ist eigentlich insofern auch nicht zutreffend, als man die betreffenden Vorgänge keineswegs immer im wörtlichen Sinne „schreibt“, sondern häufig nur betrachtet. Deshalb sollte man der Gepflogenheit der angloamerikanischen Länder folgen und besser von einem Oszilloskop sprechen.

Wollen wir das Wesen der Oszillografie verstehen, so müssen wir scharf zwischen der Darstellung zeitabhängiger Vorgänge und der Darstellung von Vorgängen mit beliebigen Koordinaten unterscheiden.

#### 1.1.1. Darstellung zeitabhängiger Vorgänge

Wir lösen uns zunächst gedanklich vollkommen von der Technik eines Oszillografen beliebiger Art und stellen uns lediglich einen nahezu masselosen, sehr kleinen Körper vor, der frei im Raum schwebt, sich aber nur in einer Ebene bewegen kann. Diese Vorstellung ist zwar etwas abstrakt, sie erleichtert aber das Verständnis der grundsätzlichen Vorgänge erheblich. Der Körper soll sichtbar sein und dem Auge beispielsweise als leuchtender kleiner Punkt erscheinen, ähnlich einem Stern oder einem Satelliten am dunklen Himmel. Der Punkt steht still, solange keine äußeren Kräfte auf ihn wirken. Werden diese jedoch wirksam, dann soll der Körper ihnen nahezu trägheitsfrei mit einer Lageänderung in horizontaler oder vertikaler Richtung folgen. Die Richtung der Kraft soll dabei mit der Richtung der Lageänderungen überein-

stimmen. Zum Beispiel zeigt Bild 1, daß der ursprünglich im Punkt A befindliche Körper unter dem Einfluß einer von links nach rechts wirkenden Kraft  $F_h$  plötzlich nach B springt. Die Strecke  $\overline{AB}$  soll dabei der Kraft  $F_h$  proportional sein. Wirkt dagegen eine Kraft  $F_v$  von unten nach oben auf den Körper (Bild 2), so bewegt er sich von A nach C, und es möge ebenfalls Proportionalität zwischen  $\overline{AC}$  und  $F_v$  bestehen.

Bleiben Richtung und Betrag der beiden Kräfte unverändert, so springt der Körper lediglich einmalig von A nach B beziehungsweise C und bleibt dort stehen. Unser Auge hat den Eindruck, als sei eine punktförmige Lichtquelle lediglich von einer Stelle zu einer anderen bewegt worden. Was jedoch geschieht, wenn die horizontale oder vertikale Kraft periodisch zwischen Null und ihrem Höchstwert schwankt? Der nahezu masselose Körper pendelt dann dauernd zwischen A und B hin und her, was unser Auge so lange wahrnimmt, wie es imstande ist, der Bewegung zu folgen. Übersteigt dagegen die Frequenz der Kraft einen be-

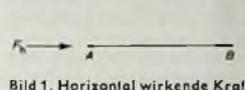


Bild 1. Horizontal wirkende Kraft

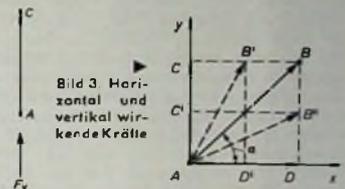


Bild 3. Horizontal und vertikal wirkende Kräfte

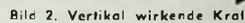


Bild 2. Vertikal wirkende Kraft

stimmten Wert, etwa 16 Hz, so macht sich die Trägheit des Auges bemerkbar; es erinnert sich gewissermaßen noch der Lage des Körpers in A, wenn dieser schon längst in B angekommen ist. Wir vermeinen also, den Körper in A noch zu sehen, wenn er sich bereits in B befindet, was natürlich auch für alle Zwischenstadien gilt. Deshalb erblicken wir den Körper nicht mehr als Punkt, sondern wir sehen eine leuchtende, sich entweder in horizontaler oder in vertikaler Richtung erstreckende Linie. Die sich ändernde Kraft können wir durchaus als Schwingung auffassen, die sich dem Körper mitteilt. Für das Auge stellt sie sich als einfache leuchtende Linie dar, deren Länge ein Maß für die Größe der Kraft beziehungsweise für die Kraftamplitude ist. Dagegen sagt diese Linie nichts über die Frequenz und den zeitlichen Verlauf der Kraft aus, also nichts über die Schnelligkeit, mit der die Kraft zwischen Null und dem Maximum hin- und herspringt, und auch nichts darüber, ob dieser Verlauf gleichmäßig oder ungleichmäßig mit der Zeit erfolgt.

Es ist nun durchaus möglich, daß auf unseren gedachten Körper gleichzeitig zwei Kräfte einwirken, die sich sowohl durch ihre Amplituden als auch durch ihre Richtungen unterscheiden. Den einfachsten Fall zeigt Bild 3. Hier ist angenommen, daß die Richtungen der beiden Kräfte aufeinander senkrecht stehen und daß sie gleiche Amplituden haben. In dem  $y-x$ -Koordinatensystem möge sich der Körper zunächst im Nullpunkt bei A befinden. Nun wirken gleichzeitig in vertikaler und horizontaler Richtung zwei Kräfte auf ihn ein, wobei die horizontale Kraft eine Ablenkung von A nach B, die vertikale Kraft dagegen eine Ablenkung von A nach C bewirken würde, wenn sie allein vorhanden wären. Wirken sie dagegen zusammen, so gerät der Körper unter den Einfluß einer aus beiden Komponenten resultierenden Kraft, so daß er von A nach B wandert. Nach einfachen trigonometrischen Grundgesetzen, zu denen zum Beispiel auch der Satz des Pythagoras gehört, ergibt sich nun das Quadrat der Strecke  $\overline{AB}$  zu

$$(\overline{AB})^2 = (\overline{AD})^2 + (\overline{DB})^2 \quad (1)$$

und die Strecke selbst zu

$$\overline{AB} = \sqrt{(\overline{AD})^2 + (\overline{DB})^2} \quad (2)$$

Für das Auge springt der Körper jetzt nicht mehr in rein horizontaler oder vertikaler, sondern in einer schrägen Richtung, die durch den Winkel  $\alpha$  gegeben ist. Auch dieser Winkel läßt sich sehr einfach angeben, beispielsweise durch die vier Winkelfunktionen

$$\sin \alpha = \frac{\overline{DB}}{\overline{AB}} \quad (3)$$

<sup>1)</sup> Im Text sind gelegentlich in eckigen Klammern Literaturhinweise zu finden. Damit diese Hinweise dem Leser sofort zugänglich sind, sind sie bereits auf Seite 30 zusammengestellt.

$$\cos \alpha = \frac{\overline{AD}}{\overline{AB}} \quad (4)$$

$$\tan \alpha = \frac{\overline{DB}}{\overline{AD}} \quad (5)$$

$$\cot \alpha = \frac{\overline{AD}}{\overline{DB}} \quad (6)$$

Die Lage des Punktes B in der Ebene ist also jetzt eindeutig bestimmt, und das Auge sieht den leuchtenden Körper je nach Frequenz entweder langsam zwischen A und B hin- und herwandern, oder es erblickt eine leuchtende Linie  $\overline{AB}$ , wenn die Frequenz einen Wert von etwa 16 Hz überschreitet.

Während die Linien in den Bildern 1 und 2 Aussagen über die Einzelkräfte zulassen, vermittelt die an sich ebenso einfache Linie im Bild 3 schon weitere Informationen. Sie zeigt zunächst, daß auf den Körper verschiedene Kräfte wirken, und gibt Aufschluß über die Größe der Einzelkräfte. Wäre die Vertikalkraft zum Beispiel nur so groß, daß sie allein den Körper nur von A nach C' verschieben könnte, so würde der Körper nach B' wandern. Dagegen würde er nach B' gelangen, wenn die horizontale Kraft ihn nur nach D' bringen könnte. Legt man also die leuchtende Linie in das schon erwähnte x-y-Koordinatensystem, so kann man sie zahlenmäßig „auswerten“.

Die soeben ausführlich beschriebene „geometrische Addition“ zweier Kräfte, die auf einen Körper aus verschiedenen Richtungen wirken, bildet die fundamentale Grundlage für das Zustandekommen ganz beliebiger Figuren, die der Körper beschreibt, wenn er dem Einfluß der Kräfte ausgesetzt ist. Dabei gibt es zahlreiche Spezialfälle, von denen uns hier vor allem der folgende interessiert: Wir nehmen an, daß die horizontale (in x-Richtung wirkende) Kraft vollkommen proportional mit der Zeit ansteigt, nach dem Erreichen eines bestimmten Höchstwertes nahezu zeitlos auf Null zurückfällt und dann wieder gleichmäßig mit der Zeit ihren Anstieg beginnt. Dieser Vorgang soll sich periodisch wiederholen.

Im Bild 4 ist eine Periode dieses Vorgangs links unten dargestellt. Darüber sehen wir eine Sinuslinie. Sie soll den Verlauf der in vertikaler Richtung auf den Körper wirkenden Kraft darstellen, so daß er nun gleichzeitig von zwei Kräften mit ganz bestimmten Eigenschaften beeinflusst wird. In jedem Zeitaugenblick gilt das Gesetz der geometrischen Kraftaddition, das sich auch grafisch veranschaulichen läßt: Man braucht immer nur kleine Zeitab-

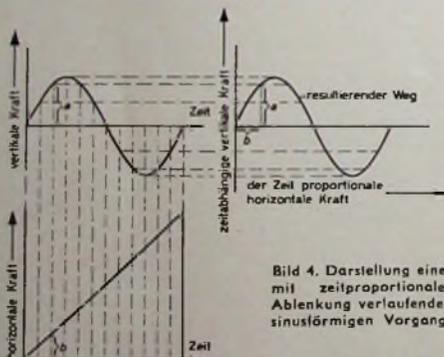


Bild 4. Darstellung eines mit zeitproportionaler Ablenkung verlaufenden sinusförmigen Vorgangs

schnitte herauszugreifen und für diese die geometrische Addition der jeweils wirkenden Kräfte durchzuführen. Dann erhält man die im Bild 4 rechts oben gezeigte Darstellung, die angibt, welche Linie unser leuchtender Körper in der Ebene beschreibt. Es ergibt sich wiederum eine Sinuslinie, der der Körper unter dem Einfluß der beiden Kräfte folgen muß. Bei genügend hoher Frequenz bildet sich also in der Ebene eine sinusförmige Figur ab. Hätte die vertikale Kraft einen beliebigen anderen Verlauf in der Abhängigkeit von der Zeit, so würde dieser durch die Spur des leuchtenden Körpers völlig originalgetreu wiedergegeben werden. Voraussetzung ist immer nur, daß die horizontale Kraft gleichmäßig mit der Zeit steigt oder, wie man sich ausdrückt, einen zeitproportionalen Verlauf hat. Wir merken uns folgende wichtige Tatsache:

Wirkt auf den Körper eine zeitproportionale Kraft in horizontaler Richtung, so beschreibt er in seiner Ebene eine Linie, deren Form

ein getreues Abbild der auf ihn gleichzeitig einwirkenden vertikalen Kraft ist. Dieser Satz bildet, wie wir später sehen werden, eine fundamentale Grundlage für die oszillografische Darstellung von Vorgängen, deren zeitlicher Verlauf wiedergegeben werden soll. Voraussetzung für die im Bild 4 dargestellten Vorgänge ist selbstverständlich eine starre Verkopplung zwischen der horizontalen und der vertikalen Kraftkomponente; immer dann, wenn die Horizontalkomponente wieder zu Null zurückkehrt, muß die Vertikalkomponente eine volle Sinusschwingung durchlaufen haben. Ist dieses Verhältnis nicht gewahrt, so ergeben sich andere Figuren, auf die wir an dieser Stelle aber noch nicht eingehen wollen.

### 1.1.2. Vorgänge mit beliebigen Koordinaten

Der im Bild 4 dargestellte Fall des zeitproportionalen Verlaufs der horizontalen Kraft, ist wie schon erwähnt, ein in der Praxis der Oszillografie besonders wichtiger Sonderfall. Unser leuchtender Körper kann selbstverständlich auch Kräften ausgesetzt sein, deren zeitliche Verläufe beliebig und weitgehend voneinander unabhängig sind. Auch dann gilt stets das Gesetz der geometrischen Kräfteaddition. Jedoch entstehen jetzt bei genügend hoher Frequenz leuchtende Figuren, die eine große Vielfältigkeit zeigen können. Als Beispiel ist im Bild 5 angenommen, daß in vertikaler Richtung eine sinusförmig verlaufende Kraft wirkt, während die Horizontalkraft nach einer Cosinusfunktion verläuft. Die Amplituden sind gleich groß. Die vertikale Kraft ist links unten, die horizontale Kraft rechts oben dargestellt. Führt man nun Punkt

### Schrifttum zu „Die Technik moderner Service-Oszillografen“

Auf dem deutschen Büchermarkt gibt es verschiedene Spezialbücher über Oszillografentechnik, die nachstehend aufgeführt sind. Daneben sei noch auf die reichhaltige Service-Technik-Literatur verwiesen, in der oszillografische Untersuchungen teils mehr, teils weniger berücksichtigt sind; auch einige derartige Werke sind angeführt. In den Buchveröffentlichungen finden sich zahlreiche weitere Schrifttumshinweise, die man nachschlagen kann, wenn man bestimmten Spezialfragen nachgehen will.

- [1] ● Carter, H.: Kleine Oszillografenlehre. 4. Aufl., Hamburg 1967, Philips Technische Bibliothek
- [2] ● Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin 1959, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
- [3] ● Dielenbach, W. W.: Fernseh-Service. 3. Aufl., Stuttgart 1964, Franckh
- [4] ● Dielenbach, W. W.: Fernseh-Service-Fehlerdiagnose. 2. Aufl., Stuttgart 1963, Franckh
- [5] ● Fellbaum, G.: Fernseh-Service-Handbuch. 3. Aufl., München 1964, Franzis
- [6] ● Fricke, H. W.: Der Katodenstrahl-Oszillograf. 4. Aufl., Leipzig 1960, Fachbuchverlag
- [7] ● Hartwich, W.: Einführung in die Farbfernseh-Service-Technik, Bd. 1 und 2. Homburg 1966, Philips Technische Bibliothek
- [8] ● Klein, P.: Elektronenstrahl-Oszillographen. Berlin 1948, Weidmann
- [9] ● Klein, P.: Elektronenstrahl-Sichtgeräte in Technik und Medizin. Berlin 1952, Weidmann
- [10] ● Prestin, U.: Praxis des Stereo-Decoder-Service. Berlin 1965, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
- [11] ● Prestin, U.: Wabbel-Meßtechnik. Stuttgart 1965, Franckh
- [12] ● Richter, H.: Hilfsbuch für Katodenstrahl-Oszillografie. München 1965, Franzis
- [13] ● Richter, H.: Impulspraxis, Bd. 1 und 2. Stuttgart 1961, Franckh
- [14] ● Richter, H.: Service-Fibel für den Fernseh-Techniker. Würzburg 1965, Vogel
- [15] ● Richter, H.: Service-Fibel für den Radiotechniker. Würzburg 1966, Vogel
- [16] ● Richter, H.: Service-Fibel für die Elektroakustik. Würzburg 1965, Vogel
- [17] ● Suloner, H.: Die Wabbelender. 2. Aufl., München 1962, Franzis
- [18] ● Wolf, G.: Oszillografen und ihre Breitbandverstärker. 2. Aufl., München 1966, Franzis

Es sei noch darauf hingewiesen, daß die funktions-technischen Fachzeitschriften (natürlich auch die FUNK-TECHNIK) oft Aufsätze veröffentlichen, in denen Anwendungen des Oszillografen in der Service-Technik behandelt sind. Zu erwähnen sind auch die Hauszeitschriften der Runklfirmen, deren technischer Teil, wenn auch meistens firmenbezogen, dem Servicetechniker wichtige Hinweise bringt.

für Punkt die geometrische Addition durch (zur besseren Veranschaulichung sind einige Punkte mit Zahlen bezeichnet), so kommt man zu der rechts unten stehenden Figur, die einen exakten Kreis darstellt. Der Leuchtpunkt durchläuft also unter dem Einfluß der Horizontal- und Vertikalkraft eine Kreislinie, und diese erscheint dem Auge bei genügend hoher Frequenz als leuchtender Kreis.

Es würde zu weit führen, wollten wir alle nur denkbaren Figuren, die unter dem Einfluß verschiedenartiger Kräfte entstehen können, beschreiben [1, 2, 6, 8, 12, 13]. Deshalb ist im Bild 6 eine kleine Auswahl möglicher resultierender Figuren dargestellt. Dabei bedeuten die mit B und C bezeichneten Kurven stets die bei-

den Kraftkomponenten, während mit  $A$  die resultierende Figur bezeichnet ist, die unser leuchtender Körper durchläuft. Es können leuchtende Striche in verschiedener Richtung entstehen, ferner Figuren, die ein Mittelding zwischen Kreis und Quadrat darstellen, reine Quadrate, Rechtecke, Schlangenlinien, Ellipsen usw.

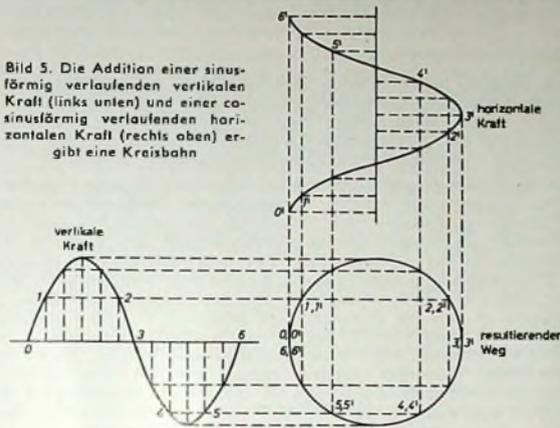


Bild 5. Die Addition einer sinusförmig verlaufenden vertikalen Kraft (links unten) und einer cosinusförmig verlaufenden horizontalen Kraft (rechts oben) ergibt eine Kreisbahn

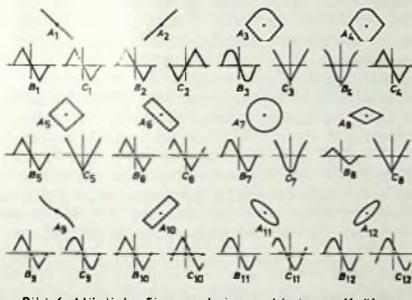


Bild 6. Mögliche Figuren bei verschiedenen Kräften (A = resultierende Figur; B, C = Einzelkräfte)

Wer Lust und Zeit hat, kann sich selbst Kräftekomponenten vorgeben und die resultierenden Figuren nach Art der Vorlage im Bild 5 konstruieren. Stets sind es drei Größen, die den Verlauf der resultierenden Figur bestimmen: erstens die Amplituden der Teilkomponenten, zweitens die gegenseitige Phasenlage und drittens der jeweilige zeitliche Verlauf.

### 1.1.3. Grundsätzliche Schlussfolgerungen

Die Überlegungen der vorstehenden Abschnitte haben uns deutlich gezeigt: Hätten wir einen leuchtenden Körper mit verschwindend kleiner Masse, den wir dem Einfluß zweier verschiedener Kräfte aussetzen könnten, so ließen sich Figuren erzeugen, die wesentliche Aussagen über verschiedene Eigenschaften der Kräfte zulassen. Diese Aussagen gehen weit über das Maß dessen hinaus, was beispielsweise mit einfachen Zeigerinstrumenten möglich ist, denn mit Zeigerinstrumenten kann man unmittelbar nur Amplituden (oder Effektivwerte) bestimmter Kräfte messen. Weitere Aussagen sind nur durch indirekte Methoden möglich. Ein dem Einfluß verschiedener Kräfte ausgesetzter massearmer Punkt dagegen gestattet viel weitergehende Aussagen. Das ist der Hauptvorteil aller oszillografischen Methoden.

Wir wollen jetzt sehen, wie man einen massearmen Körper, der dem Einfluß verschiedener Kräfte leicht folgt, realisieren kann.

### 1.2. Ältere Oszillografen

Die Tatsache, daß sich ein kleiner, massearmer Körper gut für die Oszillografie verwenden läßt, ist seit langem bekannt. Der Wunsch nach praktisch brauchbaren Oszillografen wurde aber eigentlich erst laut, als man sich für den zeitlichen Verlauf elektrischer Vorgänge interessierte. Man suchte daher nach trägheitsarmen Körpern, die sich unter dem Einfluß magnetischer oder elektrischer Felder in der schon beschriebenen Weise „ablenken“ ließen. Dem damaligen Stand der Technik entsprechend war man fast ausschließlich auf mechanische oder elektromechanische Vorrichtungen angewiesen. Allen diesen Einrichtungen haftet aber ein grundsätzlicher Nachteil an: Sie haben eine mechanische Resonanzfrequenz, bei deren Überschreitung die Einrichtung versagt. Immerhin waren diese Systeme echte Oszillografen, denn stets

wurde die Schwingung mit Hilfe von Tintenschreibern oder auf fotografischem Wege auf geeignetem Papier fixiert. Das Ergebnis war also ein wirkliches Oszillogramm. Wir wollen im folgenden ganz kurz die wichtigsten dieser Einrichtungen besprechen.

#### 1.2.1. Schleifensozzillografen

Ein Schleifensozzillograf enthält als Herzstück eine schmale, von dem zu untersuchenden Strom durchflossene Drahtschleife, die sich im Felde eines Dauermagneten befindet. Auf der Schleifenmitte ist ein kleiner Spiegel angebracht. Wird die Schleife von Wechselstrom durchflossen, so gerät sie und damit auch der Spiegel, auf den ein Lichtstrahl fällt, in Schwingungen. Der Strahl wird reflektiert und fällt auf ein fotografisches Papier, das sich mit einem regelmäßigen Vorschub vorwärts bewegt. Dieser Vorschub entspricht der früher besprochenen Horizontalkomponente. Die Vertikalkomponente wird durch die Ablenkung des Lichtstrahls hervorgerufen, die infolge der Hebelwirkung vergrößert auf dem Fotopapier erscheint. Man erhält dann nach der Entwicklung des Papiers das Oszillogramm des Meßstroms.

Die Meßschleifen sind oft in einem ölgefüllten Isoliergehäuse untergebracht, um eine genügende Dämpfung und damit ein aperiodisches Arbeiten des Systems zu erreichen. Leider läßt sich die Eigenfrequenz der Schleifen kaum über etwa 20 kHz steigern, so daß die Anwendungsmöglichkeiten recht beschränkt sind. Die Papiergeschwindigkeit beträgt bis zu 50 m/s, so daß man beispielsweise die 50-Hz-Netzspannung sehr gut darstellen kann. Da 50 Perioden auf eine Sekunde entfallen, werden diese bei der erwähnten Vorschubgeschwindigkeit auf 50 m Papier registriert, so daß auf eine Schwingung ein Meter Papier trifft. Das gibt ein deutliches Oszillogramm und ermöglicht eine leichte Auswertung. Trotzdem hat der Schleifensozzillograf heute nur noch geringere Bedeutung, da die Grenzfrequenz sehr niedrig ist und man mechanisch bewegte Teile im Zeitalter der Elektronik nach Möglichkeit vermeidet.

#### 1.2.2. Glühlichtoszillografen

Beim Glühlichtoszillografen kommt die Elektronik bereits ein wenig ins Spiel. Man verwendet nach Bild 7 eine Glühlampe (links), die eine stabförmige Katode hat. Zwischen Katode und Anode wird die zu untersuchende Wechselspannung gelegt. Je nach deren Amplitude bedeckt sich der Katodenstab mehr oder weniger weit mit Glühlicht. Das Bild dieses glühbedeckten Stabes wird nun auf einen rotierenden Spiegel (rechts) geworfen, der die Rolle der horizontalen Zeitkomponente übernimmt. Die vertikale Komponente wird in der Glühlampe erzeugt. Man muß sich vorstellen, daß sich bei der Versorgung mit Wechselspannung im Inneren der Röhre ein leuchtender Strich verlängert

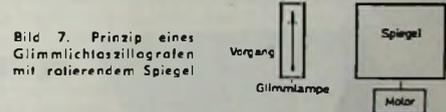


Bild 7. Prinzip eines Glühlichtoszillografen mit rotierendem Spiegel

und verkürzt, der bereits erheblich trägheitsärmer ist als die Schleife im Schleifensozzillografen. Die horizontale Ablenkung erfolgt durch den Spiegel, so daß man in diesem das Bild der Schwingung sieht. Diese Einrichtung hat heute nur noch historische Bedeutung, da auch die Glühlichtladung nicht trägheitsfrei genug erfolgt und die Lichtausbeute sehr gering ist. Außerdem stören auch hier die mechanisch bewegten Teile.

#### 1.2.3. Piezoelektrische Oszillografen

Beim piezoelektrischen Oszillografen wird ein kleiner Piezokristall verwendet, der ins Schwingen gerät, wenn man an ihn eine Wechselspannung legt. Dieser Kristall ist ähnlich wie beim Schleifensozzillografen mit einem Spiegel versehen, auf den ein Lichtstrahl fällt, der auf eine Trommel mit Fotopapier reflektiert wird. Auf diese Weise entsteht ein Oszillogramm, das von einer Wechselspannung hervorgerufen wird. Auch der piezoelektrische Oszillograf hat nur noch historisches Interesse.

#### 1.2.4. Elektrostatische Oszillografen

Beim elektrostatischen Oszillografen macht man sich die Tatsache zunutze, daß – ähnlich wie beim elektrostatischen Lautsprecher – eine dünne Metallmembran, die vibrieren kann und einer festen Metallplatte gegenübersteht, in Schwingungen gerät, wenn man zwischen Membran und Platte, die einen Kondensator bilden, eine Wechselspannung legt. Die Membran trägt einen Spiegel, der wieder einen Lichtstrahl reflektiert. Der Vorgang der Oszillogrammaufzeichnung entspricht dem beim Schleifensozzillografen. Da sich ähnliche Nachteile wie bei den schon besprochenen Anordnungen ergeben, hat auch dieser Oszillograf heute keine Bedeutung mehr. (Fortsetzung folgt)

# Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 22 (1967) Nr. 24, S. 946

### 3.3.5. Wien-Brücken-Generator mit nur einer Röhre

Der Vollständigkeit wegen sei im Bild 24 eine Schaltung eines Wien-Brücken-Generators angegeben, bei der man mit nur einer Röhre auskommt [5]. Allerdings kann man dafür keine Triode verwenden, sondern man muß eine Pentode einsetzen. Die Schaltung hat heute allerdings kaum noch Bedeutung, vor allem weil sie nicht mit einem Transistor realisiert werden kann. Da ihre Wirkungsweise aber recht interessant ist, sei sie hier trotzdem beschrieben.

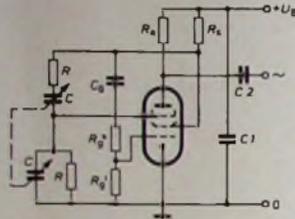


Bild 24. Wien-Brücken-Generator mit nur einer Röhre (Pentode) und Schwingungserzeugung durch Stromverteilungssteuerung zwischen Schirmgitter und Anode [5]

Die Wien-Brücke ist in der Schaltung im Bild 24 an das Schirmgitter und an das Bremsgitter angeschlossen. Als schwingungserzeugendes System wirken also die Strecke Katode - Schirmgitter - Bremsgitter der Röhre sowie die Wien-Brücke. Als Steuerorgan dient das Bremsgitter. Die Rückkopplungsspannung wird am Schirmgitter abgenommen und gelangt über die Wien-Brücke zum Bremsgitter. Infolge Stromverteilungssteuerung besteht zwischen der Bremsgitter- und der Schirmgitterwechselspannung keine Phasenverschiebung. Deshalb ist auch kein phasendrehendes Glied für die Frequenz  $f_0$  außerhalb der Röhre

(zum Beispiel in Form einer zweiten Röhre wie bei den bisher beschriebenen RC-Generatorschaltungen mit Wien-Brücke) erforderlich. Die Wien-Brücke dient in der gewohnten Weise zur Ausbiegung der gewünschten Frequenz, indem sie für die unerwünschten Frequenzen eine Phasenverschiebung hervorruft.

Der Rückkopplungsmechanismus der Schaltung ist etwa folgender: Wenn in einem bestimmten Augenblick das Bremsgitter gerade positiv ist, so wird der Elektronenstrom zur Anode hin stark beschleunigt. Der Anodenstrom steigt dadurch an, wodurch die Spannung an der Anode abfällt. Der Schirmgitterstrom dagegen verringert sich. Bei niedriger werdendem Schirmgitterstrom wird aber auch der Spannungsabfall am Schirmgitterwiderstand  $R_3$  geringer, so daß die Spannung am Schirmgitter selbst ansteigt, also stärker positiv wird. Da in der Wien-Brücke für die gewünschte Frequenz keine Phasenverschiebung auftritt, bleibt das Bremsgitter weiterhin positiv. Wenn nun die Spannung am Schirmgitter so weit angestiegen ist, daß sie die Spannung an der Anode übersteigt, so erhöht sich auch der Schirmgitterstrom wieder. Der größte Teil des von der Katode ausgesandten Elektronenstroms fließt nun nicht mehr über die Anode, sondern über das Schirmgitter. Dies hat zur Folge, daß die Spannung am Schirmgitter rasch wieder abfällt, da am Schirmgitterwiderstand  $R_3$  wegen des hohen Schirmgitterstroms auch ein großer Spannungsabfall entsteht. Das Schirmgitter wird also stärker negativ. Der Spannungsabfall teilt sich über die Wien-Brücke auch dem Bremsgitter mit, das nun ebenfalls stärker negativ wird. Der Elektronenstrom zur Anode wird deshalb noch mehr abgebremst. Dadurch steigt jedoch die Spannung an der Anode wieder an, da der Spannungsabfall am Anodenwiderstand  $R_4$  mit kleiner werdendem Anodenstrom ebenfalls geringer wird. Nunmehr tritt wieder Stromübernahme zur Anode ein, das heißt, der Hauptanteil des von der Katode ausgesandten Elektronenstroms fließt

## Transistorisierte Meß- und Prüfgeräte

für den Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Service von

# HEATHKIT®



**NEU!**

Bausatz:  
DM 129,-

betriebsfertig:  
DM 189,-

### Transistor-Voltmeter IM-16

Ein transistorisiertes Voltmeter mit den Vorzügen eines hochohmigen Röhrevoltmeters und der Handlichkeit eines Vielchinstruments. Je 8 Gleich- und Wechselspannungs-Meßbereiche von 0 - 500 mV bis 0 - 1500 V bei 11 M $\Omega$  Eingangswiderstand - 7 Ohm-Meßbereiche von 0,2  $\Omega$  bis 500 M $\Omega$  Meßgenauigkeit  $\pm$  5% - Massepotentialfreier Eingang mit Si-FETs - Umschaltbare Testspitze für AC/DC- und DC-Messungen - 100  $\mu$ A-Drehspulinstrument mit zweifarbiger 100%-Skala - Auf Netz- und Batteriebetrieb umschaltbar - Netzanschluß 120/240 V $\sim$ , 50-60 Hz, zenerstabilisiert - Batteriespannung 9 V - Eingebautes Batteriefach für eine 9 V Mikrodyn-Batterie - Abmessungen 187 x 162 x 412 mm - Gewicht 2,7 kg

Preise einschl. Testspitze, jedoch ohne Batterien

### Transistor-Voltmeter IM-17

Das ideale Allzweck-Meßinstrument für Rundfunk- und Fernsehtechniker, Funkamateure, Hobby-Elektroniker, Flug- und Schiffsmodellbauer, Schmalspur-Modellbahner und andere. Robust, zuverlässig, genau, leicht zu bedienen und noch leichter selbst zu bauen. Außergewöhnlich preisgünstig und daher für jeden erschwinglich.

Je 4 Wechsel- und Gleichspannungsmessbereiche von 0,1 bis 0 - 1000 V S. E. - Eingangswiderstand 11 M $\Omega$  bei DC, 1 M $\Omega$  bei AC - Meßgenauigkeit  $\pm$  3% bei DC,  $\pm$  5% bei AC - 4 Widerstands-Meßbereiche von 0,1  $\Omega$  bis 1000 M $\Omega$  - 200  $\mu$ A-Drehspulinstrument mit mehrfarbiger 100%-Skala - Überspannungssicherer FET-Eingang - Netzunabhängiger Betrieb mit eingebaute 8,4 V Hg-Batterie und einer 1,5 V-Monozelle - Drei eingebaute Prüfchöre - Bequeme Einknopfbedienung für alle Betriebsarten und Meßbereiche - Robustes Kunststoffgehäuse mit Deckel und Schnappverschluss

Preise einschl. Batterien



betriebsfertig:  
DM 420,-

Bausatz:  
DM 305,-

Ich bitte um kostenlose Zusendung des neuen HEATHKIT-Kataloges   
Bitte senden Sie mir kostenlos die technischen Datenblätter für  
IM-17  IM-16  (Zutreffendes bitte ankreuzen)

(Vor- und Zunahme)

(Postfach und Wohnort)

(Straße und Hausnummer)

(Bitte in Druckschrift)



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

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

über die Anode. Dadurch verringert sich aber der Schirmgitterstrom, was wiederum zur Folge hat, daß die Spannung am Schirmgitter ansteigt. Deshalb wird nun über die Wien-Brücke auch das Bremsgitter wieder stärker positiv und unterstützt den Vorgang des Anstiegens der Spannung am Schirmgitter, indem es den Elektronenstrom zur Anode hin stark beschleunigt. Damit beginnt der beschriebene Mechanismus aber bereits wieder von vorn.

Diesen Rückkopplungsmechanismus, bei dem wechselweise einmal die Anode den größten Teil des Elektronenstroms übernimmt und das andere Mal das Schirmgitter, nennt man Stromverteilungssteuerung. Man erhält auf diese Weise am Anodenwiderstand  $R_A$  eine sinusförmige Wechselspannung, deren Frequenz im wesentlichen durch die Daten der Wien-Brücke bestimmt ist. Außerdem sorgt die Wien-Brücke dafür, daß die in der Schaltung entstehenden Schwingungen nicht zu Kippschwingungen, Rechteckschwingungen oder „wilden“ Schwingungen und dergleichen ausarten.

Eine Amplitudenstabilisierung erhält man bei dieser Schaltung dadurch, daß man dem Steuergitter der Röhre einen Teil der Schirmgitterwechselspannung über den Kondensator  $C_G$  und den Spannungsteiler  $R_{G'}$ ,  $R_G$  zuführt. Diese Wechselspannung ruft eine starke Gegenkopplung hervor.

Die beiden Widerstände  $R_G$  und  $R_G'$  entsprechen den sonst mit  $R_3$  und  $R_4$  bezeichneten Wien-Brücken-Widerständen. Der Kondensator  $C_G$  entspricht dem Koppelkondensator  $C_k$ , der sonst zwischen der Anode der Röhre  $R\delta 2$  und der Wien-Brücke liegt. Er ist hier unmittelbar in den Zweig der Wien-Brücke eingeschaltet, in dem die Widerstände  $R_G'$  und  $R_G$  liegen.

### 3.3.6. Schaltungsbeispiele von Wien-Brücken-Generatoren

Damit sich der Leser eine Vorstellung von den elektrischen Werten der Bauelemente machen kann, die in einem Wien-Brücken-Generator verwendet werden, seien im folgenden einige praktisch ausgeführte Schaltungsbeispiele von Wien-Brücken-Generatoren beschrieben, wie sie auch von der Industrie hergestellt und verwendet werden.

#### 3.3.6.1. Tongenerator mit Wien-Brücke für 10 Hz ... 20 kHz

Bild 25 zeigt ein praktisch ausgeführtes Beispiel eines Wien-Brücken-Generators, der als Tongenerator mit einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 20 kHz gedacht ist und mit der Röhre ECC 81 arbeitet. Bemerkenswert bei dieser Schaltung ist, daß das Frequenzband von 10 Hz bis 20 kHz, also der gesamte Tonfrequenzbereich, ohne Umschalten überstrichen werden kann. Die Abstimmung

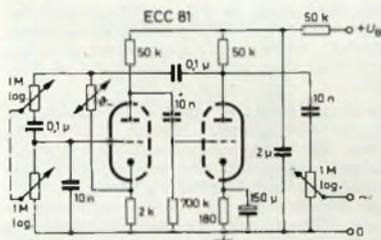


Bild 25. Praktische Ausführung eines Wien-Brücken-Generators für den Tonfrequenzbereich (10 Hz bis 20 000 Hz); als NTC-Widerstand ist beispielsweise der Typ 83 900 von Valvo gezeichnet.

erfolgt mit einem Doppelpotentiometer ( $2 \times 1 \text{ MOhm log}$ ). Der Katodenwiderstand des linken Röhrensystems, der gleichzeitig den Widerstand  $R_4$  der Wien-Brücke darstellt, ist hier ein Festwiderstand von  $2 \text{ kOhm}$ . Zur Amplitudenstabilisierung dient eine amplitudenabhängige Gegenkopplung. Wirksamer Teil dieser amplitudenabhängigen Gegenkopplung ist hier jedoch nicht ein Kaltleiter (zum Beispiel in Form einer Glühlampe), sondern ein Heißleiter 83 900 (Valvo). Wie im Abschnitt 3.3.4.2. schon erwähnt wurde, muß ein Heißleiter an der Stelle des Widerstandes  $R_3$  in die Wien-Brücke eingefügt werden, damit die Regelung im richtigen Sinne arbeitet.

Bei einem Heißleiter nimmt der Widerstand mit steigender Temperatur ab. Ein solcher Widerstand hat demnach einen negativen Temperaturkoeffizienten, weshalb man ihn auch als NTC-Widerstand bezeichnet (Negativer Temperatur-Coefficient). Im Gegensatz dazu steht die Glühlampe, die einen positiven Temperaturkoeffizienten hat, bei der also der Widerstand mit höher werdender Temperatur wächst. Da die Temperatur des Heißleiters von dem Strom, der den Heißleiter durchfließt, abhängt, ist sein Widerstand strom- beziehungsweise spannungsabhängig. Wird in der Schaltung im Bild 25 aus irgendeinem Grund die Amplitude der erzeugten Schwingungen größer, so verringert sich der Widerstandswert des Heißleiters. Dadurch gelangt eine größere Wechselspannung zur Katode des linken Röhrensystems. Das bedeutet

aber eine stärkere Gegenkopplung, so daß die Amplitude wieder auf ihren alten Wert absinkt. Der wesentliche Unterschied zwischen dieser Methode der Amplitudenstabilisierung und der Stabilisierung durch eine Glühlampe besteht darin, daß hier der Regelwiderstand, also der Heißleiter, nicht vom Katodengleichstrom der Röhre, sondern nur vom Wechselstrom durchfließen wird.

Die Ausgangswechselspannung kann man bei der Schaltung im Bild 25 an der Anode des rechten Röhrensystems über den  $10\text{-nF}$ -Kondensator und das  $1\text{-MOhm}$ -Potentiometer abnehmen.

#### 3.3.6.2. Wien-Brücken-Generator mit zwei Transistoren für Festfrequenz

Im Bild 26 ist ein mit zwei Transistoren bestückter Wien-Brücken-Generator dargestellt, der eine feste Frequenz von 3 kHz liefert. Für die Schaltung sind keine bestimmten Transistortypen

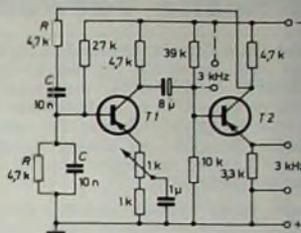


Bild 26. Transistorbestückter Wien-Brücken-Generator für eine feste Frequenz von 3 kHz [7]

angegeben. Es müssen jedoch solche Transistoren verwendet werden, die in der gezeigten Schaltung eine Stromverstärkung haben, die für jeden Transistor größer als 4 ist. Dieser Wert wird wohl in den meisten Fällen noch überschritten werden, so daß eine genügende Verstärkungsreserve für eine starke Gegenkopplung zur Verfügung steht.

Die Gegenkopplung wird mit Hilfe der Emitterwiderstände der beiden Transistoren erreicht. Dabei ist der Emitterwiderstand von  $T_1$ , wie bei dem Phasenschiebegerator im Bild 15, in zwei Teilwiderstände aufgeteilt, von denen der obere als Potentiometer ausgeführt ist. Vom Schleifer dieses Potentiometers führt ein  $1\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator nach Masse, der je nach der Stellung des Potentiometerschleifers einen mehr oder weniger großen Teil der Gegenkopplungsspannung kurzschließt. Damit läßt sich der Grad der Gegenkopplung einstellen. Macht man die Gegenkopplung so stark, daß der Generator gerade noch sicher anschwingt, so erhält man die geringsten Verzerrungen. Die Ausgangsspannung kann am Emitterwiderstand von  $T_2$  oder am Kollektorwiderstand von  $T_1$  abgenommen werden.

#### 3.3.6.3. Wien-Brücken-Generator mit drei Transistoren für einen Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz

Einen Wien-Brücken-Generator, der mit drei Transistoren aufgebaut ist, zeigt Bild 27. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 20 Hz bis 20 kHz. Mit diesem Generator erfährt man also den ge-

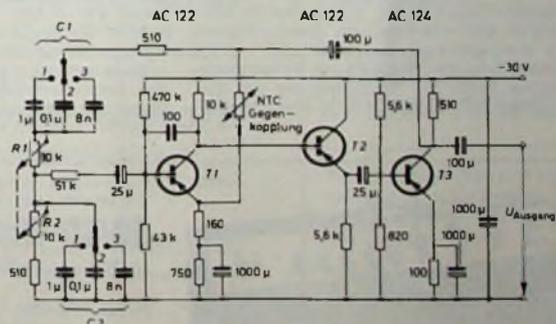


Bild 27. Wien-Brücken-Generator mit drei Transistoren für einen Frequenzbereich 20 Hz ... 20 kHz; der NTC-Widerstand im Gegenkopplungszweig hat die Typenbezeichnung B 8 320 03 P/4 K 7 (nach Telefunken-Literaturen und [8])

samten Tonfrequenzbereich. Der gesamte Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz ist in drei Teilbereiche aufgeteilt, auf die durch die umschaltbaren Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  des oberen und unteren Teils der Wien-Brücke umgeschaltet wird. Je nach Schalterstellung erhält man die Frequenzbereiche 20 ... 200 Hz (Schalterstellung 1), 0,2 ... 2 kHz (Schalterstellung 2) und 2 ... 20 kHz (Schalterstellung 3).

terstellung 3) Innerhalb dieser drei Frequenzbereiche läßt sich die Frequenz mit Hilfe des Tandempotentiometers R 1, R 2 feineinstellen.

Damit die Wechselspannung am Kollektor des Transistors T 3 dieselbe Phasenlage hat wie die Basiswechselspannung von T 1, darf T 2 die Phasenlage der ihm zugeführten Wechselspannung nicht verändern. Der Transistor T 2 wird deshalb in Kollektorschaltung (Emitterfolger) betrieben.

Zur Stabilisierung dient auch bei dieser Schaltung eine spannungsabhängige Gegenkopplung, die mit einem NTC-Widerstand (Heißleiter) erreicht wird. Da drei Transistoren verwendet werden, hat man eine große Verstärkungsreserve zur Verfügung, so daß man die Gegenkopplung entsprechend kräftig machen kann.

Dies wirkt sich auf die Stabilität der Ausgangsspannung günstig aus und verringert außerdem den Klirrfaktor.

Die Ausgangsspannung der Schaltung ist 4,5 V. Die Spannungsschwankungen beim Verändern der Frequenz betragen über den gesamten Frequenzbereich hinweg nicht mehr als  $\pm 0,15$  dB. Bei einem Lastwiderstand von  $\geq 2$  kOhm ist der Klirrfaktor maximal 0,5 %.

(Fortsetzung folgt)

#### Schrifttum

- [7] • I. ennartz, H., u. Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik. Berlin 1965. Verlag für Radio-Foto-Klontechnik GmbH  
 [8] RC-Generator für Tonfrequenzen. Funkschau Bd. 37 (1965) Nr. 17, S. 474

## Weltweite Verwaltungskonferenz für beweglichen Seefunk tagte

In Genf tagte vom 18. September bis 3. November 1967 die durch die zuständige internationale Organisation, die Internationale Fernmelde-Union, einberufene Weltweite Verwaltungskonferenz für den beweglichen Seefunk. An dieser Konferenz haben 70 Länder mit mehr als 300 Delegierten teilgenommen.

Aufgabe dieser speziell auf den Seefunkdienst ausgerichteten Konferenz war es, die internationalen Vorschriften der Vollzugsordnungen Funk aus dem Jahre 1959, soweit sie den Seefunkdienst betreffen, zu überarbeiten und an die Anforderungen eines modernen Dienstes anzupassen.

#### Neue Funkkanäle

Infolge des starken Wachstums der Handels- und Fischereiflotten in der Welt ist der Bedarf an zusätzlichen Funkkanälen für den Telegrafie- und Sprech-Seefunkdienst in den vergangenen Jahren beträchtlich gestiegen, so daß sich die Konferenz vor allem mit der Bereitstellung neuer Kanäle zu beschäftigen hatte. Die Lösung dieses Problems besteht in der Einführung des Einseitenbandverfahrens, durch das praktisch eine Verdopplung der für den Sprechfunkdienst zur Zeit zur Verfügung stehenden Frequenzen in den Grenz- und Kurzwellenbereichen erreicht wird.

Die Konferenz beschloß die stufenweise Einführung dieses neuen Verfahrens, die im Grenzwellenbereich am 1. Januar 1982 und im Kurzwellenbereich am 1. Januar 1978 abgeschlossen sein soll. Im Ultrakurzwellenbereich, der für Verbindungen über kürzere Entfernungen im Seefunkdienst eine steigende Bedeutung gewinnt, soll die Verdopplung der Anzahl von Sprechfunkkanälen durch die Verringerung des Kanalrasters von 50 auf 25 kHz erreicht wer-

den. Die mit dieser Umstellung verbundene neue Gerätetechnik soll ebenfalls in Stufen eingeführt werden, und die Umstellung soll am 1. Januar 1983 abgeschlossen sein.

Dem Gewinn neuer Frequenzkanäle steht die Notwendigkeit gegenüber, einen Teil der bisher im Seefunkdienst eingesetzten Funkgeräte gegen solche neuer Technik auszuwechseln. Dadurch haben die Ergebnisse der Konferenz auch starke wirtschaftliche Auswirkungen, die man weitgehend durch genügend lange Übergangsperioden abzufangen versuchte.

Die Entwicklung der Sender- und Empfangertechnik machte es möglich, durch Verringerung der Kanalabstände zusätzliche Frequenzen für den Telegrafie-Seefunkdienst im Kurzwellenbereich bereitzustellen. In dem von der Konferenz neu aufgestellten Frequenzverteilungsplan für die Telegrafie-Seefunkstellen konnten Kanäle für moderne Betriebsverfahren wie Funkfern schreiben und Datenübertragung sowie für die Übertragung von ozeanographischen Daten berücksichtigt werden.

#### Internationales Selektivrufsystem

Das bisherige Verfahren des Anrufs der Seefunkstellen durch die Küstenfunkstellen kann künftig durch den Selektivruf ergänzt werden. Beim Selektivruf wird einer Seefunkstelle eine besondere Rufnummer zugeteilt, unter der sie - bei entsprechender technischer Ausrüstung - von der Küstenfunkstelle angerufen werden kann. Für dieses vor allem dem beschleunigten Verbindungsaufbau dienende Rufverfahren wurden von der Konferenz die technischen Kenngrößen des Systems und des Betriebsverfahrens festgelegt, so daß damit die Voraussetzungen für den Aufbau

eines internationalen Selektivrufsystems für den maritimen Dienst geschaffen sind.

#### Schwimmende Funkbake

Der Sicherheit des menschlichen Lebens auf See diente die Ausarbeitung von technischen und betrieblichen Kenngrößen einer unbedient arbeitenden schwimmenden Funkbake, die durch Ausstrahlung international festgelegter Funksignale am Unglücksort die Such- und Rettungsaktionen der Schiffe und Flugzeuge erleichtern soll.

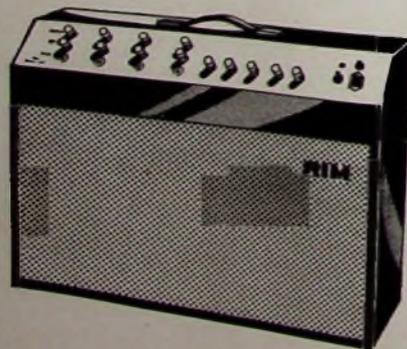
Um bei Sprachschwierigkeiten im Seefunkdienst den Austausch der wichtigsten Informationen zu ermöglichen, wurde ein besonderer Code erarbeitet, der sowohl für den Telegrafiefunk als auch für den Sprechfunk zu verwenden ist.

#### Änderung überholter Bestimmungen

Die Konferenz hat 20 Entschlüsse und 8 Empfehlungen erarbeitet. Da ein Teil der anstehenden Probleme nicht abschließend behandelt werden konnte, hat die Konferenz empfohlen, im Jahre 1973 eine weitere Weltweite Verwaltungskonferenz einzuberufen, auf der die noch nicht gelösten Probleme zum Abschluß gebracht werden sollen.

Die Einführung der vorstehend erwähnten technischen und betrieblichen Neuerungen sowie die Änderung überholter Bestimmungen erforderte eine weitgehende Modifizierung und Ergänzung der bestehenden Vorschriften der Vollzugsordnungen Funk 1959, die in den Schlußprotokollen der Konferenz zusammengefaßt sind. Die überarbeiteten Vorschriften der VO Funk sollen am 1. April 1969 in Kraft treten.

(Nach Unterlagen des Bundesministeriums für das Post- und Fernmeldewesen)



Ein enorm leistungsstarker und formschöner

## 60/40-Watt Koffermischverstärker, RIM-Sound 1000'

in Silizium-Transistor-Baugruppenteknik

Großer technischer Klangkomfort für versierte Musiker.

#### Hauptmerkmale:

- 4 miteinander mischbare Eingänge. Jeder Eingang zusätzlich mit Pegelregler
- Getrennte Höhen- und Baßregelung
- Summen-Lautstärkeregelung
- Klirrfaktor: ca. 1%, b. 1000 Hz/40 W
- Frequenzumfang: 20 - 20000 Hz
- Gitarren-Frequenz-Korrektur
- Eingebauter, abschaltbarer Vibrator
- Außenlautsprecher-Anschluß
- 2 Tieftonlautsprecher mit je 2 integrierten Hochtonlautsprechern
- Maße: 75 x 56 x 24 cm. Gewicht: ca. 25 kg

Preise: Kompl. Bausatz DM 648.- Betriebsfertig DM 798.- RIM-Baumappe DM 4,50.

Fordern Sie Prospekt „Sound 1000“ an!

**RADIO-RIM**

8 München 15, Abt. F 2, Bayerstraße 25  
 Telefon (0811) 557221. Telex: 05-28 166 rarim-d

**UT 30 a Telefunken-UHF-Röhren-Tuner.**  
Präz.-Feintrieb, mit Baluntrafo, für Gebiete mit Störungen durch Kreuzmodulation.  
1 St. 23,50      3 St. à 21,50      10 St. à 19,50



**UT 67 Telefunken-Trans.-Tuner.**  
2 x AF 139 Baluntrafo.  
Feintrieb und Schaltung, 1 St. 30.—  
3 St. à 28,50      10 St. à 26,50

**UT 60 Converter-Tuner.**  
AF 139 und AF 239 im Eing. mit Baluntrafo, Ausg.-Symmetrierglied und Schaltung, 1 St. 32.—  
3 St. à 30.—      10 St. à 27,50

**UC 101 Converter-Telefunken-Tuner.** mit eingeb. Fernsehleuchte Maße: 270 x 185 x 150 mm  
1 St. 42.—      3 St. à 39,50

**UC 131 Transistor-Converter.** Flachgehäuse bes. kleine Form, UHF/VHF Umschalter, Linear-Skala, setzt Band IV und V auf Band I um, 2 Trans. AF 139  
1 St. 61.—      5 St. à 58.—      10 St. à 55.—

**Original-Transistoren**  
St. 10 St. à 100 St. à      St. 10 St. à 100 St. à

|           |                |            |                |
|-----------|----------------|------------|----------------|
| AC 151    | - 80 - 75 - 68 | BC 148     | 2- - 1,70 1,45 |
| AC 153 VI | 1,20 1- - 85   | BF 167     | 2,60 2,15 1,85 |
| AC 176    | 1,30 1,10 - 85 | BF 173     | 2,40 2,05 1,75 |
| AD 150    | 3,20 2,80 2,50 | BFY 37     | 2,75 2,50 2,25 |
| AF 200    | 3,75 3,45 3,15 | BFY 39 III | 1,95 1,80 1,65 |
| AF 201    | 3,30 3,05 2,75 | BSV 75     | 2,40 2,25 2,15 |
| AF 202    | 4,20 3,75 3,50 | BF 155     | 7,50 6,95 5,25 |
| BC 107    | 1,10 1- - 90   | AFY 18     | 6,95 6,05 4,95 |
| BC 108    | 1,10 1- - 90   | AF 126     | 1,60 1,30 1,10 |

**Siemens**  
AF 139 St. 250      10 St. à 2,30      100 St. à 2,10  
AF 239 St. 270      10 St. à 2,50      100 St. à 2,30

**UHF-Antennenverstärker TRV 557,** im Gehäuse, einfachster Anschluß, AF 139 und AF 239, Verstärkung 26 dB, deutsches Markenfabrikat 79,50

Lieferung per Nachnahme ab Hirschau, Aufträge unter 25,- gegen Voreinsendung des Betrages + 1,50 für Vers.-Spesen in Briefmarken, sonst Aufschlag 2,-.

**WERNER CONRAD**  
8452 Hirschau/Bay.  
Fach FT 1      Ruf: 0 96 22/2 22      FS 06 3 805  
Nach 18 Uhr Anrufbeantworter 225

## Zulieferanten gesucht

für nachstehend aufgeführte Artikel:  
Ferritantennen, bewickelt, HF-Drosseln, Detektorspulen, Übertrager im Schalenkern  
Laufende kontinuierliche Abnahme wird zugesichert. Bemerkte Angebote mit äußerster Preisstellung erbeten unter F. L. 8502

## THYRISTOR-ZÜNDUNG

ab Werk DM 78,- · Mengenrabatte auf Anfrage  
Lieferung für 6 V oder 12 V, passend für alle Fahrzeuge, einwandfreie Zündung, besserer Start, größere Leistung.

Ing. L. Braum · 8229 Laufen/Obb.

## Preiswerte Transistoren



|             |         |              |
|-------------|---------|--------------|
| AC 117      | DM 1,50 | 10 / DM 1,30 |
| AC 122      | DM 1,50 | 10 / DM 1,30 |
| AC 151 V    | DM 1,60 | 10 / DM 1,40 |
| AC 157 K /  | DM 1,80 | 10 / DM 1,60 |
| AC 188 K    | DM 1,70 | 10 / DM 1,50 |
| kompl. Paar | DM 3,70 | 10 / DM 3,30 |
| AD 148      | DM 3,85 | 10 / DM 3,45 |
| AF 118      | DM 3,35 | 10 / DM 3,00 |
| BC 107      | DM 1,50 | 10 / DM 1,30 |
| BC 108      | DM 1,40 | 10 / DM 1,20 |
| BC 109      | DM 1,55 | 10 / DM 1,35 |
| BC 170 B    | DM 1,10 | 10 / DM 1,—  |
| BF 115      | DM 3,20 | 10 / DM 2,80 |
| 2 N 706     | DM 1,70 | 10 / DM 1,60 |
| 2 N 708     | DM 2,75 | 10 / DM 2,60 |
| 2 N 914     | DM 3,—  | 10 / DM 2,85 |
| 2 N 2219 A  | DM 4,60 | 10 / DM 4,35 |

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

**Rundfunk-Transistoren**  
für Empfänger, Verstärker, Meßgeräte und Kleinsender  
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH  
Elektrotechnische Fabrik  
62 Wiesbaden - Schierstein

**Es lohnt sich!**  
Preise stark herabgesetzt für Schreibmaschinen aus Vorführung und Retouren, trotzdem Garantie & Dienstleistung. Kleinstes Risiko. Fordern Sie Gratiskatalog 907 U  
**NÖTHEL** Deutschland: großes Schreibmaschinenhaus  
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

**Kaufgesuche**  
Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse.  
Röhren-Möller, Kelkheim/Ts., Parkstr. 20  
Labor-Meßinstrumente aller Art, Charlottenburger Motoren, Berlin 30

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

Drahtlose Mikrolone, Abhörgeräte (für den Export) Streichholzschachtel-Format bis Zuckerwürfelgröße. Reichweite bei Radio-Empfang bis ca. 5 km. Verträge zu vergeben, Prospekt frei!  
Hersteller: Alfred G. Stobbe, Elektronik u. Gerätebau, 8391 Klafferstr. BRD.

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



stets griffbereit

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

● **Sammelmappen**  
mit Stabehängevorrichtung für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den

● **Einbanddecken**  
für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert  
Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis d. Sammelmappe: 7,80 DM zuzügl. Versandkosten (Berlin: 1 Sammelmappe 30 Pf, bis 5 Sammelmappen 1,— DM; Bundesgebiet: bis 5 Sammelmappen 1,— DM)

Preis d. Einbanddecke: 6,— DM zuzügl. Versandkosten (Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 1,— DM; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 1,— DM)

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

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
1 BERLIN 52, Eichborndamm 141—167

## RIM+ GÖRLER

HF/NF-Funktionsbausteine und -Baugruppen für

Labor  
Werkstätten  
Amateure

Ausführliche Beschreibungen mit Bild und Schaltplan in der erweiterten RIM-Bauschriften-Über 37 Vorschläge - Schutzgebühr DM 3,50.

Nachnahme Inland DM 5,20  
RIM-Basteibuch '67  
- 2. Auflage, 416 S. - Schutzgebühr DM 3,50, Nachnahme Inland DM 5,30

**RADIO-RIM** Abt. F. 2

8 München 15 • Postfach 275  
Tel. 55 72 21 • FS 528 166 rarim d

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen. Anleitung DM 1,50. Materialliste frei.  
Kabo-Elektroversand, 65 Mainz, Schließfach 2333

## 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

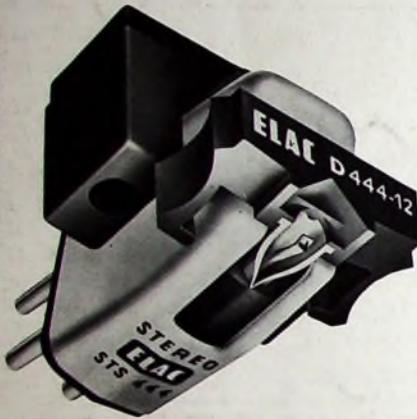
**TECHNIK - VERSAND KG**  
Abt. B 13  
28 Bremen 17



# Ein neuer Hi-Fi-Stereo-Tonabnehmer mit einer bisher unerreichten Abtastsicherheit trotz einer Auflagekraft von nur 0,75 p ELAC STS 444

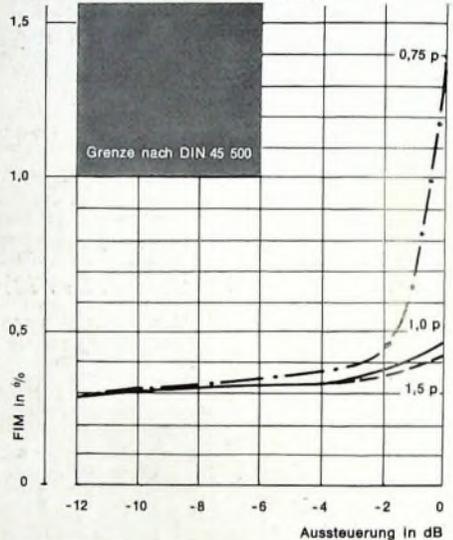
10020

E.-Thälmann-Str. 56



Nichtlineare Verzerrung (FIM)  
in Abhängigkeit von der Aussteuerung  
bei verschiedenen Auflagekräften

Meßschallplatte: DIN 45 542, Band 1



Die ELAC Spezialisten – die in aller Welt anerkannten Pioniere in der Entwicklung hochwertiger Tonabnehmer – schufen mit diesem neuen magneto-dynamischen Hi-Fi-Stereo-Tonabnehmer ein Abtastsystem mit einem Maximum bisher unerreicht guter Eigenschaften, einen Tonabnehmer ohne Kompromisse. Trotz einer Auflagekraft im Bereich von nur 0,75-1,5 p wurden Werte erreicht, die ihresgleichen suchen: Bei einem gradlinigen Frequenzgang beider Kanäle im gesamten Hörbereich beträgt die Compliance sogar  $33 \cdot 10^{-6} \frac{\text{cm}}{\text{dyn}}$  und die effektive Masse weniger als 0,4 mg.

Aus dieser interessanten Kurve ersieht der Fachmann die minimale Frequenzintermodulation auch bei größter Aussteuerung. Sie ist bei -6 dB ( $3 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$  300 Hz –  $0,75 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$  3000 Hz) auch bei einer Auflagekraft von nur 0,75 p geringer als 0,4%.

Alle technischen Werte dieses hervorragenden Hi-Fi-Stereo-Tonabnehmers bedeuten: vollendete Tonwiedergabe im gesamten Hörspektrum bei äußerster Schonung der Schallplatten und des Abtastdiamanten. Sie interessieren sich für ausführliche technische Daten? Dann schreiben Sie an ELAC, ELECTROACUSTIC GMBH, 2300 Kiel.



## FÜR KENNER MEISTERLICHER MUSIK