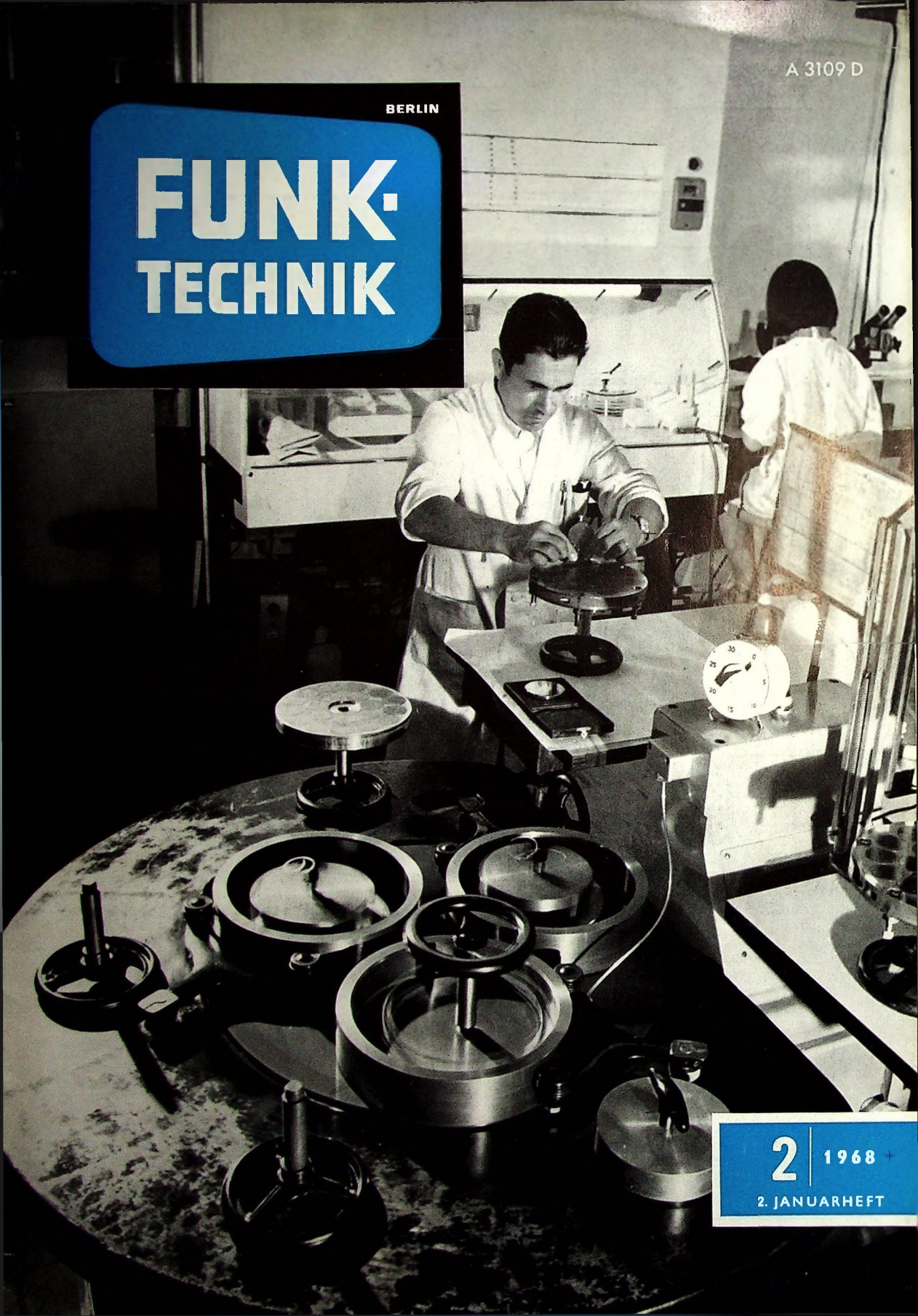


A 3109 D

BERLIN

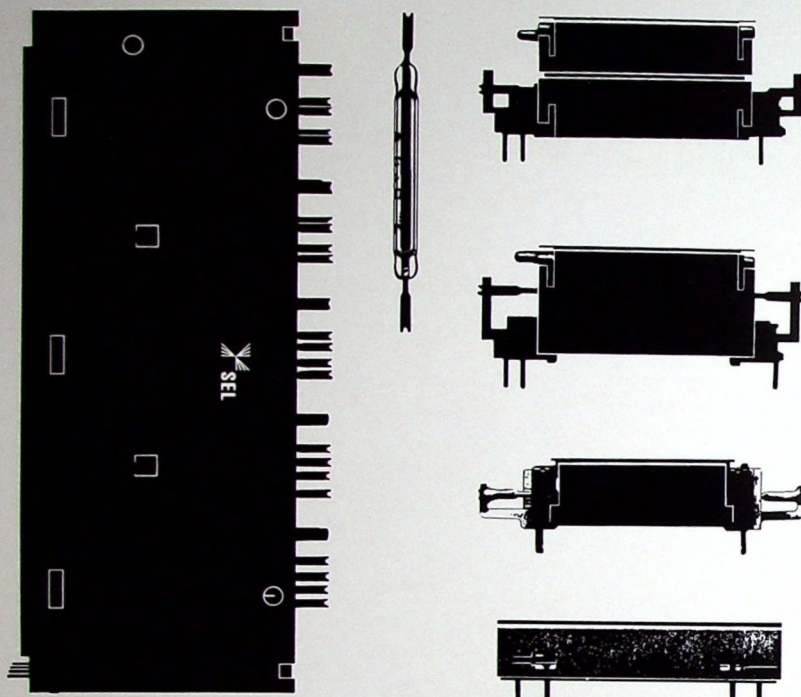
FUNK- TECHNIK



2

1968 +

2. JANUARHEFT



In Steuerungen sollten Relais nicht ausfallen

Ausfälle kosten Sie Geld. Deshalb verwenden Sie Herkon®-Relais der Baureihe HRE 500 mit mehr als 100000000 Schaltzyklen.

Herkon®-Relais mit hermetisch abgeschlossenen Kontakten sind zuverlässig und wartungsfrei. Keine Kontaktoxidation.

Diese Relais können Sie direkt in Ihre gedruckte Schaltung einlöten.

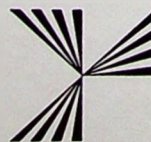
Für Herkon®-Relais in elektronischen Steuerungen sprechen hohe Schaltgeschwindigkeit

und kleine Baugrößen; nehmen Sie zum Beispiel das Herkon®-Relais HRE 599/1G — Bauhöhe nur 10,5 mm.

Überzeugen Sie sich selbst. Die technischen Unterlagen liegen für Sie bereit.

SEL Kontakt-Bauelemente GmbH
8500 Nürnberg, Gießereistraße 3
Telefon: (0911) 53 30 23 Telex: 06-22 529

Im weltweiten **ITT** Firmenverband



SEL

gelesen · gehört · gesehen	40
FT meldet	42
Eurosat · Zukünftige Organisation europäischer Nachrichten- satellitensysteme?	43
Bauelemente im verschärften Wettbewerb	44
Aussichten und Tendenzen der Unterhaltungselektronik in den USA	44
Halbleiter	
Technische Probleme der Mikrominiaturisierung · Die Vor- teile der Projektionsmaskierung	45
Magnetron	
Tonbandgerät „HiFi 8001/T“	47
Farbfernsehen	
Getrennte Erzeugung von Hochspannung und Ablenk- leistung im Farbfernsehempfänger	51
Fernsehen jetzt auch aus dem Magen	53
Persönliches	53
Verstärker	
NF-Leistungsverstärker mit Siliziumtransistoren für 20...70 W Ausgangsleistung	54
Elektronik	
Langzeit-Verzögerungsschaltung	57
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Elektronischer Zeitschalter als Impulsgeber für Scheiben- wischer	58
Für den KW-Amateur	
Über die Definition und die maximal zulässige Sende- leistung bei Amateurfunkanlagen	59
Service von Farbfernsehempfängern	61
Technik von morgen	
Holographie und Fernsehen	63
Vorhersagen über die technische Fernsehentwicklung in den USA	64
Für den jungen Techniker	
Die Technik moderner Service-Oszillografen	65
Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)	68

Unser Titelbild: Läppen von Siliziumscheiben (s. a. S. 44)

Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger. Seiten 38, 41, 69, 71 und 72 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 Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenlfg.: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Pösch Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, IKonto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Hft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrolith usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof



Eine Enzyklopädie der Hochfrequenz- und Elektrotechnik



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. BAND: Grundlagen der Elektrotechnik · Bauelemente der Nachrichtentechnik · Elektronenröhren · Rundfunkempfänger · Elektroakustik · Tonfilmtechnik · Übertragungstechnik · Stromversorgung Starkstromtechnik u.a.m.

728 Seiten · 646 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

II. BAND: Neuentwickelte Bauelemente · Der Quarz in der Hochfrequenztechnik · Wellenausbreitung · UKW-FM-Technik · Funkmeßtechnik · Funkortung · Schallaufzeichnung · Elektronische Musik Industrielle Elektronik · Fernsehen u.a.m.

760 Seiten · 638 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

III. BAND: Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder · Frequenzfunktion und Zeitfunktion · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe · Bariumtilanate · Stabantennen · Wabenkaminfenster Hohlleiter · Dämpfungs- und Phasenzerrung · Die Ionosphäre Hochfrequenzmeßverfahren · Fernsehliteraturverzeichnis u.a.m.

744 Seiten · 669 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

IV. BAND: Informationstheorie · Bauelemente der Nachrichtentechnik Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhre · Verstärker- und Modulator-AM-FM-Emplangstechnik · Elektroakustik und Tonfilmtechnik Planungsgrundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen · Meteorologische Anwendungen der Nachrichtentechnik · Die Elektronik in der Steuerungs- und Regelungstechnik · Theorie und Technik elektronischer digitaler Rechenautomaten · Vakuumtechnik

826 Seiten · 769 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

V. BAND: Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen. Hauptfachgebiete: Antennentechnik · Bauelemente · Dezimeter-technik · Elektroakustik · Elektromedizin · Elektronische Musik Entstörungstechnik · Fernmeldetechnik · Fernsehtechnik · Funkortung Halbleitertechnik · Hochfrequenztechnik · Impulstechnik · Industrie-Elektronik · Kommerzielle Nachrichtentechnik · KW- und Amateur-KW-Technik · Lichttechnik · Mathematik · Meßtechnik · Nachrichtensysteme · Richtfunktechnik · Röhrentechnik · Rundfunktechnik · Ultrakurzwellentechnik · Werkstofftechnik

810 Seiten · 514 Bilder · Ganzleinen 26,80 DM

VI. BAND: Schallalgebra · Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik Die Pulsmodulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik Gedruckte Schaltungen und Subminiaturtechnik · Meßverfahren und Meßgeräte der NF-Technik und Elektroakustik · Messungen zur Bestimmung der Kennwerte von Dioden und Transistoren · Stand der Frequenzmeßtechnik nach dem Überlagerungsverfahren · Radioastronomie · Dielektrische Erwärmung durch Mikrowellen · Magnetverstärkertechnik · Analogrechner als Simulatoren · Technik der Selbst- und Fernlenkung · Fernwirktechnik · Farbfernsehen

765 Seiten · 600 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

VII. BAND: Grundlagen und Anwendungen der magnetischen Informationsspeicherung · Energieleitungen bei sehr hohen Frequenzen Rauscharme Verstärker · UHF-Meßtechnik · Rauschgeneratoren und ihre Anwendungen in der HF- und NF-Technik · Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenstrahl-Oszillografen · Elektrisches Messen von nichtelektrischen Größen · Moderne Emplangstechnik für Rundfunk und Fernsehen · Neue Glühkathodentechnik · Drehmelder (Drehfeldsysteme, Synchros) und Zubehör · Die steuerbare Einkristalleicht-richtzelle, ein neues Bauelement in der Starkstromtechnik · Nukleare Elektronik · Elektronik in der Medizin

743 Seiten · 538 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

und hier ein Urteil von vielen

„Wenn wir in unserem Großbetrieb vom ‚blauen Wunder‘ sprechen, so meinen wir die Bände des HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER. Sie sind Ihnen großartig gelungen und bedeuten für uns Techniker und Ingenieure geradewegs das tägliche Brot.“ H. K. in B.

Zu beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

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

Radio-Schreib-Set

Exator brachte jetzt ein Radio-Schreib-Set heraus, bei dem ein Transistorradio mit zwei Haltern für Kugelschreiber und einer Ablage für Notizpapier kombiniert ist. Der Rundfunkteil enthält ein Mittelwellengerät mit sechs Transistoren, zwei Dioden, 250 mW Ausgangsleistung und einem 7-cm-Rundlautsprecher. Für gute Empfangseigenschaften sorgt eine große Ferritantenne, für die die gesamte Gehäusebreite ausgenutzt wurde. Zur Stromversorgung dienen drei Mignonzellen, die für etwa 150 Betriebsstunden ausreichen.

Jugoslawisches Ehrendiplom für die Fernseh GmbH

Die jugoslawische Messestadt Ljubljana verleiht nach jeder dort stattfindenden Messe ein Ehrendiplom an den Aussteller, der den größten Anklang gefunden hat. Nach der im Oktober 1967 stattgefundenen 14. International Exhibition Modern Electronics erhielt diesmal die Fernseh GmbH, Darmstadt, für die funktionelle und gute Gestaltung ihres Messestandes das Ehrendiplom. Auf dem Ausstellungsgelände befand sich ein Farbfernsehstudio der Fernseh GmbH, das unter tatkräftiger Mithilfe der Fachleute vom jugoslawischen Fernsehen jeden Abend ein abwechslungsreiches Farbprogramm produzierte. In Elektrogeschäften und Supermärkten von Ljubljana waren Blaupunkt-Farbfernsehempfänger aufgestellt, vor denen sich während der Sendungen die Zuschauer stauten.

Neuer Reed-Kontakt „DR 138“

Der neue einpolige Umschalt-Reed-Kontakt „DR 138“ von General Electric eignet sich zum Schalten von ohmschen und induktiven Lasten. Er hat einen Anfangskontaktwiderstand von maximal 0,1 Ohm und zeichnet sich durch hohe Stoß- und Schüttelfestigkeit aus. Bei einer zulässigen Schaltleistung von 5 W (50 V, 100 mA) bei ohmscher Belastung erreicht der „DR 138“ eine Lebensdauer von 20 Millionen Schaltungen.

Elektronische Relais für Dax-Netz

Bei der Fernübertragung von Fernseh- und Datenzeichen wurden bisher zur Trennung von Gleichstrom-Tast-Abschnitten mechanische polarisierte Telegrafienrelais verwendet. Die im Dax-Netz der Deutschen Bundespost jetzt höhere Übertragungsgeschwindigkeit (200 Baud) hat jedoch für mechanische Relais eine starke Beanspruchung zur Folge. Ein von AEG-Telefunken entwick-

keltes und von der Deutschen Bundespost erprobtes elektronisches Relais „ER 08“ hat gegenüber dem mechanischen Relais die Vorteile: Wartungsfreiheit, geringere Zeichenverzerrungen und Prellfreiheit. Das elektronische Relais arbeitet mit einem Zerhacker, der eine Potentialtrennung zwischen der Erreger- und der Kontaktseite bewirkt. Die äußeren Abmessungen und die Messerkontakte entsprechen denen des mechanischen Relais, so daß ein Austausch ohne weiteres möglich ist.

Quarzoszillator im TO-5-Gehäuse

Bei dem neuen Mikrooszillator „F 3185“ von Marconi sind in einem TO-5-Transistorgehäuse ein rückgekoppelter Verstärker in integrierter Technik sowie ein an seinen Zuführungen gehaltener Schwingquarz untergebracht. Der mit dieser Konstruktion überdeckbare Frequenzbereich ist 60 ... 140 MHz. Im gesamten Betriebstemperaturbereich —55 ... +95 °C ist die Frequenzstabilität $5 \cdot 10^{-5}$, bei konstanter Temperatur und Betriebsspannung (+10 und —5 V, 40 mW) sogar $1 \cdot 10^{-8}$.

Erweiterung der Typenreihe spannungsfester Transistoren

Die Typenreihe von Transistoren mit hoher Spannungsfestigkeit wurde von SGS-Fairchild um die PNP-Transistoren BFW 43 (TO-18-Gehäuse, 1,4 W Verlustleistung) und BFW 44 (TO-5-Gehäuse, 2,5 W Verlustleistung) erweitert, die sich für NF-, Video-, ZF- und Operationsverstärker eignen. Beide Typen zeichnen sich durch eine hohe Durchbruchspannung ($U_{CE0(BR)} = 150$ V) aus und haben eine garantierte minimale Stromverstärkung von 40 im Strombereich von 10 µA bis 10 mA. Mit einem sogenannten Äquipotentialring wird eine Kanalbildung verhindert.

Parametrische Verstärker für das S- und X-Band

Für das S- und X-Band liefert Mullard zwei neue parametrische Verstärker CL9010 und CL9060, die keine Kühlung erfordern und bei einer Rauschzahl von nur 3 dB einen Abstimmbereich von 400 MHz haben. Der CL9010 arbeitet im Frequenzbereich 2,7 ... 3,3 GHz mit einer Bandbreite von 15 MHz, während der CL9060 den Bereich 7,0 ... 12,4 GHz verstärkt und 50 MHz Bandbreite hat. Das Klystron, das die erforderliche Pumpleistung liefert, ist in einem Thermostaten untergebracht.

Sprachunterricht in der Luft

In den Transatlantikmaschinen der amerikanischen Luftver-

kehrsgesellschaft TEA können die Passagiere über ein Tonband in Verbindung mit einer zugehörigen Lehrbroschüre die häufigsten Wörter und Redewendungen der französischen, deutschen, italienischen und spanischen Sprache lernen.

Programmierter Unterricht bei der Piloten-Umschulung

Die Deutsche Lufthansa wendet bei der Umschulung ihrer Piloten auf neue Flugzeugtypen einen programmierten Unterricht an, bei dem in einer Lehrmaschine Tonbänder, Filme und Dias kombiniert werden. Dadurch konnte die für die Umschulung notwendige Zeit von 5 1/2 auf 3 Wochen verkürzt werden.

Pan Am landet vollautomatisch

Pan American World Airways führt jetzt generell vollautomatische Landeanflüge mit planmäßigen Passagierclippern durch. Zur Zeit sind zwei „Boeing 727“ der Berlin-Flotte mit vollautomatischen Anfluggeräten ausgerüstet, die von Boeing und der Sperry Company (USA) entwickelt wurden. Die amerikanische Bundesluftfahrtbehörde FAA hat Pan Am erlaubt, vollautomatische Landungen auf westdeutschen Flughäfen unter den gleichen Wetterbedingungen und Sichtbegrenzungen durchzuführen, die für konventionelle „Boeing 727“-Anflüge gelten.

„Mariner IV“ sendet noch immer

Die amerikanische Raumsonde „Mariner IV“, die am 28. November 1964 gestartet wurde, im Juli 1965 die Marsoberfläche aus geringem Abstand fotografierte und die Bilder über eine Entfernung von 216 Mill. km zur Erde funkte, wurde kürzlich nach fast drei Jahren Flugzeit wieder in Erdnähe geortet. „Mariner IV“ gilt als Spitzenleistung der Raumfahrttechnik, denn noch immer sendet er Meßdaten über die Strahlungsintensität im All, über kosmische Staubwolken u. ä. zur Bodenstation in Goldstone (Kalifornien).

Elektronisches Zeichenbrett

Die Marconi Company hat eine Baureihe von Sichtgeräten mit hoher Auflösung auf den Markt gebracht, um Konstrukteuren die Möglichkeit einer leichten und direkten Verständigung mit Computern zu geben. Die Sichtgeräte zeigen die Ausgangssignale der Computer entweder in Diagrammform, in grafischer Darstellung oder in Tabellenform mit elektronischer Schrift. Ein zum Sichtgerät gehörender „Lichtgriffel“ erlaubt die Verwendung des Geräts als Eingabeeinrichtung

für den Computer, mit der entweder erste Konstruktionsskizzen eingegeben oder Änderungen an dem vom Computer erzeugten Anschauungsmaterial durchgeführt werden können.

Hamburger U-Bahn fährt automatisch

Mit zwei Zügen, die vollautomatisch von einer Zentrale aus gesteuert werden, hat die Hamburger Hochbahn AG (HHA) jetzt den praktischen Probebetrieb für die Automatisierung der U-Bahn aufgenommen. Die Züge, die zunächst ohne Fahrgäste zwischen den planmäßigen Zügen auf dem 6,5 km langen Abschnitt Trabrennbahn – Ritterstraße verkehren, fahren auf „elektrische Sicht“. Damit werden bei der Hamburger U-Bahn erstmals alle Forderungen an den Schnellbahnbetrieb der Zukunft in einer geschlossenen Technik verwirklicht. Die vollautomatische Zugsteuerung, die mit Hilfe von längs der Gleise verlegten Linienleitern arbeitet, wurde in Zusammenarbeit mit der Entwicklungsabteilung der HHA von Siemens und der AEG entwickelt.

Zugspitzbahn wird fernseh-überwacht

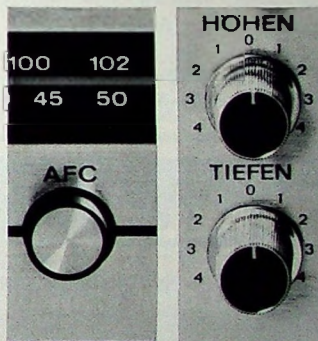
Im Januar wird auf der Zugspitze die Fernsehüberwachung der Gletscherbahn vom Schneefernerhaus bis zur 400 m entfernten Gletscherstation in Betrieb genommen. Vom Schneefernerhaus aus beobachtet der Seilbahnführer die Gondeln – er paßt auf, daß nicht zu viele Fahrgäste die Kabinen besteigen und daß die Türen richtig geschlossen sind. Das war bisher bei Nebel oder dichtem Schneefall nicht mehr durchführbar. Hier hilft jetzt die elektronische Kameraanlage der Fernseh GmbH, Darmstadt. Die Anlage ist in der Gletscherstation installiert und verfolgt die Gondeln bei der An- und Abfahrt. Der Schwenkkopf wird vom Seilbahnführer ferngesteuert. Das Videosignal wird auf einen HF-Modulator gegeben; das dem HF-Träger aufmodulierte BAS-Signal wird einem Sender mit einer maximalen Ausgangsleistung von 150 mW zugeführt. In einem Winkel von 35° wird diese Sendeleistung mit einer Richtantenne, die in einer Kunststoffwanne eingebaut ist, nach dem Schneefernerhaus ausgestrahlt. Das Gehäuse der Kamera kann, da auf der Zugspitze Temperaturen bis —50 °C herrschen können, beheizt werden und hat sogar Scheibenwischer. Im Schneefernerhaus ist an eine einfache Yagi-Antenne ein normales Heimfernsehgerät angeschlossen.

TELEFUNKEN



Mit der »Andante Stereo« von
TELEFUNKEN
packen Sie die,
die bisher »nein«
gesagt haben!

Denn dahin geht der Trend: Stereo-
Steuergerät mit einer separaten
Lautsprecherbox. Stellen Sie sich
darauf ein — mit der »Andante Stereo«
von TELEFUNKEN.



Getrennte Höhen- und Tiefenregler,
UKW-Abstimmautomatik (AFC), in
dieser Preisklasse Extras, die sich
gut verkaufen.



Stereo-Steuer-
gerät mit separater Laut-
sprecherbox (gehört zum Lieferumfang).
Durch eingebauten Decoder sofort empfangs-
bereit für UKW-Stereo-Sendungen.
20 Transistoren, 16 Dioden; 4 Wellenbereiche,
AFC; 2 x 6 Watt Musikleistung, getrennte
Höhen- und Tiefenregler. Holzgehäuse mit
Nußbaumdekor hell matt.

**Andante Stereo -
damit packen Sie die,
die bisher »nein« gesagt haben.**

**FUNK
TECHNIK**

stets griffbereit

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

• **Sammelmappen**

mit Stabelhängevorrichtung

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. Versandspesen

(Berlin: 1 Sammelmappe 30 Pf, bis 5 Sammelmappen 1,— DM; Bundesgebiet: bis 5 Sammelmappen 1,— DM)

Preis d. Einbanddecke: 6,— DM zuzügl. Versandspesen

(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

3 PLUS PUNKTE für die Filmwirtschaft

1

CHRONAR LEADER FILM

Der Zugfilm für alle
kino-technischen Betriebe
Lieferbar in 16 mm und 35 mm

DUPONT

Ein Weltbegriff für Qualität!

2

Ein **UNSCHÄDLICHES, WIRKUNGSVOLLES**
Lösungsmittel zur Behandlung und
Reinigung von FILMATERIAL für alle
Schwarzweiß- und Farbfilme

"FREON-TF"

3

"DIE NEUE KLEBTECHNIK"

Die Klebelatine ist für 16 mm, 17,5 mm und
35 mm Film erhältlich

PERMACEL

MYLAR-FILM-KLEBEBAND

Vertrieb für Deutschland:

**Globus
FILM**

8 München 55,
Fürstenrieder Str. 276
Telefon 78 82 85/74 83 14

Fordern Sie bitte ausführliches Prospektmaterial an

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

Gründung der ESG
Elektronik-System-Gesellschaft
mbH

Die Firmen AEG-Telefunken, Rohde & Schwarz, Siemens AG und Standard Elektrik Lorenz AG haben am 14. 12. 1967 die ESG Elektronik-System-Gesellschaft mbH mit Sitz in München gegründet. Das Kapital der Gesellschaft beträgt 0,4 Mill. DM. Das neue Unternehmen befaßt sich mit der Planung, Projektierung, Integration, Steuerung und Betreuung von elektronischen Gesamtsystemen für Flugzeuge. Zu Geschäftsführern der Gesellschaft wurden bestellt: Felix Böttcher (Siemens AG), München, als technischer Geschäftsführer, und Hans-Joachim Bardenhede (Rohde & Schwarz), München, als kaufmännischer Geschäftsführer.

„Philips Ton“ wurde „Phonogram“

Die Philips Ton Gesellschaft mbH in Hamburg wurde am 1. Januar 1968 in Phonogram Tongesellschaft mbH umbenannt. Die Firma folgt damit einem internationalen Trend der Philips-Schallplatte, deren Unternehmungen in Norwegen, Holland, Spanien, Italien, Argentinien, Singapur und Australien schon seit langem „Phonogram“ heißen.

10 Jahre
kommerzielle Geräte bei fuba

Im Dezember 1957 begannen die damaligen fuba-Antennenwerke (jetzt fuba-Antennen, Geschäftsbereich der Hans Kolbe & Co.) mit der Entwicklung von Umsetzern und Antennen für die Rundfunkanstalten. Bereits 1958 konnten die Entwicklungsarbeiten abgeschlossen werden, und Ende 1960 wurde der 108. VHF-Umsetzer ausgeliefert. Die ersten UHF-Umsetzer erschienen bereits 1964, der erste Zwischenfrequenz-UHF-Umsetzer wurde 1966 ausgeliefert, und der 50. UHF-Umsetzer wurde kürzlich in St. Goar aufgestellt.

Die Entwicklung und Fertigung kommerzieller Antennen beschränkte sich nicht nur auf Ausführungen für Fernseh-Frequenzumsetzer. Es werden auch Spezialantennen für technisch besonders schwierige Fernsehübertragungen, für den Polizeifunk und für wissenschaftliche Institute geliefert.

Organisationsänderung im F & G-Konzern

Im Interesse einer Straffung und Rationalisierung von Vertrieb und Produktion ist beabsichtigt, den Elektrotell des Felten & Guilleaume-Konzerns in drei Einheitsgesellschaften für die Bereiche Kabel, Schaltanlagen sowie Lackdrähte und Isolierstoffe zu gliedern, während jetzt neben verschiedenen Werken der Muttergesellschaft sechs Tochtergesellschaften auf diesen Gebieten tätig sind. Die Neuordnung erfolgt vorerst in der Form, daß jeweils eine Tochtergesellschaft die zugehörigen Betriebe der anderen Gesellschaften pachtet. Die Felten & Guilleaume Carlsberg AG selbst soll nach Ausgliederung ihrer Betriebe den Status einer reinen Holding-Gesellschaft erhalten.

Hewlett-Packard-Werk in Böblingen/Württl. erweitert

Mit dem neuen Fabrikgebäude mit 6200 m² Grundfläche, das im Dezember 1967 eingeweiht wurde, stehen auf dem 4 ha großem Werksgelände von Hewlett-Packard in Böblingen bei Stuttgart vier Gebäude mit insgesamt 14 100 m² für Produktion, Entwicklung und Verwaltung zur Verfügung. Die Produktion des Werkes, in dem 400 Personen beschäftigt sind, erreichte 1967 einen Wert von 34 Mill. DM. Etwa 75 % der Produktion werden exportiert.

Elliot-Zweigniederlassung in München

Neben den Niederlassungen in Hamburg, Köln und Stuttgart hat Elliot-Automation seit dem 20. Dezember 1967 auch in München 55, Zirlerstraße 18, ein Technisches Büro. Die Münchener Zweigniederlassung wird sich vorerst auf Systemberatung und -planung sowie auf den Vertrieb von Ventilen und Gasdruckreglern beschränken, jedoch sollen in Kürze auch andere Automationsgebiete ins Programm aufgenommen werden.

Union Carbide vertriebt Halbleiterbauelemente von Mountain View

Die Union Carbide Deutschland GmbH, Düsseldorf, vertriebt jetzt auch die Halbleiterbauelemente der amerikanischen Firma Mountain View. Das Lieferprogramm umfaßt zur Zeit N- und P-Kanal-FET, Dual-FET, MOS-FET, integrierte NPN- und PNP-Dualtransistoren, integrierte Operationsverstärker und Modulverstärker.

Internationaler Funkberater-Kongreß 1968

Der Funkberaterkongreß und die Einkaufs-Genossenschaft der Funkberater eGmbH, haben als Tagungsort für den Funkberater-Kongreß 1968 wieder Flims im schweizerischen Graubünden gewählt. Die Tagung, die vom 14. bis 22. März dauert, ist mit einer Ausstellung verbunden, auf der die mit den Funkberatern zusammenarbeitenden Industrie-firmen vor allem die neuen Funkberater - Exklusiv - Modelle vorstellen.

Kybernetik-Kongreß München 1968

Die Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG) führt gemeinsam mit der Deutschen Sektion des Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) und dem Elektrotechnischen Verein München im VDE vom 23. bis 26. April 1968 in der TH München den Kybernetik-Kongreß München 1968 durch. Das Tagungsprogramm kann bei der Tagungsleitung, Obering. Dipl.-Ing. H. G. Thilo, 8 München 25, Hofmannstraße 51, Postfach der Siemens AG, angefordert werden.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

EUROSAT · Zukünftige Organisation europäischer Nachrichtensatellitensysteme?

Das von der Intelsat, der internationalen Organisation für Nachrichtensatelliten, betriebene System bedient sich im Atlantik-Raum zur Zeit vor allem der Synchronsatelliten „Early Bird“ und „Atlantic Satellite“. Obwohl bereits eine große Anzahl von Verbindungen über diese Satelliten durchgeführt wurden und werden, handelt es sich noch durchaus — wie bei den schon früher in den USA gestarteten Satelliten „Relay“ und „Syncom“ — um Experimentalsysteme; erst 1968 soll mit dem „Intelsat III“ ein reines Betriebssystem in Funktion treten. 28% der bei der Intelsat aufgelaufenen Kosten wurden bisher von europäischen Staaten getragen, aber nur 4% der Entwicklungsarbeiten an europäische Firmen vergeben.

Nachrichtensatelliten sind lediglich ein Teilgebiet der internationalen, sehr beträchtliche Mittel erfordernden Raumfahrtforschung, zu der neben vielen anderen Staaten auch deutsche Behörden und Firmen ihr Scherflein und ihr Können beitragen. Es muß in der Öffentlichkeit, so hob der Bundesminister für wissenschaftliche Forschung, Dr. G. Stollenberg, im Oktober 1967 auf der gemeinsamen Jahrestagung deutscher wissenschaftlicher Gesellschaften für Luft- und Raumfahrt hervor, „... das Bewußtsein geweckt und gestärkt werden, daß diese Mittel entscheidend zur Gestaltung unserer Zukunft in diesem technisch-wissenschaftlichen Zeitalter beitragen. Die Allgemeinheit muß das Gefühl haben, daß sie ökonomisch gut angelegt sind.“ „Wir befinden uns“, so führte er unter anderem aus, „gegenüber Frankreich und Großbritannien, die bereits nationale Satellitenprojekte verwirklicht haben, noch in einem relativ frühen Stadium der Entwicklung. Die staatliche Förderung der Weltraumforschung setzte bei uns auf Grund der politischen Beschränkungen der Nachkriegszeit erst im Jahre 1962 ein. Es konnten deshalb auch bisher insgesamt noch nicht so hohe finanzielle Mittel aufgewendet werden wie in den genannten Ländern. Das Nachziel unserer mittelfristigen Planung ist vor allem, durch eigene und bilaterale Satellitenprojekte einen Leistungsnachweis zu erbringen. Wir werden erst dann (für europäische Gemeinschaftsprogramme) als wirklich gleichwertige Partner der anderen Nationen anerkannt werden können, wenn wir dieses Ziel erreicht haben. Eine weitere wesentliche Aufgabe der mittelfristigen Planung ist die Verstärkung der nationalen Basisprogramme in einem Umfang, der die angemessene deutsche Beteiligung in künftigen Gemeinschaftsprogrammen sicherstellt.“

Unter obigen Aspekten gewinnt die Ende April 1967 zwischen Frankreich und der Bundesrepublik getroffene Vereinbarung über gemeinsame Entwicklung und den Bau, den Start und die Nutzung eines experimentellen Fernmeldesatelliten, der inzwischen den Namen „Symphonie“ erhalten hat, besondere Bedeutung. Dieser Satellit soll etwa ab 1970 zu Versuchen bei der Übertragung von Ton- und Fernsehsendungen, Ferngesprächen und Daten dienen.

Von der Europäischen Raumfahrtkonferenz, die Mitte Juli 1967 in Rom stattfand, hat die ESRO, die europäische Organisation für die Weltraumforschung, ferner den Auftrag erhalten, einen für die CETS (Europäische Konferenz für Fernmeldeverbindungen mittels Satelliten) ausgearbeiteten Programmvorschlag zu überarbeiten, um daraus einen Satelliten zu entwickeln, der sich von dem „Symphonie“ unterscheidet und einen weiter fortgeschrittenen Typ darstellt.

Solche Vereinbarungen und Planungen sind notwendig, um für die europäischen Länder hinsichtlich der Nachrichtensatelliten langsam Anschluß an die großen Erfahrungen und Technologien der großen Raumfahrtationen (UdSSR und USA) zu gewinnen. Dabei taucht außer dem Problem der weltweiten Nachrichtenverbindungen besonders die Frage der Wirtschaftlichkeit und Zweckmäßigkeit der zusätzlichen Errichtung von regionalen Nachrichtensatellitensystemen auf. Hiermit befaßt sich

unter anderem eine seit Oktober 1967 vorliegende, über 80seitige Studie „Empfehlungen für die Errichtung regionaler Nachrichtensatellitensysteme Europas“, die im Auftrag der Eurospace (einer Interessensvereinigung von europäischen Verbänden und Firmen) von der Marktforschungsgesellschaft Metra International durchgeführt wurde.

Dieser Bericht gelangt zunächst einmal zu dem Schluß, innerhalb der europäischen Industrie seien durchaus die technischen Fähigkeiten vorhanden, die Entwicklungsarbeiten für eine bestimmte Kategorie von Nachrichtensatelliten durchzuführen.

Die Studie berücksichtigt drei geografische Zonen mit jeweils zunehmender Reichweite, und zwar

Zone 1: Europäische Zone (ganz Europa einschließlich Island und Finnland im Norden sowie Griechenland, Bulgarien und Rumänien im Osten), Antennenöffnungswinkel 4° (kreisförmig);

Zone 2: Europäische Zone + Naher Osten + Mittelmeerbecken (zu der Zone 1 würden die an das Mittelmeerbecken angrenzenden Staaten sowie Saudi-Arabien und Syrien hinzukommen), Antennenöffnungswinkel 9° mal 7° (elliptisch);

Zone 3: Europäische Zone + Naher Osten + Mittelmeerbecken + Afrika (Zone 2 sowie alle Staaten Afrikas einschließlich Madagaskar), Antennenöffnungswinkel 16° mal 9° (elliptisch).

Weiter ging man davon aus, daß die Nachrichtensatelliten von ebenfalls in europäischer Gemeinschaftsarbeit von der ELDO entwickelten Träger raketen in ihre 24-Stunden-Umlaufbahn gebracht werden. Auf Grund der Zoneneinteilung, der voraussichtlichen Fertigstellungstermine und der Leistungsfähigkeit der Träger raketen sowie der Entwicklung der Satelliten wurden die sich ergebenden Versorgungsmöglichkeiten und ihre Wirtschaftlichkeit betrachtet. Für die erste Satellitenversion würde sich ein Satellit mit einer Masse von etwa 170 kg ergeben, der zwei gleiche Sender-Empfänger mit je etwa 10 W Leistung enthält. Je Sender ließen sich ein Farbfernsehsenderkanal sowie drei bis vier Rundfunkkanäle oder 300 Telefon-Sprechkreise (600 Kanäle in einer Richtung) übertragen. Wenn die Übertragung über Bodenstationen mit etwa 500 W Leistung erfolgt, wären für Zone 1 Antennendurchmesser von etwa 5 bis 6 m, für Zone 2 von etwa 12 m und für Zone 3 von etwa 18 m notwendig. Eine Versuchs-version würde etwa 1971 verfügbar sein. Bis 1972 könnte man mit einem Satelliten mit 20 W je Sender-Empfänger die doppelte Kapazität erreichen, oder die Antennendurchmesser ließen sich um den Faktor 1,4 reduzieren. Ab 1974—75 dürften auch Satelliten zur Verfügung stehen, die bei Verwendung von Spezialempfängern einen Direktempfang zulassen.

Wie sich aus Diskussionen mit der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen ergab, würde sich für Eurovisions-Sendungen schon anfänglich ein Bedarf von zwei Fernsehkanälen, zwanzig Tonkanälen sowie Kanälen zur Kontrolle und Steuerung ergeben. Ein Anfangssystem muß außerdem von mindestens achtzehn Bodenstationen empfangen werden können. Da die Benutzungsgebühren bereits im ersten Jahr etwa 10 Millionen Dollar erbringen, ist bei einem solchen System mit einem Jahresertrag des eingesetzten Kapitals von etwa 12% zu rechnen. Die Organisationsform eines entsprechenden Regionalsystems (Arbeitstitel „Eurosat“) könnte eine Gesellschaft sein, an der auf Grund von Vereinbarungen mit den Regierungen sowohl die öffentliche Hand als auch privates Kapital beteiligt sind. Die Gesellschaft sollte als Organ der Zusammenarbeit und Koordinierung zwischen den Staaten auf der einen Seite und den Herstellern auf der anderen Seite fungieren. Man kommt dabei vielleicht zu einer engen Arbeitsgemeinschaft, um Erfordernisse und Methoden auf europäischer Ebene im Zusammenwirken mit einer geplanten europäischen Raumfahrtbehörde zu entwickeln. ja.

Bauelemente im verschärften Wettbewerb

„Die Maßnahmen der klassischen Wirtschaftspolitik haben bisher nicht ausgereicht, der wirtschaftlichen Rezession entgegenzuwirken“, sagte Dr. Eugen Sasse, der Vorsitzende des Fachverbandes „Schwachstromtechnische Bauelemente“ im ZVEI, dem 147 Firmen angehören, auf der diesjährigen Mitgliederversammlung in Garmisch-Partenkirchen. Die Sachverständigengutachten zur Wirtschaftspolitik, die noch einen Zuwachs von 4 bis 5 % erhofft hatten, seien nicht bestätigt worden; der Erfolg einer eventuell beabsichtigten Globalsteuerung der Wirtschaftspolitik sei in ihren Auswirkungen nicht abzusehen und mit Vorsicht zu beobachten. Dr. Sasse wies auf die verstärkten amerikanischen Absatzbemühungen auf dem europäischen Markt hin und bezeichnete es als sinnvoll, daß die deutschen Behörden, besonders die Finanzbehörden, eine verständnisvollere Steuergesetzgebung praktizierten, bei der die deutsche Industrie in Fragen der Abschreibung nicht schlechter gestellt sei als die Unternehmer in anderen Ländern.

Zur Frage der Ausstellungspolitik entschied sich der Fachverband für die Hannover-Messe und für den Salon International des Composants in Paris. Natürlich sei es, wie Dr. Sasse betonte, jeder Firma freigestellt, sich gegebenenfalls auch an anderen Ausstellungen zu beteiligen. Die überwiegende Verbandsmeinung spreche sich jedoch für die zwei Veranstaltungen in Hannover und Paris aus. Im Jahre 1968 komme der Interkama, die in ihrem Ausstellungsprogramm besonders auch die Belange des Fachverbandes berücksichtige, eine besondere Bedeutung zu.

Wie in der Versammlung mitgeteilt wurde, hat auf dem Gebiet der passiven Bauelemente das CEPEC (Committee of European Manufacturers of Passive Electronic Components) in den zweieinhalb Jahren seiner Tätigkeit vielversprechende Ergebnisse in den Bemühungen um eine Harmonisierung der verschiedenen nationalen technischen Normen und Vorschriften erreicht. Die Beseitigung solcher technischen Handelshemmnisse diene letztlich der Förderung des internationalen Warenaustausches. Die Interessen der Bundesrepublik Deutschland in diesem Gremium werden von Direktor Plümke, Siemens AG, München, vertreten.

Auf dem Gebiet der aktiven Bauelemente hat sich das CEMAC (Committee of European Associations of Manufacturers of Active Electronic Components) Anfang dieses Jahres konstituiert. Es sei, wie betont wurde, noch im Aufbau begriffen und werde im nächsten Jahr einen Tätigkeitsbericht vorlegen. Der Delegation der Bundesrepublik Deutschland stehen Direktor Maier, AEG-Telefunken, Ulm, und Dr. Ritter, Siemens AG, München, vor. Eine Intensivierung der Mitarbeit in diesem internationalen Gremium werde für die Erhaltung der Konkurrenzfähigkeit der deutschen Bauelemente-Hersteller als wesentlich angesehen.

Aussichten und Tendenzen der Unterhaltungselektronik in den USA

Nach vorliegenden Berichten hat sich die Entwicklung im Laufe des Kalenderjahres 1967 auf vielen Gebieten verlangsamt. Von Sondergebieten ausgenommen, kann von einer leichten Rezession in der Heimelektronik gesprochen werden. Eine Belebung ergab sich erst in den letzten Wochen des Jahres 1967. Sie dürfte (nach optimistischen Prognosen) für die nächsten Monate eine kurze Fortsetzung erfahren, wobei Impulse von Sondergebieten wie dem Farbfernsehen, dem Schulfernsehen und dem sogenannten CATV-Fernsehen ausgehen werden.

Bei Rundfunkempfängern haben sich 1967 nur mäßige Zuwachsraten ergeben. Eine Ausnahme sind UKW-Empfänger, bei denen ein ausgesprochener Boom einsetzte. Immer mehr Sender gehen in den USA jetzt auf Grund der Kanalknappheit auf UKW über, und UKW wird beim amerikanischen Publikum etwa mit dem Begriff Hi-Fi gleichgesetzt.

Der Aufschwung bei Tonband-Kassettengeräten verlief schwächer als erwartet. Großabnehmer für Kassettengeräte sind die amerikanischen Automobilfirmen. Da der Autoabsatz im Zeichen der allgemeinen Rezession stagnierte, ging die Einführung der Kassettengeräte proportional langsamer voran. Gleiches gilt übrigens auch für den Absatz von Autoempfängern, die stets eingebaut im Auto verkauft werden.

Magnetische Bildaufzeichnungsgeräte für das Heim haben dank der Tatsache, daß relativ zahlreiche amerikanische und japanische Firmen auf diesem Gebiet tätig geworden sind, 1967 erhebliche Fortschritte gemacht. Eine verstärkte Weiterentwicklung ist für 1968 zu erwarten.

1967 kann man in den USA als das Jahr der CATV (Community Antenna Television) bezeichnen. Die Anzahl von großen Gemeinschaftsempfangsanlagen, die über Kabel ganze Stadtteile oder Ortschaften mit allen erreichbaren Fernsehprogrammen versorgen, nimmt ständig zu. Bereits über 70 privat betriebene große Gemeinschaftsempfangsanlagen mit anschließender Kabelverteilung bringen dabei auch 24stündige Nachrichtenprogramme auf separaten Kanälen.

Integrierte Schaltungen haben 1967 nur äußerst zögernd Eingang in Geräte der Heimelektronik gefunden. Das abgelau-

fene Jahr diene vor allem der teilweisen Umstellung der Geräteentwicklung auf diese neuen Bauteile der Mikroelektronik. Die Entwicklung wurde und wird durch die ständig sinkenden Stückpreise für die IS-Bauelemente beschleunigt. Für 1968/1969 ist mit großer Wahrscheinlichkeit damit zu rechnen, daß Rundfunk- und Fernsehempfänger sowie Phono- und Magnettongeräte mit solchen Mikrominiatur-Bauteilen ausgestattet werden.

1968 dürfte auch das Jahr des Schulfernsehens werden. Die Anzahl der ETV-Stationen (Educational Television) wächst schon jetzt mit großer Geschwindigkeit. Die Washingtoner Dienststellen forcieren die Entwicklung mit allen zur Verfügung stehenden Mitteln. Ihr Ziel ist dabei, das Monopol der Unterhaltungs-, Informations- und Werbungssender zu brechen und über ein Zweites (Erziehungs-) Programm das allgemeine Bildungsniveau zu heben.

Die Ausstrahlung von Fernsehsendungen von Flugzeugen und Erdsatelliten direkt zum Endverbraucher, dem normalen Fernsehteilnehmer, unter Umgehung von zentralen Bodenempfangsanlagen hat 1967 in den USA keine Fortschritte gemacht. Die spezielle Empfangstechnik ist zunächst im Vorfeld der Entwicklung steckengeblieben, während die Diskussion in der Fachpresse weitergeht. Eine schleppende Entwicklung auf diesem Gebiet ist auch für 1968 anzunehmen. Das gleiche gilt für die Stationierung von nationalen Fernmeldesatelliten, die zum Beispiel Rundfunk- und Fernsehsender versorgen und die bisherigen Kabelverbindungen ersetzen könnten. Die von öffentlich-rechtlichen Gesellschaften betriebenen Satelliten für Rundfunk- und Fernsehzwecke werden von den Washingtoner Stellen den Privatsatelliten vorgezogen.

Für die Erschließung von Frequenzbereichen jenseits der heute benutzten VHF- und UHF-Bänder für Unterhaltungs- und Informationsfernsehen sowie für Rundfunk konnte man 1967 mit ersten Anlagen auf Versuchslizenzbasis viele Fortschritte erreichen. Weitere Versuchsanlagen im Gigahertz-Bereich sind für 1968 zu erwarten. Die Behörden fördern diese Entwicklung, weil zur Zeit als Fernziel die Entfernung des Unterhaltungs- und Informationsfernsehens aus den UHF- und VHF-Bändern angestrebt wird.

Zu unserem Titelbild

Herstellung der Siliziumscheiben für Si-Planar-Bauelemente

Aus der Schmelze werden vordotierte einkristalline Siliziumstäbe gezogen und anschließend mittels einer Diamantsäge in etwa 300 µm dicke Scheiben zerschnitten. Dabei muß sichergestellt sein, daß die Schnittfläche mit einer bestimmten Kristallebene (meistens 111-Ebene) identisch ist, um konstante und optimale Bedingungen für den später erfolgenden Diffusionsvorgang und das Ritzen und Brechen der Scheiben zu schaffen. Im weiteren Arbeitsgang werden die Si-Scheiben auf einer Läppmaschine bearbeitet, wobei man plan-

parallele Oberflächen erreicht und in Stufen die Rauhtiefe durch Wahl eines feinkörnigen Schleifmittels reduziert (s. Titelbild). Da selbst nach dem Dotieren dünne Oberflächenschichten zurückbleiben, bei denen die normale Kristallstruktur gestört ist, müssen diese durch eine anschließende Ätzung abgetragen werden, wobei die Planparallelität der Scheiben erhalten bleibt. Die Si-Scheiben stehen dann als Ausgangsmaterial für den nachfolgenden Herstellungsprozeß (Epitaxie oder Diffusion) zur Verfügung.

Die Vorteile der Projektionsmaskierung*

Die Mikrominiaturisierung und ihre Technologie sind ein Thema, das bereits viele Bände füllt. Es reicht von der Siebdruck- über die Dünnfilm- und Festkörperschaltungstechnik bis zu den diskreten Halbleiterbauelementen, die heute praktisch alle mikrominiaturisiert sind, wenn man von den Starkstrom-Bauelementen absieht. In diesem Beitrag soll eine Seite der Mikrominiaturisierung behandelt werden, ohne die sie nicht existent wäre, nämlich die Herstellung der benötigten kleinen und kleinsten Strukturen. Dabei soll nur noch einmal am Rande bemerkt werden, daß die Mikrominiaturisierung nur selten Selbstzweck ist. In den meisten Fällen stehen also nicht die Verkleinerung selbst und damit die Raum- und Gewichtsparnis im Vordergrund, sondern die Verbesserung der Zuverlässigkeit und die Kostensenkung sowie natürlich die elektrischen Eigenschaften der Bauelemente wie Schnelligkeit einer digitalen Schaltung oder Grenzfrequenz eines Transistors.

Der größte Fortschritt in der Mikrominiaturisierung seit der Erfindung des Transistors wurde ohne Zweifel durch die Planartechnologie ermöglicht, und infolgedessen werden fast alle modernen Halbleiterbauelemente und Festkörperschaltungen in Planartechnik hergestellt. Man versteht darunter die Herstellung der Bauelemente an und auf der ebenen Oberfläche einer Halbleiterschleibe. Die wichtigsten Verfahrensschritte hierbei seien am Beispiel des Transistors kurz erläutert. Der Halbleiterkörper ist mit einer Isolierschicht aus SiO_2 bedeckt, die zunächst mit einem Fenster für das Eindiffundieren der Basisdottierung versehen wird. Nach der Diffusion schließt man das Basisfenster wieder und erzeugt innerhalb der Basisfläche ein neues Fenster für das Eindiffundieren der Emitterdottierung. Anschließend werden in gleicher Weise Fenster für die Kontakte über Emittor und Basis geöffnet sowie bei Festkörperschaltungen auch über dem Grundmaterial, das den Kollektor bildet. Die Oxidschicht dient dabei gleichzeitig zur Maskierung der Diffusion und der Kontaktierung sowie zur Passivierung der Oberfläche.

Die Fenster in der Oxidschicht werden durch einen Ätzprozeß mit einer Maskierung durch eine Fotolackschicht erzeugt, wobei die Fotolackschicht durch eine Belichtungsmaske hindurch mit dem gewünschten Muster belichtet wird. Jeder Arbeitsgang erfordert also eine neue Maske, und jede Maske – außer der ersten – muß vor der Belichtung mit außerordentlicher Genauigkeit auf das von der vorhergehenden Maske erzeugte Muster auf der Halbleiterschleibe ausgerichtet werden. Für einen Transistor benötigt man im allgemeinen 4 bis 6 Masken, für eine Festkörperschaltung dagegen etwa 10.

Bild 1 zeigt einen Silizium-UHF-Transistor. Die Breite des Emittierstreifens beträgt hier nur noch $3\text{ }\mu\text{m}$. Dieser Transistor hat eine Leistungsverstärkung von etwa 15 dB

* Nach einem Vortrag von Dr.-Ing. Klaus Hennings, Laborleiter im Fachbereich Halbleiter von AEG-Telefunken, anlässlich eines Technischen Presse-Colloquiums am 16. 10. 1967

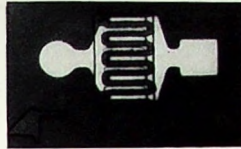


Bild 1. System eines Silizium-UHF-Transistors

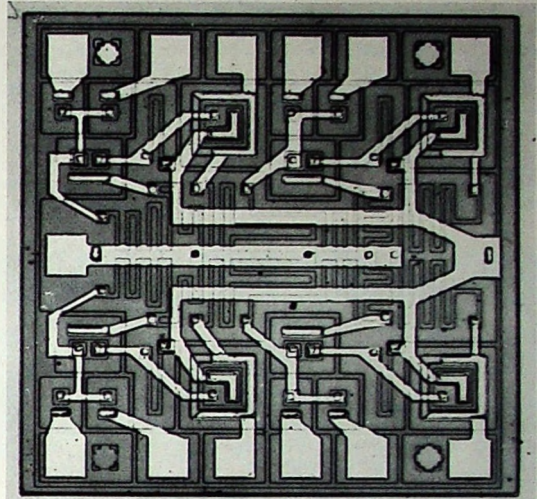


Bild 2. DTLZ II-Schaltkreis

bei 800 MHz. Die Leistungsverstärkung und die Grenzfrequenz der Transistoren werden in erster Linie durch das Produkt aus Basiswiderstand und Kollektorkapazität bestimmt. Durch Aufteilung der Emittierfläche in schmale Einzelstreifen wird der Basiswiderstand vermindert und durch schmale Basisanschlüsse die Gesamtfläche und damit die Kollektorkapazität klein gehalten. Beim Transistor besteht die Aufgabe der Mikrominiaturisierung also darin, die Einzelgeometrie möglichst klein zu machen. Bei einer Linienbreite von $3\text{ }\mu\text{m}$ müssen die einzelnen Masken mit einer Genauigkeit von $0,5\text{ }\mu\text{m}$ zueinander passen, wenn keine Kurzschlüsse oder andere Störungen der Bauelemente-Funktion auftreten sollen.

Als Beispiel für eine Festkörperschaltung ist im Bild 2 ein Schaltkreis der DTLZ II-Familie dargestellt. DTLZ (Dioden-Transistor-Logik mit Z-Dioden) ist eine bei AEG-Telefunken entwickelte Schaltkreisfamilie für industrielle Anwendungen, die sich besonders durch hohen Störabstand auszeichnet. Der Schaltkreis enthält 12 Transistoren, 12 Dioden und 16 Widerstände, also insgesamt 40 Bauelemente. Außer der bereits erläuterten Transistorgeometrie hat die Mikrominiaturisierung hier die Aufgabe, die Widerstandsbahnen und damit die parasitären Kapazitäten und die Zeitkonstanten möglichst klein zu halten. Die Breite der Widerstandsbahnen ist hier $10\text{ }\mu\text{m}$. Um für den Widerstand eine Toleranz von 10 % zu erreichen, muß gefordert werden, daß diese Linienbreite ebenfalls mit einem Fehler $< 10\text{ }\%$, das heißt also $< 1\text{ }\mu\text{m}$, behaftet ist.

Weiterhin hat die Mikrominiaturisierung die Aufgabe, die Bauelementedichte bei Festkörperschaltungen zu vergrößern und damit die Fertigungskosten zu senken. Die durchschnittliche Verringerung der Linienbreite von etwa 50 bis $100\text{ }\mu\text{m}$ auf rund 3 bis $10\text{ }\mu\text{m}$ in den letzten acht bis zehn Jahren hat zusammen mit der Weiterentwicklung der übrigen Technologie

eine Erhöhung der Bauelementedichte von 2 bis 5 auf 500 bis 1000 Bauelemente/ cm^2 Trägerfläche und der Transistorgrenzfrequenzen von etwa 0,1 auf rund 5 GHz sowie eine Reduzierung der Schaltzeiten von 100 auf $0,5\text{ ns}$ ermöglicht. Damit liegt die große Bedeutung der Erzeugung kleinster Strukturen auf der Hand.

Bild 3 zeigt eine Maske zur Herstellung eines HF-Leistungstransistors. Jedes einzelne Feld in der Maske bildet einen Transistor. Insgesamt enthält eine solche Maske auf etwa $40\text{ mm} \times 40\text{ mm}$ je nach Größe des einzelnen Bauelementes zwischen 500 und 5000 gleiche Elemente. Da an jeder beliebigen Stelle der Maske das Muster mit einer Genauigkeit von $0,5\text{ }\mu\text{m}$ zu dem Muster der vorhergehenden Maske passen soll, müssen die Masken mit außerordentlicher Präzision hergestellt werden. Einen Begriff von dieser Präzision liefert zum Beispiel der Vergleich mit einer Landkarte der Bundesrepublik, die auf einer etwa $50\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ großen Glasplatte untergebracht wäre. Auf dieser Karte, die man nur mit einem Mikroskop auswerten könnte, wäre dann jeder Häuserblock mit mehr als $50\text{ m} \times 50\text{ m}$ Grundfläche eingetragen und auf 10 m genau lokalisiert.

Wie bereits erwähnt, wurden die Muster bisher allgemein durch Kontaktbelichtung

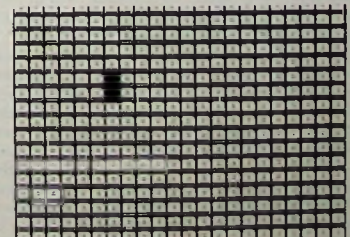


Bild 3. Vergrößerter Ausschnitt einer Maske zur Herstellung eines HF-Leistungstransistors

von der Maske auf die Halbleiterscheibe übertragen. Dieses Verfahren hat verschiedene Nachteile, die an Hand von Bild 4 erläutert werden sollen. Dort ist in der oberen Bildhälfte das Kontaktverfahren dargestellt. Der linke Teil zeigt das Aus-

Ausrichten und rechts die Belichtung. Bei der Beobachtung wird die Oberfläche der Halbleiterscheibe in der Maskenebene abgebildet und dort mit einem Splitfeld-Mikroskop beobachtet. Damit entfallen sowohl das Schärfentiefeproblem als auch

Maske liegt zwischen den beiden Spiegeln. Der Strahlengang ist über einen teildurchlässigen Spiegel geknickt; die Beleuchtung für die Beobachtung kommt von links durch diesen Spiegel hindurch.

Die Vorteile der Projektionsmaskierung lassen sich wie folgt zusammenfassen:

keine Berührung der Halbleiteroberfläche und keine Beschädigung der Masken (weniger Defekte, höhere Ausbeute, Kosten-senkung),

keine Schärfentiefe Probleme und keine Abstandseinstellung (genaue Ausrichtung, Vereinfachung, Zeitersparnis),

Maskierung unebener Oberflächen möglich (Pickel ohne Einfluß, Maskierung in Senken oder auf Erhebungen).

Durch die Wahl des Abbildungsmaßstabes 2:1 kommen noch folgende Vorteile hinzu: Reduzierung der durch die Maske hervorgerufenen Defekte einschließlich Staub, Maske erfordert nur halbe Registrier-genauigkeit und Maskenstruktur ist dop-pelt so groß (keine teuren Metallmasken notwendig), Manipulator benötigt nur halbe Genauig-keit.

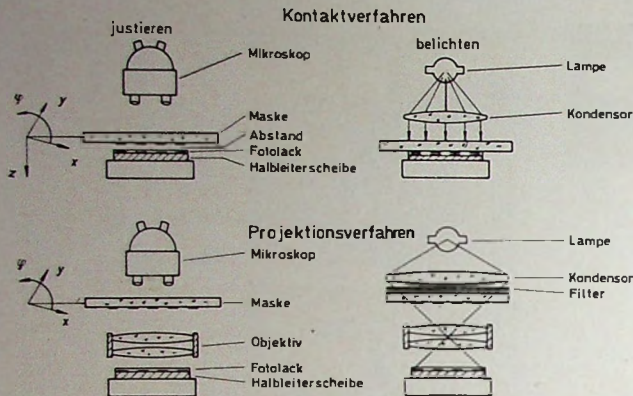


Bild 4. Maskierver-fahren; oben: Kontaktverfahren; unten: Projektions-verfahren

richten der Maske über der Halbleiterscheibe, wobei beide mit einem speziellen Mikroskop beobachtet werden. Die Maske oder auch die Halbleiterscheibe läßt sich über einen Manipulator in x- und y-Richtung verschieben und um die y-Achse drehen. Um ein Verkratzen bei der Bewegung zu vermeiden, wird ein Abstand von etwa 10 bis 20 µm zwischen Maske und Scheibenoberfläche eingestellt. Das rechte Bild zeigt das Belichten. Dazu werden Maske und Scheibe fest aneinandergedrückt und an die Stelle des Mikroskops eine Hg-Dampflampe gebracht.

Bei den immer kleiner werdenden Strukturen wird dieses Verfahren jedoch durch folgende Probleme erschwert: Die Schärfentiefe der Mikroskopobjektive für die Beobachtung beträgt bei den geforderten Auflösungen nur noch etwa 10 ... 20 µm. Der Abstand zwischen Maske und Scheibe muß aber kleiner sein als die Schärfentiefe, damit beide Muster gleichzeitig zu sehen sind. Da außerdem Maske und Scheibe meistens eine Krümmung von einigen µm aufweisen und die Halbleiteroberfläche häufig vom Epitaxieprozeß kleine Pickel trägt, ist eine berührungsfreie Abstandseinstellung, bei der beide Muster gleichzeitig scharf erscheinen, sehr schwierig. In der Praxis werden daher trotz sorgfältigster Behandlung die Masken so stark verkratzt, daß sie nach durchschnittlich zehn Belichtungen ausgewechselt werden müssen. Hinzu kommt noch eine Beschädigung durch das Zusammenpressen während der Belichtung, das erforderlich ist, um Unschärfen bei der Abbildung der Muster zu vermeiden. Man kann daher sagen, daß die Kontaktkopie, abgesehen von dem laufenden Verbrauch teurer Masken, eine der Hauptursachen für Ausfälle in der Halbleiterfertigung ist.

Es hat deshalb nicht an Versuchen gefehlt, die Kontaktkopie durch eine Projektion des Maskenmusters auf die Halbleiterscheibe zu ersetzen und damit jede Berührung der Halbleiteroberfläche zu vermeiden. AEG-Telefunken ist es jetzt in Zusammenarbeit mit der Firma Carl Zeiss gelungen, das Verfahren der Projektionsmaskierung aus dem Stadium der Laborversuche zu einem Fertigungsverfahren zu entwickeln. Das Prinzip der Projektionsmaskierung ist im unteren Teil von Bild 4 dargestellt, und zwar wieder links das

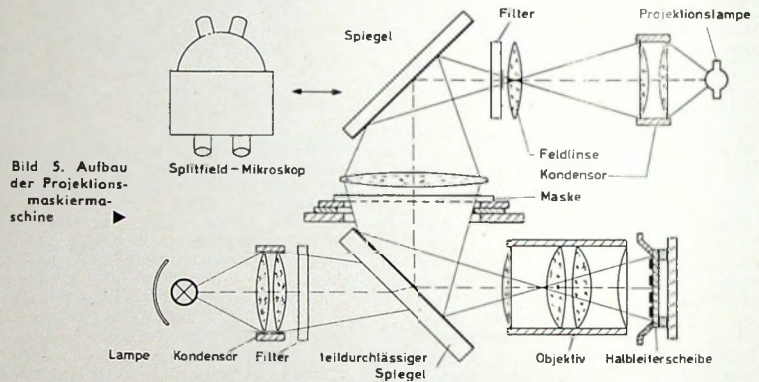


Bild 5. Aufbau der Projektions-maskiermaschine

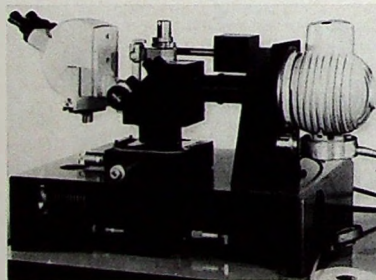


Bild 6. Ansicht der Projektionsmaskiermaschine

die Abstandseinstellung bei der Kontaktkopie. Für die Projektion tritt an die Stelle des Mikroskops eine Hg-Dampflampe, jedoch mit dem Unterschied, daß an Stelle des parallelen ein konvergentes Lichtbündel und statt des ganzen Spektrums von 300 bis 450 nm nur ein etwa 15 ... 30 nm breites Band mit einer einzelnen Hg-Dampflinie benutzt wird. Der Abbildungsmaßstab wurde zu 2:1 gewählt, was gegenüber größeren und kleineren Abbildungsmaßstäben verschiedene Vorteile bietet.

Den Aufbau und die Ansicht der Projektionsmaskiermaschine zeigen die Bilder 5 und 6. Die Halbleiterscheibe befindet sich im Bild 5 rechts in vertikaler Lage, die

Bei der Vielzahl und Bedeutung der Vorteile der Projektionsmaskierung drängt sich die Frage auf, warum sich dieses Verfahren nicht längst durchgesetzt hat. Das liegt daran, daß die erwähnte außerordentliche Genauigkeit der Strukturen der Halbleiterbauelemente und die Eigenschaften der verwendeten Fotolacke sehr große Anforderungen an das Projektionsobjektiv stellen, die mit handelsüblichen Objektiven nicht zu erfüllen sind. Zum Beispiel muß das Objektiv außer hoher Auflösung auch hohen Kontrast auf einem möglichst großen Bildfeld liefern, das heißt, es muß insgesamt in diesem Bildfeld 10 000 ... 15 000 Linienpaare auflösen. Besonders erschwerend kommt hinzu, daß diese Forderung für zwei sehr unterschiedliche Wellenlängen erfüllt sein muß und daß die chromatischen Längs- und Querabweichungen für diese beiden Wellenlängen $\leq 1 \mu\text{m}$ sein müssen. Die Maskenausrichtung muß nämlich mit einer Wellenlänge erfolgen, für die der Fotolack unempfindlich ist; gleichzeitig muß sich aber das mit einer anderen Wellenlänge projizierte Bild exakt mit dem beobachteten Bild decken. Die Projektionswellenlänge kann dabei aus verschiedenen Gründen nicht in das Gebiet der maximalen Fotolackempfindlichkeit im UV-Bereich gelegt werden. Deshalb wird mit violetterem Licht belichtet.

Tonbandgerät „HiFi 8001 T“

Bei der Entwicklung des Tonbandgerätes „HiFi 8001 T“ von Nordmende (Bild 1) sind alle Forderungen berücksichtigt, die an ein Tonbandgerät der Spitzenklasse gestellt werden müssen: Drei-Motoren-Laufwerk, drei Tonköpfe, getrennte Verstärker für Aufnahme und Wiedergabe, eingebautes Mischpult mit Flachbahnreglern, in dB gezeichnetes Aussteuerungsinstrument sowie 3-W-NF-Endstufen und Hinterbandkontrolle. Im folgenden sind die einzelnen Baugruppen beschrieben.

1. Laufwerk

Einen problemlosen Antrieb für ein Tonbandgerät erreicht man dadurch, daß man für die verschiedenen Bandtransportaufgaben jeweils einen getrennten Motor verwendet. Dann wird der Bandtransport vollkommen unabhängig von irgendwelchen Kupplungen für die Vorratsspulen. Je ein Motor für schnellen Vor- und Rücklauf sorgt dafür, daß der Bandtransport beim Umspulen mit hoher Geschwindigkeit erfolgen kann.

Während des Spielbetriebs wird der linke Motor als „Ablaufbremse“ mit einem Bremsmoment von etwa 100 pcm betrieben. Der Motor wird bei dieser Betriebsart mit verminderter Betriebsspannung von dem Tonband gegen seine eigentliche Drehrichtung gezogen. Auch der Aufwickelmotor arbeitet mit reduzierter Betriebsspannung mit einem Aufwickeldrehmoment von etwa 250 pcm. Beide Wickelmotoren sind Außenläufer (System Pabst); diese Motoren sind in nutenloser Konstruktion ausgeführt, und es ergibt sich deshalb kein Polrucken. Hierdurch wird ein gleichmäßiger Bandlauf – frei von Längsschwingungen – vor den Tonköpfen erreicht. Um den Bandzug bei abnehmendem Bandwickeldurchmesser und ansteigender Spulendrehzahl noch weiter auszugleichen, ist an der linken Bandführungsrolle ein Andruckflß angeordnet. Die Tonköpfe werden bei Spielbetrieb nur vom Band umschlungen und nicht mit einem Andruckflß gegen den Polspiegel gedrückt. Damit ist größtmögliche Schonung der Tonköpfe gewährleistet.

Über Mikroschalter werden die Wickelmotoren vom Tastensatz aus gesteuert. Beim Umspulenbetrieb erhält der aufspulende Motor Überspannung; das Stillstandsrehmoment ist etwa 1200 pcm. Der abwickelnde Motor hat dagegen nur ein Bremsmoment von etwa 100 pcm. Für 730 m Band auf einer 18-cm-Spule ergibt sich eine Umspulzeit von 105 s.

Die Stillstandsbremsen arbeiten nach dem Umschlingungsprinzip. Diese Methode verhindert ein Blockieren beim Abbremsen und gewährleistet damit größte Bandschonung. Geliftet werden beide Bremsen durch einen Bremsliftmagnet; im Ruhezustand fällt der Magnet also ab, so daß die Bremse anzieht. Das Bremsband besteht aus einer mit Textilfasern umspinnenen Stahlseele. Längenänderungen durch Feuchtigkeit- beziehungsweise Temperatureinflüsse werden dadurch verhindert. Der Antrieb der Capstanwelle erfolgt über

eine Stufenscheibe für die drei Bandgeschwindigkeiten. Stufenscheibe und Antriebsmotor sind über einen Rundriemen gekuppelt. So werden mit Sicherheit die Laufgeräusche des Motors nicht auf die Stufenscheibe beziehungsweise auf die Schwungmasse übertragen. Bild 2 zeigt das Gerät bei abgenommener Bedienungsplatte. Es fällt auf, daß nur zwei Antriebsriemen erforderlich sind, einmal zum Antrieb der Stufenscheibe und zum anderen

Für die Bandendabschaltung wird die Metallfolie an den Enden des Tonbands ausgenutzt. Beim Umspulen läuft das Band frei an den Köpfen und an der Tonwelle vorbei. Gleichzeitig wird der bereits erwähnte Andruckflß von der linken Bandführungsrolle abgehoben.

2. Funktion der Bedienelemente

Die fünf Tasten für die Steuerung des Tonbandgerätes (s. Bild 1) bedeuten von

Bild 1. Außenansicht des Hi-Fi-Tonbandgeräts „HiFi 8001 T“

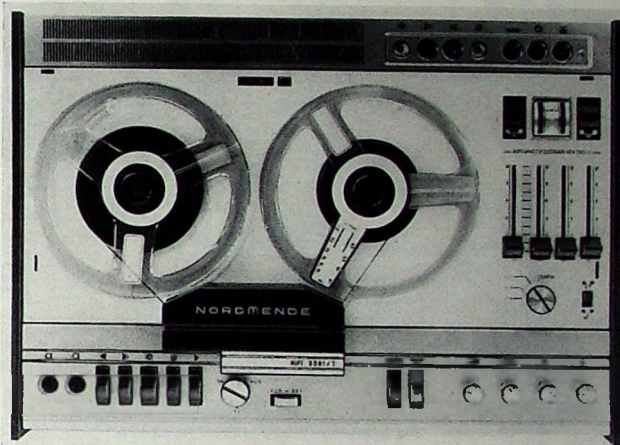
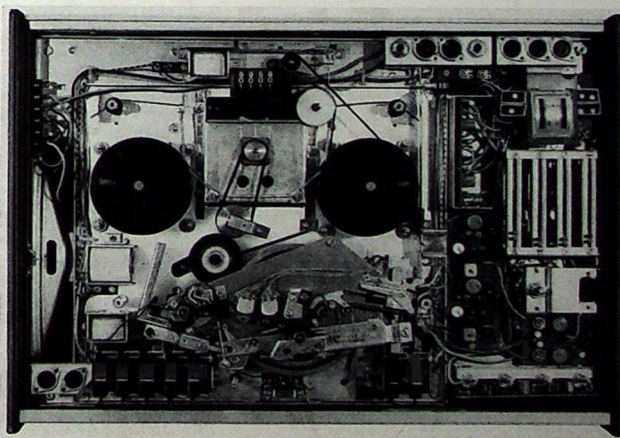


Bild 2. Innenaufbau des „HiFi 8001 T“



zum Antrieb des 4stelligen Bandzählwerks. Eine weitere technische Feinheit ist die Schlaufenfangvorrichtung. Hiermit vermeidet man das „Aufjaulen“ beim Start des Geräts. Diese Vorrichtung befindet sich rechts neben dem Wiedergabekopf. Der Schlaufenfanghebel, gekuppelt mit einer Luftpumpe und einer Zugfeder, zieht die Bandschleife beim Start zwischen Tonwelle und rechter Bandführungsrolle nach hinten. Hat der Wickelmotor seine Soll-drehzahl erreicht, dann strafft sich das Band wieder. Ein Flatterventil am Ende der Luftpumpe bremst die Rückholbewegung langsam und ruckfrei.

links nach rechts: schneller Rücklauf, schneller Vorlauf, Stop, Pause und Start. Rechts neben dem Netzschalter (Nordmende-Schlüsseltaste) befinden sich die Taste für Multiplay und die Aufnahmetaste. Sie ist mit der Starttaste kombiniert, so daß nur bei gleichzeitigem Drücken beider Tasten die Aufnahmetaste arretiert wird.

An der rechten Seite befinden sich außerdem die vier Regler des Wiedergabeverstärkers für Lautstärke, Balance, Bässe und Höhen. Der darüber befindliche Spurewählschalter dient zur Einschaltung der gewünschten Betriebsart: Spur 1-4, Spur

Ing. Erwin Hiller ist Mitarbeiter der Norddeutschen Mende Rundfunk KG, Bremen

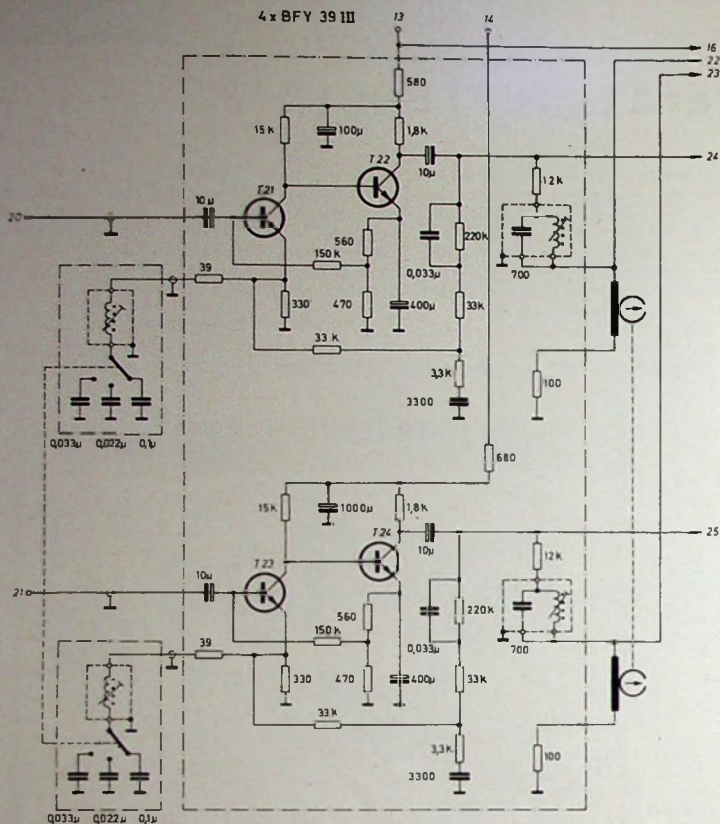


Bild 3. Schaltung des Aufzeichnungsverstärkers

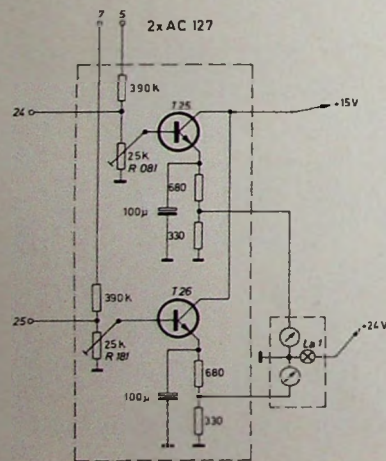


Bild 4. Aussteuerungsanzeige mit selbstgleichrichtenden Verstärkerstufen

3-2, Stereo und Duoplay. Der Schiebeselektierer rechts daneben schaltet die Funktion Vor-/Hinterbandkontrolle. Die vier Flachbahnregler für das Mischpult sind für Mikrofon je Kanal getrennt ausgelegt, für Phono und Rundfunk ist eine Tandemauführung vorhanden. Das in dB geeichte Doppelinstrument dient zur genauen Aussteuerungskontrolle bei der Aufnahme. Damit leicht übersehbar ist, welche Funktionsart man gewählt hat, wird die jeweilige Betriebsstellung in einem beleuchteten Feld zusätzlich optisch angezeigt.

3. Elektrischer Teil

3.1. Anschlüsse

Da das Gerät auch in vertikaler Position betrieben werden kann (zum Beispiel in einer Regalwand stehend), befinden sich alle Anschlüsse auf der Frontplatte. Im einzelnen hat das „HiFi 8001 T“ neben dem Plattenspieler- und Rundfunkanschluß noch zwei getrennte Mikrofonanschlüsse (Stereo-Mikrofon, Mono-Mikrofon oder je Kanal getrennte Mikrofone). Für den Anschluß eines Kopfhörers sind zwei Buchsen vorhanden. Die eine ermöglicht den Anschluß unmittelbar hinter dem Wiedergabeentzerrer, die andere das Abhören nach dem eingebauten NF-Verstärker, wobei die eingebauten Lautsprecher automatisch abgeschaltet werden. Weitere Buchsen dienen zum Anschluß von zwei Außenlautsprechern und einer Fernbedienung für die Start-Stop-Funktion.

3.2. Tonköpfe

Die Anwendung von getrennten Köpfen für Aufnahme und Wiedergabe bringt gegenüber der Verwendung von Kombiköpfen viele Vorteile. Als wichtigstes Merkmal ist hierbei die für ein Hi-Fi-Gerät selbstverständliche Möglichkeit der Hinterbandkontrolle zu nennen. Außerdem kann man ohne Umschaltmechanismus die Verbindungsleitungen von den Köpfen direkt an die jeweiligen Bausteine führen. Damit erreicht man ein Höchstmaß an Betriebssicherheit und Störabstand.

3.3. Aufnahmeverstärker

Bild 3 zeigt die Schaltung des übersichtlich aufgebauten Aufzeichnungsverstärkers. Die

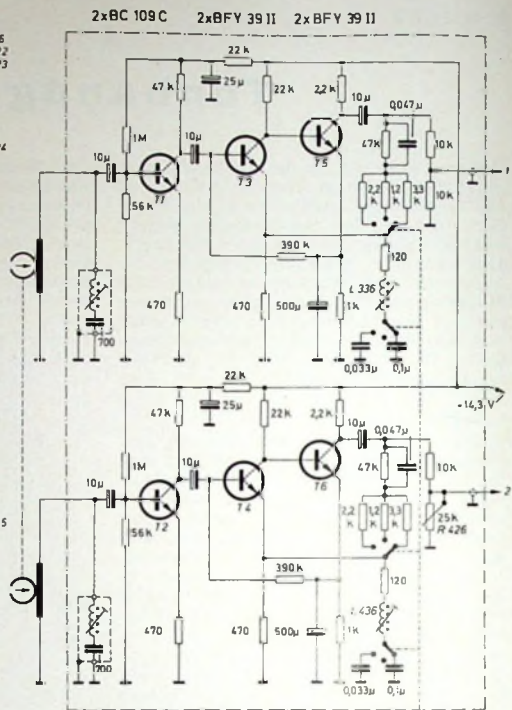


Bild 5. Schaltung des Wiedergabeverstärkers

beiden Transistoren T21 und T22 bzw. T23 und T24 sind galvanisch gekoppelt. Im Gegenkopplungsweig liegen die für die verschiedenen Bandgeschwindigkeiten erforderlichen Entzerrerbauteile. Die Entzerrung des Aufnahmeverstärkers ist so eingestellt, daß bei Aufnahme und anschließender Wiedergabe vom Band die Frequenz des NF-Signals linear verläuft. Die nach DIN 45 511 hochstzulässige Kurvenabweichung von $\pm 1,5$ dB wird dabei eingehalten. Damit die Vormagnetisierungsspannung nicht in den Aufnahmeverstärker gelangt, ist je ein Sperrkreis vor den Aufnahmeköpfen angeordnet.

3.4. Aussteuerungsanzeige

Die Transistoren T25 und T26 dienen in dieser Schaltung (Bild 4) zugleich als Gleichrichter für die Tonfrequenz und als Gleichspannungsverstärker. Im Emittierkreis liegt das von der Lampe La1 beleuchtete Aussteuerungsinstrument. Mit den Einstellreglern R081 und R181 wird die richtige Pegelstellung für die Meßinstrumentenanzeige vorgenommen. Das in dB geeichte Doppelanzeigeelement hat eine kurze Einschwingzeit bei hoher Eigendämpfung. Damit werden auch kurze Impulse noch angezeigt, so daß Übersteuerungen sicher vermieden werden können.

3.5. Wiedergabeverstärker

Der Wiedergabeverstärker (Bild 5) ist dreistufig aufgebaut. In den Eingangsstufen T1, T2 sind rauscharme Transistoren BC 109 C verwendet worden. Die Emittierwiderstände der Eingangstransistoren sind nicht kapazitiv überbrückt. So erreicht man eine Gegenkopplung und zugleich durch Erhöhung der Eingangsimpedanz Anpassung an den Wiedergabekopf. Die beiden nächsten Verstärkerstufen arbeiten

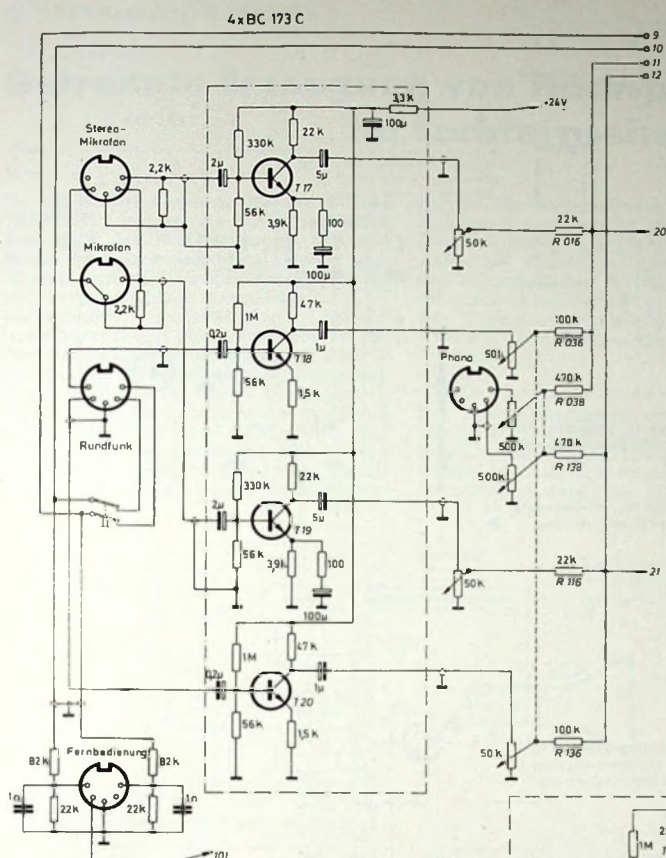


Bild 6. Eingangsstufen mit Mischpult

ebenfalls in Emitterschaltung, sind jedoch zur Temperaturstabilisierung galvanisch miteinander gekoppelt. Vom Kollektor des Transistors T5 beziehungsweise T6 in der letzten Verstärkerstufe führt eine frequenzabhängige Gegenkopplung an den Emitter des Transistors T3 beziehungsweise T4 in der zweiten Verstärkerstufe. Diese Gegenkopplung wird für die drei Bandgeschwindigkeiten umgeschaltet. Die Spulen L336 und L436 dienen zur Korrektur des Frequenzgangs bei hohen Frequenzen.

Beide Verstärkerkanäle sind mit Ausnahme des Ausgangsspannungsteilers gleich aufgebaut. In dem unteren Kanal dient das Einstellpotentiometer R426 zur Einstellung der Pegelgleichheit zwischen beiden Kanälen.

3.6. Mischpult mit Flachbahnreglern

Die Tonquellen Radio, Platte und Mikrofon sind miteinander misch- und überblendbar. Bild 6 zeigt die Schaltung des Eingangsteils mit den Mischreglern. Auch hier sind die Verstärkerstufen mit rauscharmen Transistoren bestückt. Die Eingangsimpedanz der Mikrofone soll 200 bis 500 Ohm betragen, um die günstigste Rauschanpassung zu erhalten.

Die Schleifer der als Mischpotentiometer dienenden Flachbahnregler sind über die entkoppelnden Knotenpunkt Widerstände R016, R036, R038 und R116, R136, R138 an die zum Aufspreizentzerr führenden Sammelleitungen 20 und 21 geschaltet.

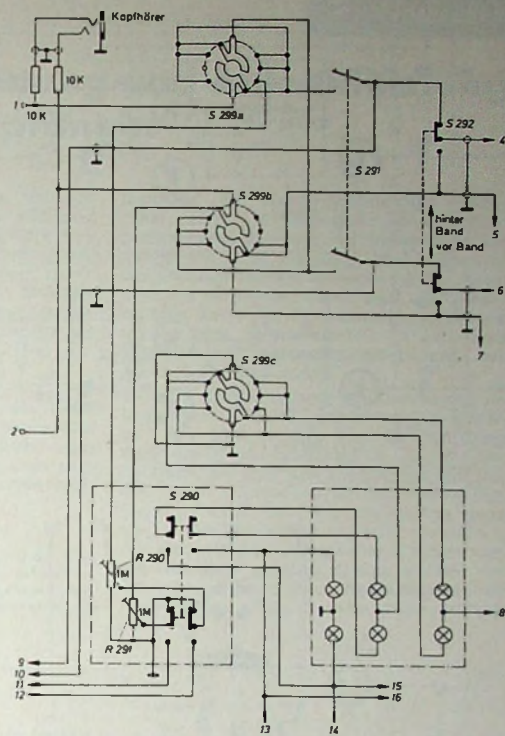


Bild 7. Schaltfeld für die verschiedenen Betriebsarten des „HiFi 8001 T1“

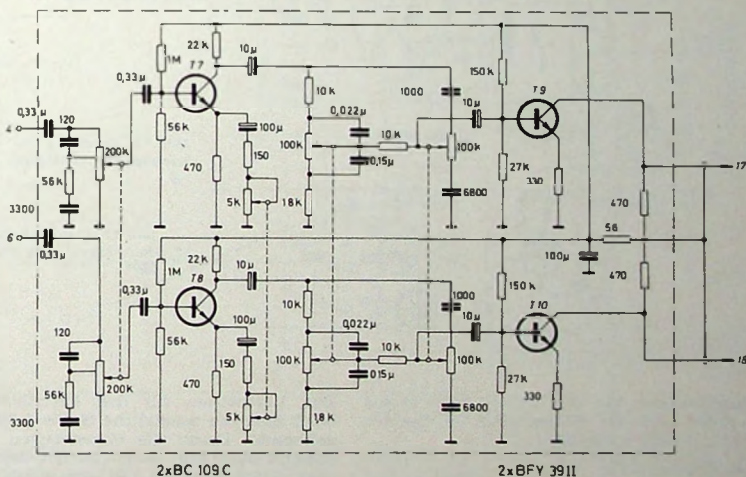


Bild 8. Vorstufen und Klangregelnetzwerk des Wiedergabeverstärkers

3.7. Spurwahlschalter

Die mit der Betriebsart und der Spurwahl zusammenhängenden Funktionen werden von den Ebenen a und b des Schalters S299 gesteuert (Bild 7). Die Schalterebene c dient zur Umschaltung der Anzeigelampen für die jeweilige Betriebsart. S290 ist der Umschalter für Multiplaybetrieb. Mit den Einstellreglern R290 und R291 wird der Signalpegel für das Überspielen von Spur zu Spur eingestellt. Bei der Abhörkontrolle „vor Band - hinter Band“ kann die jeweilige Funktion mittels des Schalters S292 gewählt werden. Die Leitungen 4 und 6 führen das NF-Signal dem Wiedergabeverstärker zu.

3.8. Wiedergabeverstärker

Über den Spurwahlschalter gelangen die NF-Signale einmal auf die Rundfunk-Anschlußbuchse und zum anderen an die Lautstärkeregler des Wiedergabeverstärkers (Bild 8). Bei Umschaltbetrieb wird mit Hilfe des Schalters S291 (s. Bild 7) die Verbindung vom Spurwahlschalter abgeschaltet. Der Tandem-Lautstärkeregler ist als „gehörrentlicher“ Lautstärkeregler ausgelegt. Im Emitterzweig der Transistoren T7 und T8 liegt der Balanceregler.

Außerdem ist auch ein Klangregelnetzwerk zur lautstärkeunabhängigen Klangregelung vorhanden. In Mittelstellung der Regler ist der Frequenzgang linear. Der

Getrennte Erzeugung von Hochspannung und Ablenkleistung im Farbfernsehempfänger

In den Heften 8 und 14/1966 der FUNK-TECHNIK¹⁾ wurden die für die getrennte Erzeugung der Hochspannungs- und Ablenkleistung grundsätzlichen Fragen behandelt und mit Versuchstransformatoren Schaltungsvorschläge beschrieben. In der Zwischenzeit ermöglichten der Ablenktransformator „AT 2051/01“ (Valvo) und der Hochspannungstransformator „AT 2052/02“ (Valvo) eine Weiterentwicklung der Schaltung. Damit und mit der 30-W-Endpentode PL 509 wurden bei einem mittleren Strahlstrom von 1,5 mA über einen großen Teil der Bildperiode Spitzenstrahlströme von mehr als 6 mA erreicht. Gleichzeitig konnte durch Entwicklung eines 25-kV-Hochspan-

für die Horizontalablenkung (PL 504) erhält den Steuerimpuls von einem üblichen Sinusoszillator mit der Röhre PCF 802. Der Ablenkteil arbeitet in üblicher Weise mit den Röhren PL 504, PY 88 und dem Horizontalablenktransformator „AT 2051/01“. Die Gleichrichterröhre DY 51 erzeugt die Fokussier- und Schirmgitterspannungen für die Bildröhre.

1.2. Hochspannungsteil

Der Hochspannungsteil enthält die Röhren PL 509, PY 500 und GY 501 sowie den 25-kV-Transformator „AT 2052/02“. Die PL 509 erhält ihren Steuerimpuls über eine Impulsformerstufe aus dem Horizontal-

formator als Autotransformator ausgeführt, sondern er erzeugt die gesamte Ausgangsspannung an einer vollständigen Sekundärwicklung. Da diese nicht mehr auf die Primärwicklung aufgestockt ist, kann man die an einem Widerstand am masseseitigen Ende der Hochspannungswicklung infolge des schwankenden Strahlstroms entstehenden Spannungsänderungen als Steuergröße verwenden.

In der Prinzipschaltung Bild 2 arbeitet die Regelröhre R6 4 als gesteuerter Gleichrichter. Als Bezugsgröße für die Regelung dient die Boosterspannung $U_{Boo\ abl}$ des Ablenkteils, die über den Spannungsteiler R 3, R 4 das Katodenpotential bestimmt. $U_{Boo\ abl}$ wird mit der Boosterspannung $U_{Boo\ h}$ des Hochspannungsteils verglichen, die über den Spannungsteiler R 1 zum Gitter von R6 4 gelangt. Damit werden die netzspannungsbedingten Abweichungen der Hochspannung an die des Ablenkstroms

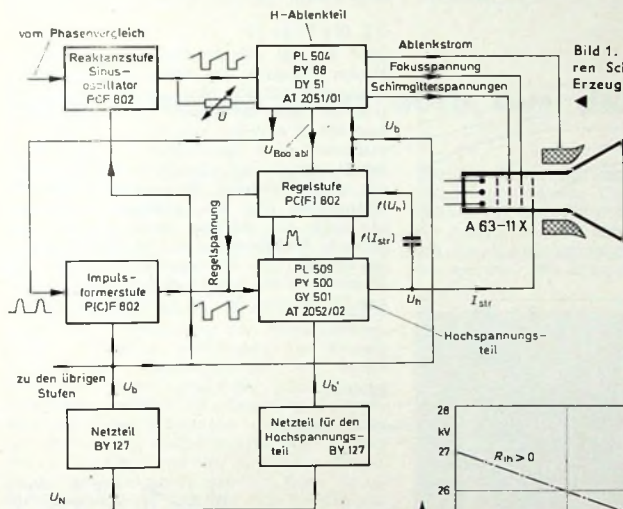


Bild 1. Blockschaltbild der älteren Schaltung zur getrennten Erzeugung von Hochspannung und Ablenkleistung

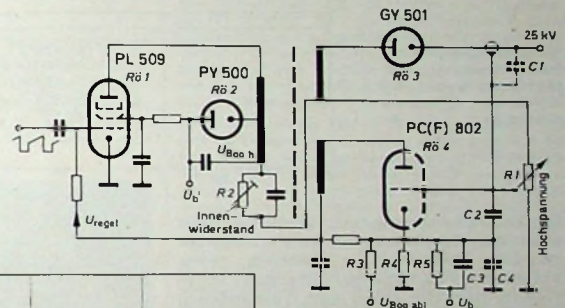


Bild 2. Regelschaltung

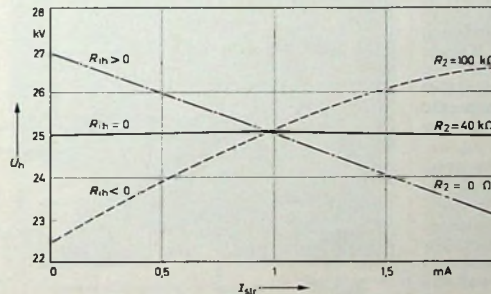


Bild 3. Abhängigkeit der Hochspannung U_h vom Strahlstrom I_{str} bei verschiedenen Werten von R_2

nungs-VDR-Widerstandes die Regelschaltung beträchtlich verbessert werden, so daß jetzt die Einstellung der Bildbreite ohne Beeinflussung der Hochspannung und ohne Messung einer elektrischen Größe nur nach der gewünschten Überschreibung erfolgt.

Diese Lösung der getrennten Erzeugung von Hochspannung und Ablenkleistung unter bewußtem Verzicht auf eine Ballastströhre stellt einen Stand der Technik dar, der die unter anderem konvergenzbedingte Forderung nach unverzerrter Rasterwiedergabe nicht nur bei Netzspannungsänderungen, sondern auch bei hoher Strahlstrombelastung erfüllt.

1. Blockschaltbild der älteren Schaltung

1.1. Ablenkteil

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild der zunächst erprobten Schaltung. Die Endröhre

¹⁾ Otten, W., u. Spyrä, W.: Getrennte Erzeugung der Hochspannungs- und Ablenkleistung für die Farbröhre A 63-11 X. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 8, S. 268-273, u. Nr. 14, S. 510-512

Ing. Walter Spyrä und Ing. (grad.) Hans Heinrich Blank sind Entwicklungsingenieure im Applikationslabor der Valvo GmbH, Hamburg.

ablenktransformator. Dadurch wird eine optimale Entkopplung zwischen dem Hochspannungsgenerator und dem Sinusoszillator erreicht. Durch eine gegenüber dem Hochspannungsteil längere Rücklaufzeit der Ablenkung erhält der Sperrimpuls der PL 509 im Hochspannungsgenerator eine ausreichende Breite. Eine strahlstromabhängige Verschiebung des Zeilenbeginns kann nicht auftreten. Die Regelstufe soll die Hochspannung bei Strahlstromschwankungen konstant halten. Gleichzeitig bewirkt sie, daß das Bildseitenverhältnis bei Netzspannungsänderungen unverändert bleibt.

Der Hochspannungsgenerator arbeitet im Prinzip wie der bereits in Nr. 8/1966 der FUNK-TECHNIK beschriebene. Der Hochspannungstransformator „AT 2052/02“ ist jedoch nicht wie der übliche Zeilentrans-

angeglichen, so daß die Bildgeometrie erhalten bleibt.

In die Zuführung der Boosterspannung ist noch der Einstellwiderstand R_2 eingefügt, der von einem Teil des Strahlstroms der Bildröhre durchflossen wird. Die Einschaltung erfolgte so, daß mit steigendem Strahlstrom die Summenspannung an R_1 abnimmt; dadurch sinkt die Gitterspannung von R6 4. Die im Anodenkreis dieser Röhre erzeugte negative Regelspannung für R6 1 wird dann geringer, so daß diese den zur Deckung der erhöhten Strahlleistung erforderlichen Anodenstrom liefern kann. Durch Verstellen von R_2 kann der Innenwiderstand R_{ih} des Hochspannungsteils positiv, negativ oder auch zu Null gemacht werden (Bild 3).

Die bisher beschriebene Regelung ist bei Leuchtdichteänderungen über größere

Schirmflächen wirksam. Um auch rasche Lastschwankungen zu erfassen, ist die als Ladekondensator C1 dienende Kapazität des Hochspannungskabels mit C2 und C4 zu einem Spannungsteiler geschaltet, an dem das Gitter der Regelröhre R64 liegt. Fällt die Hochspannung infolge eines kurzzeitigen Laststoßes ab, dann überträgt sich diese Spannungsänderung auch auf das Gitter. Sein Potential nimmt dabei etwas ab, und R61 wird während der Dauer des erhöhten Strahlstroms entsprechend aufgesteuert, um den Hochspannungsabfall wieder auszugleichen. Die Einstellzeit der Regelschaltung ist < 1 ms.

aufwand an Siebmitteln gegenüber einem Netzteil mit parallel geschalteten Dioden entsteht nicht.

2. Neue Schaltung der getrennten Erzeugung von Hochspannung und Ablenkleistung

2.1. Blockschaltbild

Die bisher beschriebene Schaltung konnte durch den neuen Hochspannungs-VDR-Widerstand 2322 564 92004 von Valvo nicht nur vereinfacht und verbilligt werden, sondern sie hat neben einer Verbesserung der elektrischen Eigenschaften gleichzeitig den großen Vorteil, daß sich Bildbreite und

PL 509 eingesetzt, die ihren Steuerimpuls jetzt von dem negativen Ende der Sekundärwicklung des Ablenktransformators über eine Diode BA 148 erhält. Die Ansteuerperiode P(C)F 802 entfällt dann. Daher kann die Regelstufe des Hochspannungsteils mit der Einzeltriode PC 92 bestückt werden, die ihre Steuerspannung von der Hochspannung über den VDR-Widerstand erhält. Die Fokussierspannung wird am VDR-Widerstand direkt abgenommen, so daß sich zwangsläufig ein konstantes Verhältnis von Hochspannung zu Fokussierspannung ergibt.

Die Schirmgitterspannungen für die Farbbildröhre können der Boosterspannung des Ablenkteils entnommen werden. Sind höhere Schirmgitterspannungen als 830 V für die Farbbildröhre erforderlich, so ist durch Spitzengleichrichtung der der Boosterspannung überlagerten Zeilenimpulse und Addition der gewonnenen Gleichspannung zur Boosterspannung eine Speisegleichspannung von 1300 V erreichbar. Der Netzteil besteht wieder aus zwei getrennten Gleichrichtereinheiten.

2.2. Netzteil

Bild 7 zeigt die Schaltung des Netzteils. Durch Freigabe der Siliziumgleichrichterdioden BY 127 für einen Schutzwiderstand von 2,7 Ohm bei einem Ladekondensator von 400 μ F ergeben sich für den Hochspannungsteil eine Speisespannung von 290 V bei Belastung mit 1,5 mA Strahlstrom und ein unbedeutender Spannungsanstieg bei Entlastung. Für den Ablenkteil bedeuten ebenfalls die erhöhte Spannung und der größere Ladekondensator einen Vorteil in bezug auf die Brummspannung, da der Siebwiderstand erhöht werden konnte, dessen Größe von den im Gerät noch zu ver-

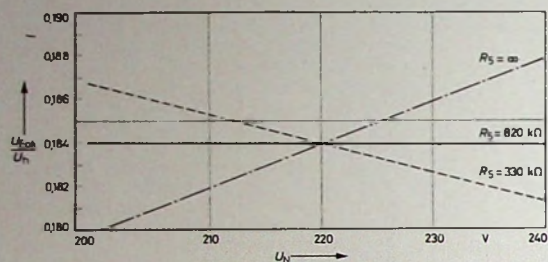
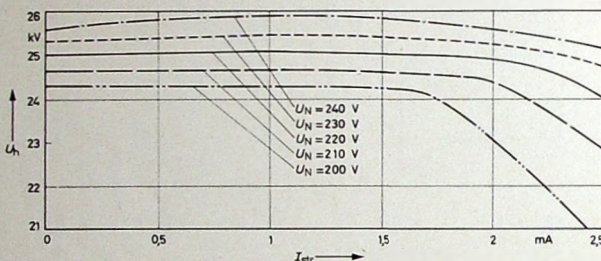


Bild 4. Netzspannungsabhängige Einstellung von U_{Fok}/U_h mit Hilfe von R_5 bei $I_{str} = 1$ mA

Bild 5. Abhängigkeit der Hochspannung U_h vom Strahlstrom I_{str} bei verschiedenen Netzspannungen U_N



Die Boosterspannung des Ablenkteils stellt über die Regelschaltung den Gleichlauf zwischen Hochspannung einerseits sowie Ablenkstrom und Fokussierspannung andererseits her. Um einen noch vorhandenen Restfehler auszugleichen, kann die Katode von R64 über den Widerstand R_5 mit der Speisespannung U_h verbunden werden. Der R_5 parallel geschaltete Kondensator C3 fängt Netzspannungsschöße in bezug auf die Bildbreite auf.

Bild 4 zeigt den Zusammenhang zwischen Netzspannung U_N und dem Verhältnis Fokussier- zu Hochspannung U_{Fok}/U_h bei verschiedenen Werten von R_5 . Bei entsprechender Wahl von R_5 bleibt das Verhältnis konstant. Damit auch bei Strahlstromänderungen keine Defokussierung auftritt, empfiehlt sich eine Einstellung auf $R_{1h} = 0$. Im Bild 5 ist für diese Einstellung der Verlauf der Hochspannung als Funktion des Strahlstroms mit der Netzspannung als Parameter dargestellt.

1.3. Netzteil

Für den Netzteil werden zwei Siliziumdioden BY 127 benötigt. Statt diese parallel zu schalten, kann man damit zwei getrennte Netzteile aufbauen, von denen eines den Hochspannungsteil und gegebenenfalls auch noch die Ton-Endstufe, das zweite die übrigen Stufen einschließlich der Horizontalablenkung speist. Man gewinnt dadurch den Vorteil, daß der unterschiedliche Stromverbrauch des Hochspannungsteils keinen Einfluß auf die Arbeitspunkteinstellung der übrigen Stufen hat. Der Siebaufwand für den Hochspannungsteil selbst kann gering bleiben. Ein Mehr-

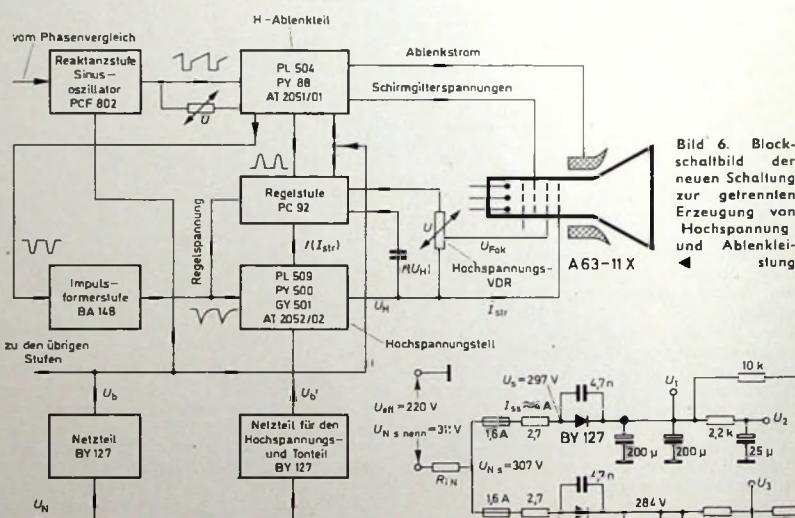


Bild 6. Blockschaltbild der neuen Schaltung zur getrennten Erzeugung von Hochspannung und Ablenkleistung

Hochspannung in einfacher Weise und unabhängig voneinander auf ihren Sollwert einstellen lassen.

Das Blockschaltbild ist im Bild 6 dargestellt. Die Ansteuerung der Horizontal-Endstufe mit der Röhre PCF 802 und die Endstufe selbst mit den Röhren PL 504, PY 88 und dem Horizontalablenktransformator „AT 2051/01“ blieben unverändert. Die Fokussierspannung wird jedoch nicht mehr dem Ablenkteil entnommen. Im Hochspannungsteil ist die 30-W-Pentode

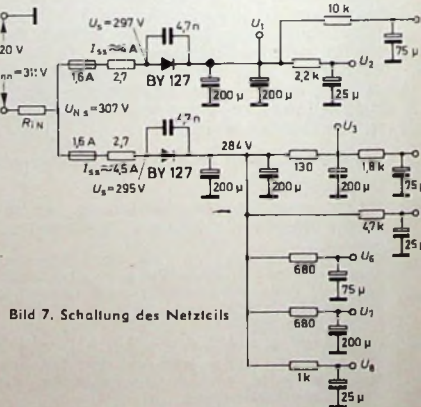


Bild 7. Schaltung des Netzteils

Tab. I. Ströme und Spannungen des Netz- teils nach Bild 7

Spannung V	Verwendung für	Belastung mA	Brumm- spannung U_{Bras} V
$U_1 = 286$	Hochspannungsgenerator, Tonteil PCL 86	285	10
$U_2 = 228$	Schirmgitterspannung PL 509	26,5	1,2
$U_{10} = 238$	Schirmgitterspannung PCL 86	5	$< 10 \cdot 10^{-3}$
$U_3 = 255$	Horizontablenkung	200	2
$U_4 = 216$	Schirmgitter PL 504	14,5	$< 0,5$
$U_5 = 210$	Amplitudensieb PCH 200, Sinus- oszillator PCF 802	25	$< 0,1$
$U_6 = 250$	Leuchtdichteverstärker PL 802	50	1,5
$U_7 = 230$	Vertikablenkung PL 508	75	0,5
$U_8 = 240$	Farbdifferenzverstärker mit Transistoren	44	2,5

sorgenden Stufen abhängt. Wegen der im allgemeinen sehr unterschiedlichen Netzen-
innenwiderstände wird an Stelle von $U_{N \text{ s neu}} = 311 \text{ V}$ ($R_{iN} = 0$) eine Spannung von $U_{N \text{ s}} = 307 \text{ V}$ zugrunde gelegt. Damit ergeben sich die in Tab. I. zusammenge-
stellten Ströme und Spannungen (unter der Voraussetzung der dort angegebenen Bestückung des Farbfernsehempfängers). Hinzuweisen ist noch auf den hohen Ein-

schaltspitzenstrom, der gegebenenfalls be-
sondere Maßnahmen zum Schutz des Netz-
schalters und der Sicherungen notwendig
macht, zum Beispiel einen Schaltkontakt
am Vertikalausgangsübertrager, der einen
höheren Gleichrichtervorwiderstand nach
dem Anheizen der Röhren kurzschließt,
einen kleinen Thermokontakt oder auch
einen NTC-Widerstand als zusätzlichen
Vorwiderstand. (Fortsetzung folgt)

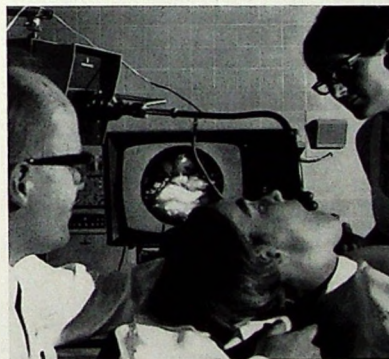
Farbfernsehen jetzt auch aus dem Magen

In der Universitätsklinik in Erlangen wurden
anlässlich eines Kurses für praktische
Gastroenterologie am 27. und 28. Oktober
1967 mit einer Siemens-Farbfernsehkamera
erstmals in Deutschland farbige Bilder aus
dem Magen und aus der Speiseröhre auf
den Bildschirm übertragen.

Die Endoskopie wurde vor einigen Jahren
durch die Verwendung von Glasfaserbün-
deln beträchtlich verbessert. Im Prinzip
besteht ein Glasfaserbündel aus einem
Schlauch, der mit unzähligen, hauchdünnen
Glasfasern gefüllt ist. Die Begrenzungs-
flächen dieser Glasfasern – ausgenommen
die Stirnseiten – sind verspiegelt, so daß
das an einem Ende der Glasfaser eintre-
tende Licht bis an das andere Ende „total-
reflektiert“ wird. Das für die Demonstra-
tionen verwendete Lichtleitkabel besteht
aus 150 000 Fasern und ist 1 m lang. Der
nicht einmal fingerdicke Schlauch ist sehr
flexibel und kann im Magen des Patienten
mit Hilfe eines eingebauten Bowdenzuges
beliebig bewegt und gekrümmt werden.
Das geht sogar so weit, daß man auch den
Mageneingang beobachten kann.

Der Glasfaser Schlauch in der Speiseröhre
ist zwar nicht schmerzhaft, wird aber auf
die Dauer doch als unangenehm empfunden,
vor allen Dingen dann, wenn ein grö-
ßerer Kreis von Ärzten und Studenten
längere Beobachtungen vornehmen will.
Man bedient sich deshalb seit einiger Zeit
drahtgebundener Fernsehanlagen, mit
deren Hilfe sich auch ein großer Personen-
kreis in verhältnismäßig kurzer Zeit ein
Bild von der jeweiligen Krankheit machen
kann. Bis vor kurzem waren jedoch nur
Schwarz-Weiß-Fernsehübertragungen mög-
lich. Doch kommt gerade in der Medizin
der Farbe eine besondere Bedeutung zu.
In vielen Fällen kann krankes Gewebe
nämlich allein an der Färbung erkannt
werden. Das jetzt bis zur Fertigungsreife
entwickelte Farbfernsehen brachte hier
die Lösung. Das mit dem Schwarz-Weiß-
Verfahren kompatible Farbfernsehsignal
entspricht mit 625 Zeilen und 50 Halbbil-
dern/s der CCIR-Norm.

Die Siemens-Farbkamera enthält drei pa-
rallel angeordnete 1"-Vidikon-Aufnahme-
röhren für die drei Primärfarben. Mit dieser
Anordnung der Aufnahmeröhren konnten
die Kameraabmessungen klein gehalten
werden. Mit 12 kg hat die Kamera nur



Farbfernsehkamera im Einsatz bei Magenun-
tersuchungen mit Hilfe von Glasfaserbündeln

ein Viertel bis ein Achtel des Gewichts
einer Studio-Farbkamera. Die drei Farb-
signale gelangen über ein Dreifach-Ko-
axialkabel, das bis zu 300 m lang sein
kann, zur Impulzentrale. Nach der Signal-
verarbeitung können Farbmonitore mit
RGB-Eingang über drei getrennte Ko-
axialkabel oder handelsübliche Farbfern-
seh-Heimempfänger unter Verwendung
von PAL-Codern angeschlossen werden.
Außerdem ist auch die Aufzeichnung auf
Farbfilm oder Magnetband möglich.

Da die Kamera nicht fest, sondern ab-
nehmbar über einen einfachen Tubus mit
dem Endoskop verbunden ist, kann sie
jederzeit mit wenigen Handgriffen für an-
dere Aufgaben (Mikroskopie, Operations-
beobachtung, Diaprojektion usw.) einge-
setzt werden.

Persönliches

Prof. Balke als Präsident des Deutschen Verbandes technisch-wissenschaftlicher Vereine (DTV) wiedergewählt

In der Vorstandssitzung des DTV am 12. Dezember
1967 in Braunschweig wurde Prof. Dr.-Ing. S. Balke
erneut für drei Jahre einstimmig zum Präsidenten des
Deutschen Verbandes technisch-wissenschaftlicher
Vereine gewählt. Prof. Balke steht bereits seit 1960 in
dieser Eigenschaft an der Spitze des Verbandes. Auch
Prof. F. M. Küper, der Präsident der Wasser- und
Schiffsdirektion Münster, wurde als Vizepräsident des
Verbandes ebenfalls für drei Jahre wiedergewählt.

H. Abtmeyer 60 Jahre

Am 26. Dezember 1967 vollendete Konsul Hermann
Abtmeyer, Vorsitzender des Aufsichtsrates von SEL,
Stuttgart-Zuffenhausen, sein 60. Lebensjahr. 1928 trat
er als Ingenieur bei der Mix & Genesi AG, Berlin, einer
der Stammfirmen von SEL, ein. Knapp 20 Jahre später
wurde er zu ihrem Generaldirektor bestellt. Als sich
die Firma 1958 mit der C. Lorenz AG zur Standard
Elektrik Lorenz AG zusammenschloß, wurde er Vorsit-
zender des Vorstandes der neuen Gesellschaft. 1967
wählte ihn der Aufsichtsrat von SEL zu seinem Vor-
sitzenden.

Zum norwegischen Wahlkonsul für das Land Baden-
Württemberg wurde er kürzlich vom König von
Norwegen ernannt.

Neuer Geschäftsführer der Alldelphi

Als Nachfolger von E. A. Mooltz, der wegen Er-
reichens der Altersgrenze am 31. Dezember 1967 aus
dem Firmendienst ausschied, wurde J. A. Rubing,
zuletzt Direktor der Hauptindustriegruppe Licht
(Eindhoven), in die Geschäftsführung der Allgemeinen
Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldelphi), Hamburg,
berufen. Seit dem 1. Januar 1968 ist er für das bisher
von E. A. Mooltz betreute Arbeitsgebiet (Fabriken und
Forschungslaboratorien) verantwortlich.

J. A. Rubing wurde 1907 in Groningen geboren. Um
sich als Fertigungslachmann in einem großen In-
dustrieunternehmen zu bewähren, ging er 1925 als tech-
nischer Assistent in die Eindhovener Philips-Glühlampen-
fabrik, aber schon nach zweijähriger Tätigkeit
wurde er nach Warschau in die Fabrikationsleitung
eines neuerrichteten Glühlampenwerkes versetzt. 1945
wurde er mit der Leitung der die heutigen Benelux-
Länder versorgenden Radioröhrenproduktion be-
traut. 1958 ernannte ihn die Konzernleitung zum tech-
nischen Direktor der Hauptindustriegruppe Elektro-
nrohren, und im Jahre 1964 übernahm er die Haupt-
industriegruppe Licht in Eindhoven.

F.-W. v. Seydlitz-Kurzbach aus dem Vor- stand von AEG-Telefunken ausgeschieden

Dr. Friedrich-Wilhelm v. Seydlitz-Kurzbach
beendete am 31. Dezember 1967 in beiderseitigem
Einvernehmen seine Vorstandstätigkeit bei AEG-Te-
lefunken. Seit 1960 hat er den Bereich Marketing von
Telefunken geleitet. Sein bisheriges Aufgabengebiet
wurde im Zuge der Straffung der Konzernorganisa-
tion in den Horizontalen Bereich Marketing der AEG
eingegliedert, der seit 1. Oktober 1967 für das gemein-
same Geschäft von AEG-Telefunken arbeitet und von
Prof. Dr. Matthias Schmitt geleitet wird.

A. Kögl im Ruhestand

Auf eigenen Wunsch trat Dipl.-Ing. Alois Kögl (61),
Abteilungsleiter der Siemens-Elektrogeräte GmbH,
mit Ende des Jahres 1967 in den Ruhestand.

1929 kam er zu Siemens und ging nach kurzer Infor-
mationszeit in Berlin als Elia-Klangfilm-Spezialist zu
Siemens Mailand. 1936 wurde er in die Zentrale der
Klangfilm GmbH versetzt und mit Aufgaben in Mittel-
und Südamerika betraut. Ab 1938 übernahm er bis
Kriegsende die Leitung der Klangfilm-Niederlassung
für Gesamt-Bayern.

Erstmals auf dem Gebiet Rundfunk/Fernsehen be-
fälligte sich Kögl nach dem Kriege. In diesem Bereich
wurde ihm 1950 die Vertriebsleitung für Rundfunk und
Fernsehen im Raum Frankfurt übertragen. 1955 berief
ihn das Unternehmen in die Münchener Zentrale.
Hier übernahm er bei der Gründung der Siemens-
Elektrogeräte AG im Oktober 1957 die Leitung der Ab-
teilung Radio und Fernsehen. In Würdigung seiner
Verdienste auf diesem Vertriebsgebiet wurde er mit
Wirkung vom 1. Februar 1966 zum Abteilungsleiter
ernannt. Seit 1960 gehört Alois Kögl dem Beirat der
Fachabteilung 14 im ZVEI an.

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

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 1, S. 20

3. Schaltbeispiele für Endstufen

Von den Firmen SGS-Fairchild und RCA werden abgestimmte Transistorbausätze für Leistungsverstärker mit 7,5 ... 70 W Ausgangsleistung vertrieben. Interessant sind hier vor allem solche für Leistungen ab 20 W; in Tab. I sind die wichtigsten Daten dieser Verstärker kurz zusammengestellt.

3.1. 20-W-Verstärker „AF 11“

Das Schaltbild des „AF 11“ von Fairchild [1] zeigt Bild 5. Alle Transistorstufen sind gleichstromgekoppelt. Die aus T1 und T2 bestehende Eingangsstufe arbeitet als Spannungsverstärker. Daran schließt sich die Phasenumkehrstufe T3, T4 an, die das Endstufenpaar T5, T6 ansteuert. Um Toleranzen der Bauteile zu eliminieren, erfolgt eine Gleichstromgegenkopplung über R3 vom Verstärkerausgang zur Eingangsstufe. Durch diese Gegenkopplung wird auch der Symmetriepunkt A auf genau der halben Speisespannung gehalten. Die Dioden D1 und D2 stabilisieren den Ruhestrom der Endstufe bei Temperaturänderungen. Eine Wechselstromgegenkopplung erfolgt getrennt über C7, R11 und C5; sie kann individuellen Erfordernissen angepaßt wer-

Tab. I. Transistorbausätze von SGS-Fairchild und RCA für NF-Leistungsverstärker bis 70 W Ausgangsleistung

Bezeichnung des Transistorsatzes	AF 11	AF 12	ATC-406/20	ATC-406/35	ATC-408/70	
Hersteller	SGS-Fairchild		RCA			
Sinus-Dauerton-Ausgangsleistung	20	30	20	35	70	W
Musik-Spitzen-Ausgangsleistung	40	60	40	72	140	W
Frequenzbereich (± 1 dB bzw. ± 3 dB)	20 ... 50	28 ... 80	15 ... 200	20 ... 20	5 ... 25	Hz kHz
Klirrfaktor bei Nennausgangsleistung und 1000 Hz	< 0,1	0,04	< 0,4	< 0,7	< 0,25	%
Ausgangs impedanz bei Nennleistung	15	8 ... 15	8	8	8	Ohm
Eingangsspannung für Nennleistung (bei 1 kHz)	450	700	600	650	800	mV _{eff}
Eingangs impedanz (bei 1 kHz)	10	600	10	10	100	kOhm
Störspannungsabstand bei Nennleistung	80	75	≥ 80	≥ 80	≥ 80	dB
Intermodulation bei Nennleistung, 250 Hz + 8000 Hz im Verhältnis 4 : 1	$\leq 0,2$	0,1	$\leq 0,5$	$\leq 0,9$	$\leq 0,4$	%

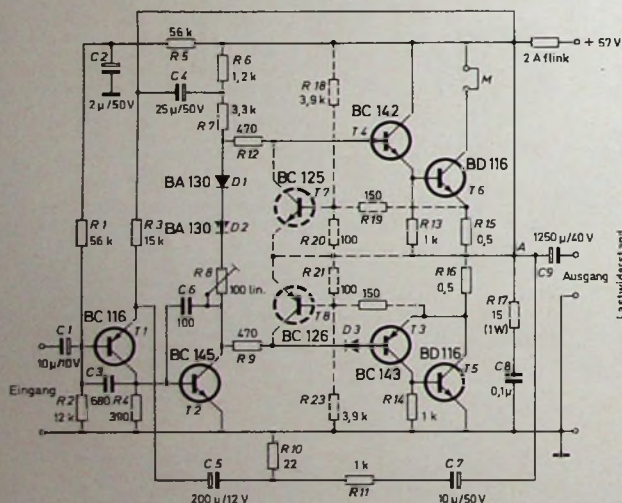


Bild 5. 20-W-Verstärker „AF 11“ von Fairchild

und C9 auf 2000 ... 5000 μ F kann der untere Übertragungsbereich des Verstärkers von 20 Hz - 3 dB auf 20 Hz - 1 dB angehoben werden.

Die Bilder 6 und 7 zeigen den Klirrfaktor und die Sinus-Dauerton-Ausgangsleistung P_A in Abhängigkeit von der Frequenz f . Als Speisespannung werden 57 V (Leerlauf, das heißt nicht angesteuert) benötigt; bei 20 W Ausgangsleistung nimmt der Verstärker etwa 600 mA auf.

Die maximale Verlustleistung je Transistor ist etwa 6,4 W. Zur Berechnung der Kühlfläche werden folgende Größen benötigt:

- P_{tot} = Verlustleistung,
- $R_{\text{th jG}}$ = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse,
- $R_{\text{th GU}}$ = Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und ruhender Luft,
- $R_{\text{th K}}$ = Wärmewiderstand zwischen Kühlfläche und ruhender Luft,
- $T_{\text{j max}}$ = maximale Sperrschichttemperatur bei Betrieb,
- $T_{\text{U max}}$ = Umgebungstemperatur.

In Gl. (12) ist der Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlblech vernachlässigt; er kann aber mit etwa 0,5 ... 1 $^{\circ}\text{C/W}$ berücksichtigt werden. Der Wärmewiderstand $R_{\text{th K}}$ ergibt sich dann näherungsweise zu

$$R_{\text{th K}} \approx R_{\text{th GU}} + \frac{T_{\text{j max}} - T_{\text{U max}}}{P_{\text{tot}}} - R_{\text{th jG}} \quad (12)$$

Im vorliegenden Fall gilt für den BD 116: $T_{\text{j max}} = 150 ^{\circ}\text{C}$, $R_{\text{th jG}} = 5 ^{\circ}\text{C/W}$. Bei einer maximalen Umgebungstemperatur $T_{\text{U max}} = 45 ^{\circ}\text{C}$ und einer Verlustleistung $P_{\text{tot}} = 6,4 \text{ W}$ folgt entsprechend Gl. (12) also

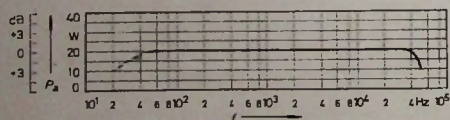


Bild 6. Frequenzgang des „AF 11“

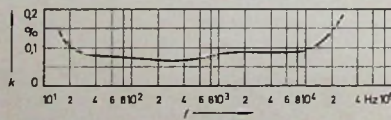


Bild 7. Klirrfaktor k des „AF 11“

den und reduziert besonders bei kleiner Ausgangsleistung und hohen Frequenzen die Verzerrungen. Die Kondensatoren C3 und C6 dienen einer Gegenkopplung höherer Frequenzen ($> 40 \text{ kHz}$) und begrenzen den Übertragungsbereich des Verstärkers nach oben hin. Mit dem Trimpotential-

meter R8 wird am Punkt A die halbe Speisespannung und der Ruhestrom von etwa 25 ... 40 mA (Meßstelle M) eingestellt. Der Scheitelwert der Ausgangsspannung \hat{u}_{max} ist etwa 26,5 V, der Scheitelwert des Wechselstroms \hat{i}_{max} etwa 1,7 A. Durch Vergrößern von C1 auf 20 ... 50 μ F

$$R_{thK} \approx \frac{150 - 45}{6,4} - 5$$

$$\approx 11,4 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Dieser Wert wird mit einem Kühlblech aus 2 mm dickem Aluminium von 70 cm² Fläche je Transistor erreicht.

Bild 8 zeigt ein Diagramm, aus dem sich die Kühlflächengrößen F ausreichend genau entnehmen lassen. Aus Sicherheitsgründen (Überspannung, Übersteuerung usw.) soll der aus Bild 8 entnommene Wert um etwa 10 ... 30 % erhöht werden. Handelsübliche Kühlschiene oder Kühlkörper mit gleichem oder niedrigerem Wärme-widerstand können ebenfalls Verwendung finden.

Will man die Schaltung nach Bild 5 durch eine Kurzschlußsicherung [2] erweitern,

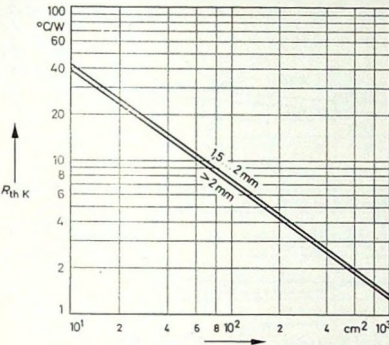


Bild 8. Diagramm zur Bemessung von Kühlflächen in Abhängigkeit vom Wärmewiderstand R_{thK} und der Blechdicke

dann werden dazu zwei zusätzliche Transistoren T_7 , T_8 sowie sechs Widerstände $R_{18} \dots R_{23}$, benötigt. Ist der Lastwiderstand wesentlich geringer als sein Nennwert oder ist der Ausgang kurzgeschlossen, dann fließt bei Aussteuerung der Endstufe ein wesentlich höherer Strom durch die Endstufentransistoren. Der Innenwiderstand dieses Verstärkers ist nämlich überaus niedrig ($< 0,5 \text{ Ohm}$) und die Ausgangsspannung ist daher vom Lastwiderstand fast unabhängig. Ein höherer Strom steigert nun den Spannungsabfall an den

Bild 9. 30-W-Verstärker „AF 12“ von Fairchild; $R_1 \dots R_5$, R_{10} : $\pm 10\%$, $\frac{1}{2} \text{ W}$; R_6 : $\pm 5\%$, 1 W ; $R_{11} \dots R_{13}$: $\pm 10\%$, 1 W ; $R_{16} \dots R_{18}$: $\pm 5\%$, 2 W

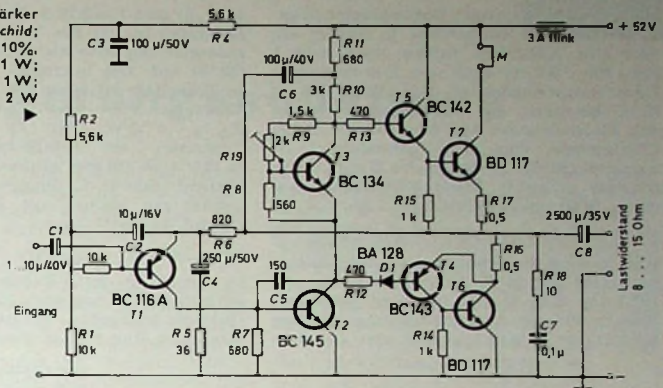
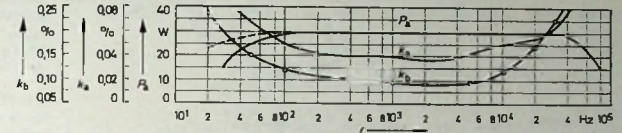


Bild 10. Frequenzgang und Klirrfaktor des „AF 12“; k_0 nach Firmenangaben, k_b gemessene Werte



nung über R_{18} , R_{20} und R_{21} , R_{23} sorgt für den richtigen Arbeitspunkt von T_7 , T_8 und erlaubt ein schnelleres Aufsteuern der Transistoren.

Bei der Verstärkervariante ohne Sicherung ist unbedingt darauf zu achten, daß der Lastwiderstand nicht unter dem angegebenen Wert von 15 Ohm liegt.

3.2. 30-W-Verstärker „AF 12“

Die Schaltung des zweiten Verstärkerbausatzes von Fairchild zeigt Bild 9 [3]. Bei sonst gleichen Daten kann mit einer Lautsprecherimpedanz von 15 Ohm die Leistung auf 15 W reduziert werden; der Klirrfaktor liegt dann bei etwa 0,02 %. Im Bild 10 sind die Ausgangsleistung und der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt.

Mit R_{19} wird der Ruhestrom der Endstufe eingestellt, und zwar auf etwa 30 mA. Zum Erreichen eines hohen Eingangswiderstandes ist die erste Stufe T_1 in Emitterschaltung mit stromproportionaler Spannungsgegenkopplung über R_6 , C_2 ausgeführt (Bootstrap-Schaltung). Der dynamische Ein-

stärker verbessert werden (im Bild 10 gestrichelt gezeichnete Linie).

Der vom Hersteller äußerst niedrig angegebene Klirrfaktor von 0,04 % ($< 0,08 \text{ %}$) konnte in einem Versuchsaufbau nicht erreicht werden. Mit einer stabilisierten Speisespannung wurden aber immerhin Werte zwischen 0,09 ... 0,25 % gemessen (Bild 10). Ohne stabilisierte Speisespannung lagen diese Werte geringfügig höher. Bei allen Verstärkern befindet sich parallel zum Ausgang ein Boucherot-Glied, um auch bei hohen Frequenzen einen realen Lastwiderstand zu erreichen; im Bild 9 sind dies R_{18} und C_7 .

Der maximale Scheitelwert der Ausgangsspannung ist etwa 22 V, der Scheitelwert des Wechselstromes etwa 2,75 A. Bei einer Speisespannung von 52 V (ohne Aussteuerung) nimmt der Verstärker bei 30 W Ausgangsleistung einen Strom von etwa 950 mA auf. Die maximale Verlustleistung je Transistor ist etwa 8,5 W. Der Hersteller empfiehlt eine Montage der Transistoren auf einer Kühlfläche mit einem Wärmewiderstand von $1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (für

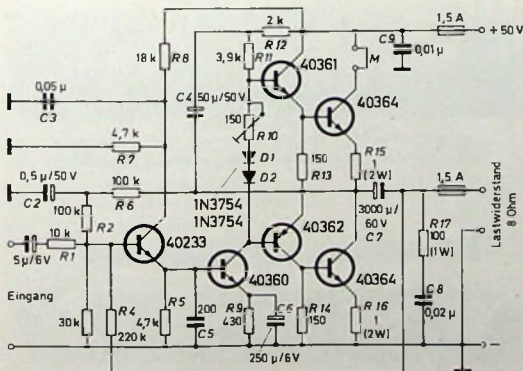


Bild 11. 20-W-Verstärker „ATC-406/20“ von RCA

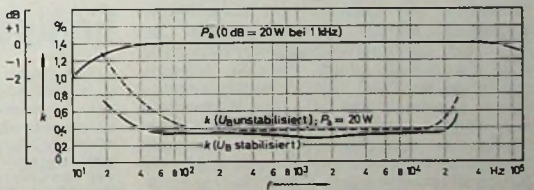
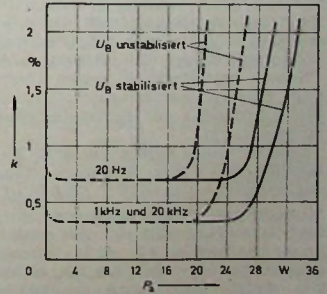


Bild 12. Frequenzgang und Klirrfaktor des „ATC-406/20“

Bild 13. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für „ATC-406/20“



Emitterwiderständen R_{15} , R_{16} . Über 150-Ohm-Widerstände werden die Transistoren T_7 , T_8 aufgesteuert, begrenzen das Signal der Treibertransistoren T_3 , T_4 und setzen den Kollektorstrom der Endstufe auf einen zulässigen Wert herab. Eine Basisvorspan-

gangswiderstand ist dadurch ungefähr 600 kOhm. R_6 ist wechselstrommäßig nur teilweise überbrückt (C_4 , R_5); das bewirkt eine Gegenkopplung. Mit einem Kondensator von $\geq 5000 \text{ }\mu\text{F}$ für C_8 kann der untere Übertragungsbereich des Ver-

beide Endtransistoren). Dafür kommt praktisch nur eine Kühlschiene in Frage; ein normales Kühblech müsste nach Bild 8 etwa 800... 900 cm² groß sein. Die maximale Umgebungstemperatur darf dann bis zu 60 °C betragen. Im Musteraufbau wurde das Endstufenpaar auf eine 152 mm lange Kühlschiene vom Typ „Marston 11 D“ montiert (Breite 98 mm, Höhe 53 mm, mattschwarz eloxiert). Diese Kühlschiene hat einen Wärmewiderstand von 1,33 °C/W.

3.3. 20-W-Verstärker „ATC-406/20“

Bild 11 zeigt die Schaltung des Verstärkerbausatzes für 20 W Ausgangsleistung von RCA [4]. Bild 12 gibt die dazu gehörigen Kurven für die Ausgangsleistung und den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Fre-

16 V_{eff}) und $i \approx 2,78$ A. Bei 50 V Betriebsspannung nimmt der Verstärker bei Vollaussteuerung etwa 810 mA (20 W) bzw. 1 A (32 W) auf. Die maximale Verlustleistung je Transistor ist etwa 8 W. Der Transistor 40364 hat ein Jedec-TO-66-Gehäuse mit $R_{th jG} = 5^\circ\text{C/W}$. Für $T_U = 60^\circ\text{C}$ ist je Transistor ein Kühlkörper mit $R_{th K} = 12,5^\circ\text{C/W}$ (70 cm² Alublech, 2 mm) erforderlich; für 45°C Umgebungstemperatur genügt ein solcher mit $R_{th K} = 14,4^\circ\text{C/W}$ (60 cm² Alublech, 2 mm).

3.4. 35-W-Verstärker „ATC-406/35“

In derselben RCA-Publikation [4] wird auch die Schaltung eines 35-W-Verstärkers (Bild 14) angegeben. Sie ist mit der Schaltung nach Bild 11 fast identisch. Die obere

50 mA eingestellt. Die Spitzenwerte für Strom und Spannung sind bei 35 W $i \approx 3$ A und $u \approx 23,6$ V (16,7 V_{eff}), bei Aussteuerleistung bis 45-W-Sinusleistung ($k = 2,5$ %) $i \approx 3,4$ A bzw. $u \approx 27$ V (19 V_{eff}). Die Gleichstromaufnahme bei Vollaussteuerung bei 35 W ist 1,05 A bzw. 1,2 A bei 45 W. Je Transistor tritt eine maximale Verlustleistung von etwa 11,4 W auf. Der Transistor 40363 hat ein Jedec-T0-3-Gehäuse mit $R_{th j\theta} = 1,5$ °C/W. Für eine maximale Umgebungstemperatur von 45 °C wird je Transistor ein Kühlblech mit $R_{th k \max} = 11$ °C/W (85 cm² Alublech, 2 mm) benötigt. Ein stabiler Betrieb bis 70 °C (ohne Aussteuerung) bzw. 60 °C (mit Vollaussteuerung) ist möglich. Im Musteraufbau wurde wieder eine Kühltische „Marston 11 D“.

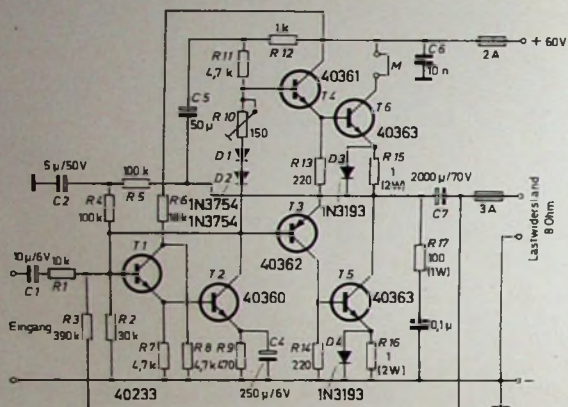


Bild 14.35-W-Verstärker „ATC-406/35“ von RCA; alle Widerstände (außer R 15 bis R 17) $\pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W

Bild 15. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für „ATC-406/35“

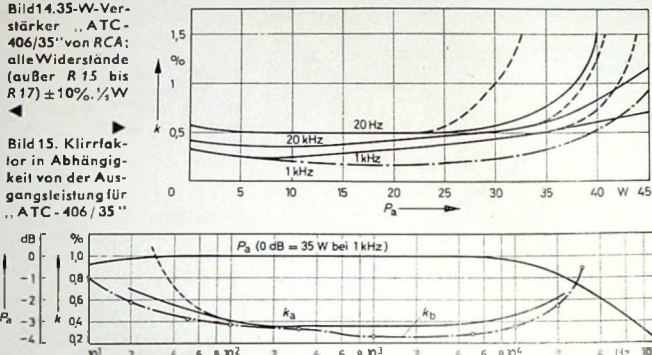


Bild 16. Frequenzgang und Klirrfaktor beim „ATC-406/35“:
 k_3 nach Firmenangaben, k_0 gemessene Klirrfaktorwerte

quenz wieder. Der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung ist im Bild 13 dargestellt. Wegen der Verwendung von Transistoren mit einer hohen Grenzfrequenz ist ein linearer Übertragungsbereich bis weit über die obere Hörgrenze erreichbar. Der Endstufentransistor hat eine Transitfrequenz von $f_t \geq 15$ MHz (bei $U_{CE} = 10$ V und $I_C = 2,5$ A); der Klirrfaktor bei 20 kHz ist daher praktisch mit dem bei 1 kHz gleich. Auch bei dieser Schaltung ist eine stabilisierte Spannungsquelle besser, andernfalls ist der Klirrfaktor an den Übertragungsgrenzen etwas größer (Bilder 12 und 13). Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf. Mit R 10 wird der Ruhestrom der Endstufe auf etwa 50 mA eingestellt (50 mV Spannungsabfall an R 16). Die Gleichstromgegenkopplung über R 2, R 6 sichert einen stabilen Arbeitspunkt bis zu 70 °C Umgebungstemperatur (ohne Aussteuerung) (4). Der Widerstand R 4 dient einer frequenzunabhängigen Wechselstromgegenkopplung. Die gesamte Gegenkopplung ist 38 dB. Obwohl die Klirrfaktorwerte ausreichend niedrig scheinen, könnten sie bei Bedarf durch eine Erhöhung dieser Gegenkopplung noch erniedrigt werden; jedoch geht das auf Kosten der Leistungsverstärkung. Die Dioden D 1, D 2 stabilisieren die Arbeitspunkte der Treiber- und Endstufe gegen Temperatur- und Spannungsänderungen; sie sind auf die Kühlbleche der Endstufentransistoren zu montieren.

Folgende Werte gelten für 20 W Ausgangsleistung und 1 kHz: Scheitwert der Ausgangsspannung $\hat{u} \approx 18 \text{ V}$ ($12,6 \text{ V}_{eff}$), Scheitwert des Ausgangsstromes $\hat{i} \approx 2,25 \text{ A}$. Der Verstärker läßt sich mit stabilisierter Spannungsquelle bis 32 W Sinusleistung aussteuern, ohne daß der Klirrfaktor über 2% steigt; dabei sind $\hat{u} \approx 22,3 \text{ V}$ (bzw.

Grenzfrequenz des Verstärkers ist jedoch etwas niedriger, da die Transistoffrequenz für den 40 363 nur 700 kHz beträgt. Die Dioden D_1 , D_2 dienen wieder der Ruhestromstabilisierung und sind auf das Kühlblech der Endstufe zu montieren. D_3 und D_4 verhindern, daß durch die Erwärmung bei hohen Strömen die Stromverstärkung der Endstufentransistoren unzulässig ansteigt, was ein Anwachsen der Ausgangsleistung bis zur Überlastung der Transistoren zur Folge hätte. Die Gesamtgegenkopplung ist in dieser Schaltung 30 dB. Mit R_{10} wird der Ruhestrom wieder auf etwa

102 mm lang, schwarz cloxiert ($R_{thK} = 1,66^\circ C/W$) verwendet; auf diese wurde das Endstufenpaar gemeinsam montiert. Weitere Meßwerte zeigen die Bilder 15 und 16. (Schluß folgt)

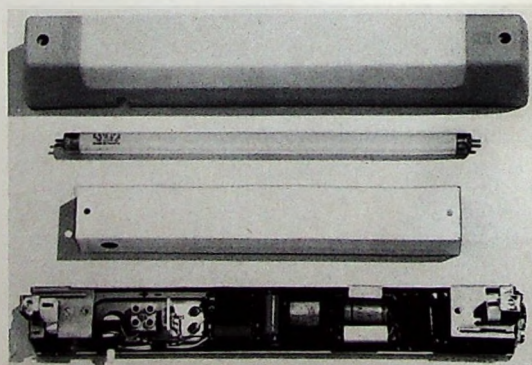
Schrifttum

- [1] Datenblatt „AF 11“ (Juni 1966, von SGS-Fairchild
- [2] SGS-Fairchild „Design Note 16“ (Juni 1966)
- [3] Datenblatt „AF 12“ (Sept. 1966) von SGS-Fairchild
- [4] RCA-Data Bulletin „ATC-406“ (7/65)

Transistorleuchten

Im Heft 19/1967 wurden auf S. 794 zwei Schallungsbeispiele von Spannungswandlern für den Betrieb von Leuchtstofflampen veröffentlicht. Die Technik, Leuchtstofflampen mit Batteriespannungen betreiben zu können, bietet die Möglichkeit, auf Wasserfahrzeugen, Nutzkraftwagen und Campingfahrzeugen oder -plätzen die Vorzüge der Leuchtstofflampen nutzbar zu machen. Vor allem ist dabei auch der geringe Stromverbrauch ein großer technischer Vorteil. Von Philips werden für solche Verwendungszwecke Leuchten (Transistor-Leuchten „TCT ...“) hergestellt, die von vornherein mit einem Gleichspannungs-Transistorwandler ausgerüstet sind. Die notwendige Rüttelfestigkeit und der Feuchtschutz der im Leuchtsockel untergebrachten Platine (Bild 1) wird durch einen Gießharzverauß erreicht.

Zur Verfügung stehen eine Transistorleuchte für 6-V-Anschlußspannung mit 8-W-Lampe und vier Leuchten für 12-V-Anschlußspannung mit 8-W- oder



6-W-Lampe. Mit der Aufladung einer 65-Ah-Batterie ist die Betriebszeit der 8-W-Lampe bei 6 V etwa 34 Stunden, bei 12 V etwa 68 Stunden, die der 6-W-Lampe bei 12 V etwa 100 Stunden. Das Bild zeigt unten das Chassis einer Transistorleuchte für 8-W-Leuchtstofflampen; die über dem Chassis abgebildete Abdeckung dient gleichzeitig als Reflektor.

Langzeit-Verzögerungsschaltung

Auf vielen Gebieten der angewandten Elektronik sind Zeitverzögerungsschaltungen erforderlich. Dabei kann es sich um Maschinenantriebe, Heizungssteuerungen, Aufgaben der Signaltechnik, Anwendungen im Kraftfahrzeug und vieles andere handeln. Im allgemeinen ist es schwierig, elektronische Zeitverzögerungen in der Größenordnung von etwa fünf Minuten bis zu einer Stunde oder mehr mit hinreichender Zuverlässigkeit und Genauigkeit zu erhalten. Im folgenden ist eine Schaltung von Siemens¹⁾ beschrieben, mit der man Zeitverzögerungen von mehr als einer

vibrators aus T_3 und T_4 soll hier nicht näher erläutert werden, da beide Schaltungen weitgehend bekannt sind. Die Funktionsweise der ganzen Verzögerungsschaltung ist im folgenden an Hand des Prinzipschaltbilds (Bild 2) erklärt. Wird der Schalter S_1 geschlossen, dann beginnt der Zeitablauf mit der Aufladung des Kondensators C_1 über die Widerstände R_2 und R_3 . Dem Ladegleichstrom werden die Impulse des astabilen Multivibrators überlagert. Der Kondensator C_2 dient zur Einkopplung dieser Impulse. Bei Beginn der Aufladung fällt an dem im

Ein weiterer wichtiger Vorteil dieser Schaltung mit Impulsüberlagerung ist, daß wegen der sperrenden Diode D_1 keine galvanische Kopplung zwischen Steuerteil (Zeitglied) und Verstärkerteil besteht. Daher treten keine störenden Parallelwiderstände auf, die die Zeitkonstante der Schaltung verkleinern würden. Nur der Sperrstrom von D_1 beeinflußt die Zeitkonstante insofern, als dadurch die Größe des Ladewiderstandes begrenzt ist.

2. Verzögerungszeit

Zeiten in der Größenordnung von einer Stunde wurden mit einem Exemplar eines MKL-Kondensators mit der größten handelsüblichen Kapazität von $47 \mu F$ erreicht. Als Ladewiderstand R_2 ist wegen des Diodensperrstroms, für den etwa 20 nA angegeben werden, ein Widerstand von $\leq 40 \text{ MOhm}$ zu verwenden. Benötigt man nur kürzere Verzögerungszeiten, dann ist die Verwendung kleinerer Kapazitäten C_1 wirtschaftlicher. Die längste erreichbare Verzögerungszeit ist etwa $2 \dots 3 \cdot R_2 \cdot C_1$.

Statt des bistabilen Multivibrators (die Taste S_3 dient zu seiner Rückstellung) kann mit Hilfe der im Bild 1 gezeigten Schaltung für das Zeitglied auch ein monostabiler Multivibrator angesteuert werden, der vom Auslöseimpuls veranlaßt wird, einen Rechteckimpuls kürzerer

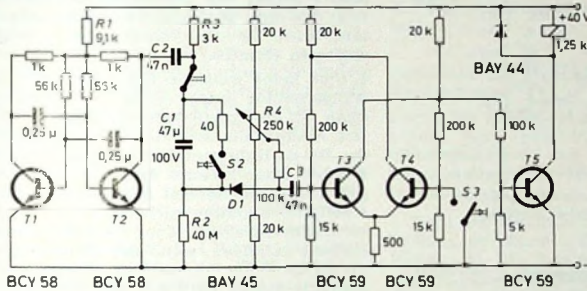


Bild 1. Schaltung für große Verzögerungszeiten; als Relais eignet sich beispielsweise das Kammrelais ...L V23013—A0021—
◀ B104" von Siemens

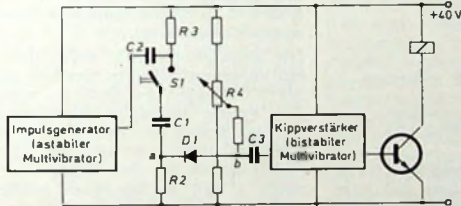
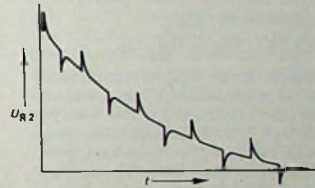


Bild 2. Prinzipschaltung zur Erklärung der Wirkungsweise

Bild 3. Verlauf des Spannungsabfalls U_{R_2} am Widerstand R_2



Stunde bei guter Reproduzierbarkeit erreicht.

1. Wirkungsweise

Bei der Schaltung nach Bild 1 wird der zeitbestimmende Ladekondensator C_1 über den Ladewiderstand R_2 mit Gleichstrom aufgeladen, dem periodische Impulse überlagert sind. Nach Ablauf der Kondensatoraufladung kippen die Impulse über den Koppelkondensator C_3 einen bistabilen Multivibrator, der seinerseits die Relais-Endstufe T_5 zum Ansprechen bringt. Der erste Teil der Schaltung (Transistoren T_1, T_2) ist ein astabiler Multivibrator, der hier als Impulsgenerator verwendet wird. Die Betriebsspannung der Schaltung von 40 V wird mit Hilfe des Widerstands R_1 so geteilt, daß der Multivibrator mit 4 V versorgt wird und daher dauernd Rechteckimpulse mit dieser Spannung abgibt. Sie werden durch den Kondensator C_2 in den Widerstand R_3 differenziert, so daß Nadelimpulse entstehen, und in den Gleichstromkreis eingekoppelt. Die Wirkungsweise des astabilen wie auch des im rechten Teil erkennbaren bistabilen Multi-

Vergleich zu R_3 sehr hochohmigen Ladewiderstand R_2 fast die volle Betriebsspannung ab. Die fortschreitende Aufladung von C_1 bedingt einen exponentiellen Abfall der Gleichspannung am Widerstand R_2 . Unter zusätzlicher Berücksichtigung der überlagerten Impulse ergibt sich der im Bild 3 dargestellte Spannungsverlauf an R_2 .

Sobald das Potential am Knotenpunkt a der Schaltung so niedrig geworden ist, daß es um die Durchlaßspannung der Diode D_1 negativer ist als das am Punkt b mittels des Potentiometers R_4 eingestellte Potential, kann der Auslöseimpuls an den Koppelkondensator C_3 gelangen und damit den bistabilen Multivibrator zum Kippen bringen. Der Endstufentransistor T_5 wird leitend und schaltet das Relais ein.

Die Dauer der Verzögerungszeit ist am Widerstand R_4 stufenlos einstellbar. Das hat den Vorteil, daß nicht, wie sonst üblich, der hochohmige Ladewiderstand R_2 verändert werden muß, sondern daß für die Zeiteinstellung ein verhältnismäßig niederohmiges Potentiometer verwendet werden kann. Man kann daher das ganze zeitbestimmende RC -Glied in Kunstharz gießen, damit es gegen äußere Einflüsse, beispielsweise durch Feuchtigkeit verursachte Kriechströme, unempfindlich wird.

Dauer abzugeben. So kann beispielsweise mit einer Stunde Verzögerung ein Gerät ein- und nach kürzerer Zeit wieder ausgeschaltet werden.

3. Stabilität

Die Schaltung ist im Temperaturbereich $-20 \dots +70^\circ \text{C}$ betriebsfähig. Bei einer konstanten Umgebungstemperatur von 20°C erhält man (über mehrere Zyklen gemittelt) Abweichungen der Verzögerungszeit von höchstens $1,5 \%$. Bei 50°C Umgebungstemperatur erhält man eine mittlere Abweichung von 4% im Vergleich zu den Werten bei 20°C . Besonders gut ist die Wiederholgenauigkeit, wenn der Kondensator C_1 immer in gleicher Weise über S_2 entladen wird. Bei unterschiedlicher Entladedauer ist nämlich auch der elektrische Ausgangszustand für C_1 nicht gleichbleibend.

Die Meßwerte für die Impulsüberlagerungsschaltung zeigen, daß sich die Verzögerungszeiten mit der Temperatur weniger verändern als es wegen der starken Temperaturabhängigkeit der Kapazitätswerte zu erwarten ist. Dies ist der Fall, weil die Kapazitätsänderung des Kondensators durch die Veränderung der Eingangskennlinie des Transistors und der Diodendurchlaßspannung mit der Temperatur überkompensiert wird.

¹⁾ Hartl, M., Schott, W., u. Wetzel, K.: Verzögerungsschaltungen mit Transistoren. Siemens Technische Mitteilungen - Halbleiter Nr. 2-6300-128

Elektronischer Zeitschalter als Impulsgeber für Scheibenwischer

Schaltung und Aufbau

Im Heft 17/1967, S. 670, wurde ein elektronischer Zeitschalter beschrieben und auf seine Anwendung als Impulsgeber für Kfz-Scheibenwischer hingewiesen. Dieser Zeitschalter in Form einer astabilen Kippstufe liefert Rechteckimpulse, die über ein empfindliches Relais den Scheibenwischer ein- und ausschalten. Bild 1 zeigt nochmals diese Schaltung.

Wenn der Transistor T1 durchsteuert, wird T2 über den Koppelkondensator C1

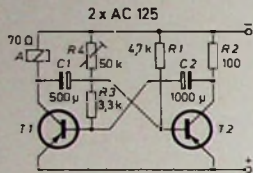


Bild 1. Schaltung eines einfachen elektronischen Zeitschalters

gesperrt. Dieser Zustand dauert so lange, bis C1 über R1 umgeladen ist. Danach steuert T2 durch, und über C2 wird nun T1 gesperrt. Die Einschaltzeiten t_1 , t_2 der Transistoren sind unter Vernachlässigung möglicher Leckströme der Elektrolytkondensatoren

$$t_1 \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1,$$

$$t_2 \approx 0,7 \cdot (R_3 + R_4) \cdot C_2.$$

Will man obigen Impulsgeber im Kraftfahrzeug als Wischerschalter verwenden, dann müssen die Relaiskontakte relativ hoch (6...8 A bei 6-V-Anlagen) belastbar sein; außerdem ist bei den meistens verwendeten Wischermotoren mit Permanentmagneten ein zusätzlicher Relais-Ruhekontakt notwendig, damit die Wischer beim Abschalten genau in der Endstellung stehenbleiben. Da ein solches Relais im allgemeinen einen größeren Betätigungsstrom benötigt, empfiehlt sich der Einbau einer zusätzlichen Schaltstufe. Diese auch in den übrigen Bauteilen abgewandelte Schaltung ist im Bild 2 wiedergegeben. Selbstverständlich läßt sich auch an die Schaltung nach Bild 1 eine Schaltstufe anschließen, indem man das Relais durch einen Widerstand von 100 Ohm ersetzt, und in die Emitterleitung von T1 einen Widerstand von etwa 50 Ohm legt.

Das Relais A in der Schaltung nach Bild 2 sollte die erforderliche Kontaktbelastbarkeit haben und bei einer Arbeitsspannung von 4...8 V einen Widerstand von 40 bis 60 Ohm aufweisen. Im Mustergerät wurde ein Relais „239 RB 1902001“ von Kaco, 71 Heilbronn, verwendet.

Als Schalttransistor eignet sich jeder Kleinleistungstransistor, dessen Kollektorenstrom mindestens 120 mA beträgt. R1 dient zur Herabsetzung der Verlustleistung von T1. Die Schaltung arbeitet einwandfrei bei Betriebsspannungen zwischen 6 und 15 V.

Bild 3 zeigt die erforderliche gedruckte Schaltplatte im verkleinerten Maßstab 1:2. Sämtliche Bauteile werden stehend angeordnet. Die Schaltplatte wird wie üblich

von der nichtbedruckten Seite her bestückt. Zusammen mit dem Relais läßt sie sich in ein passendes Gehäuse einbauen und an geeigneter Stelle hinter dem Armaturenbrett in der Nähe des Potentiometers, das am Armaturenbrett befestigt wird, unterbringen.

Einbauhinweise

Der Anschluß der Relaiskontakte kann an den Klemmen des Scheibenwischermotors oder des Scheibenwischerschalters erfol-

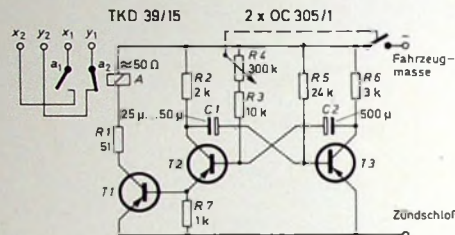


Bild 2. Abgewandelte Schaltung mit zusätzlicher Schaltstufe

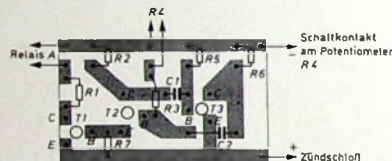


Bild 3. Gedruckte Schaltung des Zeitschalters nach Bild 2 (Maßstab 1:2)

gen, und zwar je nachdem, welche leichter erreichbar sind. Die Ermittlung der richtigen Anschlüsse erfolgt durch Abtasten der Klemmen mit einer Prüflampe (6 oder 12 V) gegen Masse wie folgt:

1. Zündung einschalten. Klemmen bei ausgeschaltetem Wischer mit der Prüflampe abtasten. Leuchtet die Lampe, dann ist die Klemme x_1 des Arbeitskontaktes a_1 und der Pluspol der Impulsautomatik zusätzlich an die betreffende Klemme anzuschließen.

2. Scheibenwischer einschalten (bei Wischern mit zwei Geschwindigkeiten die niedrigere Stufe). Mit der Prüflampe werden die restlichen Klemmen abgetastet. Leuchtet die Lampe, dann ist an diese Klemme zusätzlich die Klemme x_2 des Arbeitskontaktes a_1 anzuschließen.

3. Der Minuspol der Impulsautomatik wird, falls es noch nicht gesehen ist, mit dem Schalter am Potentiometer verbunden; der dann dort noch freie Schalterkontakt wird an die Fahrzeugmasse angeschlossen (Minus).

4. Sind keine weiteren Klemmen mehr am Wischermotor oder -schalter vorhanden, dann ist die Impulsautomatik betriebsbereit. Andernfalls müssen auch die Klemmen des Relais-Ruhekontaktes a_2 angeschlossen werden. Dazu klemmt man eine der übrigen Leitungen ab und betätigt bei eingeschalteter Zündung mehrmals den Scheibenwischerschalter. Man hat die richtige Leitung gefunden, wenn der Wischer über die Endstellung hinausläuft. Dieses abgeklemmte Kabel wird mit der Klemme y_1 des Relais-Ruhekontaktes a_2 verbunden, während y_2 an die freigewordene Klemme angeschlossen wird.

Die Impulsautomatik wird über den Potentiometerschalter in Betrieb gesetzt und bei Nieselregen benutzt; sie nimmt dabei dem Fahrer das lästige Ein- und Ausschalten des Scheibenwischers ab. Die Impulsfrequenz läßt sich bei den angegebenen Kapazitätswerten mit Hilfe von R4 zwischen 3 und 40 Sekunden einstellen. Bei starkem Regen bleibt die Impulsautomatik abgeschaltet und der Scheibenwischer wird wie gewöhnlich eingeschaltet.

Magnetisch gesteuerte Transistor-Doppelzündanlage

Für 6- und 8-Zylindermotoren hat Bosch transistorisierte Zündanlagen mit magnetischen Gebern¹⁾ – eingebaut im Zündverteilergehäuse – entwickelt. Bei einer neuen entsprechenden Anlage für einen 6-Zylinder-2-l-Rennmotor mit Doppelzündung der Firma Porsche wird der Zündverteiler durch ein Schraubenrad angetrieben. Im Gehäuse ist zunächst ein herkömmlicher Fliehkraftverteiler angeordnet, der die kontinuierliche Zündzeitpunktverstellung übernimmt. Der Verstellmechanismus verdreht hier nicht den Unterbrechnocken, sondern den Rotor des magnetischen Gebers. Da es sich um eine Doppelzündanlage handelt, ist der Zündverteiler mit zwei voneinander unabhängig arbeitenden, übereinander angeordneten magnetischen Gebern – jeweils für sechs Zylinder – bestückt. Jeder Geber besteht aus einem

feststehenden Permanentmagneten, der ebenfalls feststehenden Ringspule, dem Stator und dem Rotor. Stator und Rotor haben in symmetrischer Anordnung eine der Zylinderzahl entsprechende Anzahl von Zähnen, also jeweils sechs Zähne. Beim Vorbeilaufen der Rotorzähne an den Statorzähnen wird in der Ringspule ein Steuerimpuls erzeugt (bei einer Umdrehung der Zündverteilerwelle 2×6 Impulse).

Die jeweils gleichzeitig in den beiden magnetischen Gebern erzeugten Impulse gelangen an die Eingänge von zwei Transistor-Schaltgeräten, die in ihrem Aufbau identisch sind. Jedes arbeitet mit einem Geber und einer Zündspule zusammen. Im Schaltgerät werden die Impulse geformt und verstärkt und bewirken das Sperren des Leistungstransistors, der den Primärstrom der Zündspule damit unterbricht. Dadurch entsteht in der Zündspule der Hochspannungsimpuls, der über den Verteiler zur Kerze geleitet wird.

¹⁾ Steinberg, D.: Batteriegespeiste Zündanlagen für Otto-Motoren. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 22, S. 845-848

Über die Definition und die maximal zulässige Sendeleistung bei Amateurfunkanlagen

Stetige Erhöhung der Strahlungsleistung
Im letzten Jahrzehnt wurde die Strahlungsleistung vieler Lang-, Mittel- und Kurzwellensender erheblich verstärkt. Wer sich heute im Äther durchsetzen will, muß beim Hörer mit einer so großen Feldstärke ankommen, daß die auf der gleichen Frequenz arbeitende schwächere Station reslos zugedeckt wird und daher den Empfang nicht mehr stören kann. Die früher getroffenen internationalen Vereinbarungen über die höchstzulässige Strahlungsleistung scheinen heute nur noch selten beachtet zu werden. Zur Zeit liegt die oberste Leistungsgrenze bei Langwellensendern bei etwa 4000 kW und bei Mittelwellenstationen bei 1200 kW. Es ist kein Wunder, daß in den Nachbargemeinden derartiger Mammutsender Störungen durch HF-Einstrahlung im NF-Teil von Tonband-, Rundfunk- und Fernsehgeräten auftreten.

Eine Steigerung der Sendeleistung ist auch beim Amateurfunk festzustellen. Die Zeiten, wo man mit einer batteriegespeisten Lautsprecherröhre (RE 134!) und einer Leistung von weniger als 1 W mit Stationen im äußersten Winkel der Erde arbeiten konnte, sind – trotz der inzwischen wesentlich leistungsfähigeren Empfänger – längst vorbei. Die überbelegten Bänder zwingen die Amateure mehr und mehr, sich modernster Sendetechniken wie der Einseitenbandmodulation (SSB) zu bedienen. Neben der beanspruchten geringeren Frequenzbandbreite (bei Zweiseitenbandmodulation etwa 6 kHz, bei SSB etwa 2,5 kHz) erfolgt eine bessere Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Sendeleistung, da die gesamte Energie ohne Träger und nur in einem Seitenband zur Abstrahlung gelangt. Außerdem ist die Störanfälligkeit bei Empfang eines SSB-Signals in bezug auf selektiven Schwund, Phasenverschiebungen und Interferenzstörungen weit geringer als die eines AM-Signals. So läßt sich nach Untersuchungen von G. L a u f s, DL 6 HA, [1] beispielsweise das Signal eines 50-W-SSB-Senders mit einem bis zu 9 dB größeren Störabstand empfangen als das eines 100-W-AM-Senders.

Die Einführung der SSB-Technik war der erste Schritt zur Verbesserung des Wirkungsgrades und zur Leistungssteigerung bei Amateursendern. Die Zunahme der Amateurstationen, die Verstärkung und Vermehrung der im gleichen Band arbeitenden Sender fremder Dienste sowie der Wunsch nach betriebssicheren DX-Verbindungen veranlaßten die Amateure, zur Leistungssteigerung hinter den Sender eine Linear-Verstärker-Endstufe zu schalten. In den USA sind jetzt Leistungen von ein bis zwei kW PEP üblich.

Ein weiterer Schritt zur Erhöhung der Strahlungsleistung ist die Verwendung von Richtantennen. So läßt sich mit einem 4-Element-Richtstrahler für ein Band (kein Mehrbandbeam) bei 20, 15 und 10 m ein Spannungsgewinn von etwa 6 dB erreichen, so daß bei einem Sender mit beispielsweise 100 W Trägerleistung durch die Bündelung der Energie in die eingestellte Richtung 400 W zur Abstrahlung

gelangen. Bei 2-m- und 70-cm-Antennen sind noch größere Gewinne zu erreichen. Man kommt hier mit einer Antenne mit 2×10 Elementen und einem Gewinn von 13 dB (Leistungsgewinn 20fach) bei einem Sender-Output von 100 W auf eine Strahlungsleistung von 2000 W! Hier müssen natürlich noch die Verluste im Zuführungskabel berücksichtigt werden. Nicht jeder Kurzwellenamateur kann sich aber solch ein unförmiges Gebilde wie einen Drehrichtstrahler oder eine Qubical-Quad-Antenne aufs Dach stellen. Man wird daher in diesem Fall danach streben, mit der höchstzulässigen Sendeleistung zu arbeiten.

Definition der maximal zulässigen Sendeleistung

Damit die Sendeleistung nicht ins Uferlose erhöht wird, schreibt die Lizenzbehörde den Amateuren die maximal zulässige Sendeleistung vor. Hier sind drei Definitionen üblich:

1. Nach der maximal zulässigen Ausgangsleistung der Sender-Endstufe: Diese Festlegung ist bei internationalen Vereinbarungen üblich und in jeder Beziehung eindeutig. Es können im Sender auch Röhren mit höherer Leistung verwendet werden, wenn durch Einstellung der Betriebsbedingungen sichergestellt ist, daß die vorgeschriebene Ausgangsleistung nicht überschritten wird. Aus Gründen der Betriebssicherheit ist es zum Erreichen der gewünschten Leistung immer günstiger, nur eine Senderöhre zu verwenden, an Stelle von beispielsweise vier parallel geschalteten Zeilen-Endröhren von Farbfernsehgeräten in Amateur-Linear-Endstufen.
2. Nach der Eingangsleistung (Anodenstrom \times Anodenspannung) der Sender-Endstufe: Hierbei kommt es darauf an, daß der Amateur bei seiner Anlage durch Wahl geeigneter Röhren, optimale Dimensionierung des Ausgangskreises und exakte Anpassung der Antenne einen hohen Wirkungsgrad erreicht.
3. Nach der Anodenverlustleistung der verwendeten Endröhre beziehungsweise nach der Kollektorverlustleistung bei einer Transistor-Endstufe: Dabei wird die Summe der Anoden- beziehungsweise Kollektorverlustleistungen sämtlicher in der Endstufe verwendeten Röhren oder Halbleiter zugrunde gelegt. Als verbindliche Verlustleistung wird die Angabe im Datenblatt des Herstellers angesehen. Diese Definition hat den großen Vorteil, daß die Beamten der Überwachungsbehörde ohne Vornahme von Messungen die Zulässigkeit der bei Amateursendern verwendeten Röhren oder Transistoren in der Endstufe leicht überprüfen können. Schwierigkeiten bestehen aber dann, wenn von der verwendeten Röhre oder dem Transistor kein Datenblatt vorliegt, oder wenn die Typenbezeichnung nicht mehr lesbar ist. Aus den Abmessungen des Anodenbleches der Röhre kann auch nicht mit Zuverlässigkeit auf die Anodenverlustleistung geschlossen werden, was an einem Beispiel gezeigt werden soll.

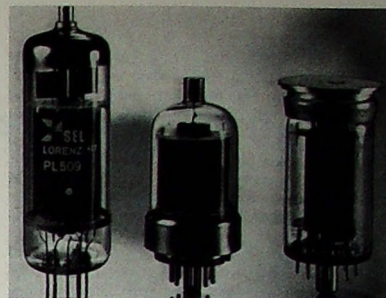


Bild 1. Senderröhren für Amateurstationen: PL 509 mit 30 W (links), RCA 6146B mit 35 W (Mitte) und LS 50 mit 50 W Anodenverlustleistung (rechts)

Für die neue auch für Sendezwecke vorzüglich geeignete Zeilen-Endröhre PL 509 in Farbfernsehgeräten (Bild 1, links) wird im Datenblatt eine Anodenverlustleistung von 30 W angegeben. Daneben stehen mit kleineren Anoden die bekannte Senderöhre 6146 B mit 35 W (und ganz rechts) die altbekannte Senderöhre LS 50 mit 50 W Anodenverlustleistung. Wie man deutlich sieht, ist bei der PL 509 die Anodenblechfläche beachtlich größer als bei den anderen beiden Typen. Auch wirken sich die drei Kühlfahnen bei der PL 509 günstig auf eine höhere Anodenverlustleistung aus.

Der Grund für die unterschiedlichen Angaben hinsichtlich der Anodenverlustleistung dürfte in erster Linie darin zu suchen sein, daß es hier noch keine internationale Normung gibt. Es bleibt dem Hersteller selbst überlassen, die Werte nach eigenem Ermessen festzulegen. Außerdem wird im Datenblatt vielfach nur eine kommentarlose Angabe der Verlustleistung gemacht und nicht unterschieden hinsichtlich des Verwendungszweckes der Röhre, auch nicht in bezug auf Dauerbetrieb, intermittierenden Betrieb und Impulsbetrieb. So kann für die im Dauerbetrieb in der Zeilen-Endstufe von Fernsehgeräten verwendeten Röhren bei Benutzung in Amateursender ohne weiteres die 1,5- bis 2fache Anodenverlustleistung angesetzt werden, die der Hersteller im Datenblatt angibt. Wie auch Versuche bestätigten, sind für die Röhre PL 509 (30 W Verlustleistung laut Datenblatt) bei SSB- und CW-Betrieb in der Praxis etwa 70 W durchaus noch realisierbar. In diesem Zusammenhang ist es interessant, daß die RCA für die neue Beam-Power-Röhre 6LQ6 für die Horizontal-Endstufe in Farbfernsehgeräten im Datenblatt angibt, daß diese Röhre 40 Sekunden lang mit einer Anodenverlustleistung bis zu 200 W (!) betrieben werden kann (bei Dauerbetrieb mit 30 W). Unter diesen Umständen ist es für den Amateur von Vorteil, wenn die Lizenzbehörde für die Begrenzung der Sendeleistung die Definition nach der Anodenverlustleistung der Röhre gemäß den Angaben im Datenblatt des Herstellers anwendet.

Sendeleistung für Amateursender in Deutschland

In der Bundesrepublik dürfen nach der neuen Verordnung zur Durchführung des Gesetzes über den Amateurfunk vom 13. 3. 1967 Amateurfunkstellen mit Röhren oder Halbleiterbauelementen in der Endstufe des Senders betrieben werden, deren Anoden- beziehungsweise Kollektorverlustleistung in der Klasse A nicht mehr als 50 W, in der Klasse B nicht mehr als 150 W und in der Klasse C nicht mehr als 10 W beträgt. Es gelten hierbei die im Datenblatt des Herstellers angegebenen diesbe-

züglichen Werte. Bei Verwendung mehrerer Röhren oder Halbleiter in der Endstufe darf die Summe den genannten Maximalwert nicht überschreiten.

In der DDR ist laut Anordnung über den Amateurfunkdienst vom 22. 5. 1965 die Sendeleistung unter anderem wie folgt definiert: In den Kurzwellenbändern berechnete die Klasse A zum Betrieb von Sendern mit einer der Endstufe zugeführten Anodeneingangsleistung von maximal 300 W, bei Anwendung der Sendart A3A (Einseitenbandmodulation mit vermindertem Träger) 1000 W Pp. Die Bezeichnung Pp drückt die Spitzenleistung aus, die bei normalen Betriebsbedingungen durch einen Sender der Antennenspeiseführung während einer Hochfrequenzschwingung bei der höchsten Spitze der Modulations-Hüllkurve zugeführt wird. Das wäre der Fall bei der bei uns gebräuchlichen Ausdrucksweise „PEP“.

Linear-Endstufen

Die obigen Betrachtungen sollen durch Vergleich hinsichtlich Anodenverlustleistung und Anodeneingangsleistung (Input) bei zwei in der Welt weit verbreiteten Linear-Endstufen für Amateurstationen abgerundet werden. Die Heathkit-Linear-Endstufe „SB-200 E“ [2] ist mit zwei parallel geschalteten regulären Senderöhren 572-B oder T160-L bestückt. Jede Röhre hat eine Anodenverlustleistung von 150 W, so daß sich zusammen 300 W ergeben. Da in der Bundesrepublik bei der Lizenzklasse B in der Endstufe maximal nur 150 W zulässig sind, entspricht der „SB 200-E“ nicht mehr den Lizenzbestimmungen der Deutschen Bundespost. Der Hersteller gibt für die Endstufe einen Input von 1200 W PEP bei SSB und 1000 W bei CW an.

Die japanische Linear-Endstufe „FL 1000“ [3] verfügt über vier parallel geschaltete Röhren 6JS6A, die sonst in der Zeilen-Endstufe von Fernsehgeräten verwendet werden. Im Datenblatt wird für die Röhre eine Anodenverlustleistung von 28 W angegeben, so daß alle vier zusammen 112 W haben. Diese Endstufe entspricht somit den deutschen Lizenzbestimmungen. Der maximale Input wird bei SSB mit 960 W PEP angegeben; er liegt nur um etwa 20 % niedriger als bei der nicht mehr zulässigen Linear-Endstufe „SB 200-E“. Würde man eine derartige Endstufe mit vier Zeilen-Endröhren PL 509 mit zusammen 120 W Anodenverlustleistung bestücken, so dürfte sich nahezu der gleiche Input wie beim „SB 200-E“ erreichen lassen. Bei einer Konzeption der Linear-Endstufe wie bei der „FL 1000“ – und das ist wichtig – sind die Funkamateure der Bundesrepublik gegenüber denen in der DDR nicht benachteiligt.

Da sich viele Amateure für die Schaltung (Bild 2) der deutschen Lizenzbestimmungen entsprechenden Linear-Endstufe „FL 1000“ (43 cm breit, 18 cm hoch, 28 cm tief, Gewicht 20 kg) interessieren dürften, soll zum Abschluß noch eine kurze Beschreibung erfolgen. Zur Ansteuerung ist eine Leistung von 30 ... 100 W PEP erforderlich. Das vom Ausgang des SSB-Senders (Exciter) gelieferte Signal gelangt über den 60-Ohm-Eingang Bu 2 zu einem Tiefpaßfilter C1, L2, C2 mit einer Grenzfrequenz von 35 MHz und über C3 zu den Kathoden der vier parallel geschalteten Röhren 6JS6A

(Rö 1 ... Rö 4). Sie werden in Gitterbasis-Schaltung mit etwa -7 V Gittervorspannung über R8 betrieben. In Empfangsstellung erhalten die Gitter eine Sperrspannung von -17 V.

Die Heizspannung wird über HF-Drosseln Dr 2, Dr 3 den Heizfäden zugeführt, um die wirksame Kapazität zwischen Kathoden und Heizfäden der Röhren so klein wie möglich zu halten. Schirmgitter und Bremsgitter sind geerdet. Zur Verhütung von UKW-Schwingungen befindet sich an der Anode jeder Röhre eine Drossel-Widerstandskombination (Dr 4, R2; Dr 5, R3; Dr 6, R4; Dr 7, R5). Der Anodenkreis ist als Pi-Filter C4, L1, C5 ausgebildet. Der Senderausgang läßt sich mit C5 auf Impedanzen zwischen 50 ... 100 Ohm abstimmen.

Zur Vermeidung von Übersteuerungen der Linear-Endstufe ist eine ALC-Regelung vorhanden. Zu diesem Zweck wird ein Teil der HF-Eingangsspannung zur Gewinnung der ALC-Spannung gleichgerichtet. Die hierfür vorhandene Diode D1 (1S1007) ist so weit positiv vorgespannt, daß die Regelung erst dann wirksam wird, wenn die maximal zulässige Anstevenspannung überschritten wird. Der Einsatzzpunkt wird mit dem Potentiometer P2 eingestellt. Bei dieser Endstufe ist es daher nicht nötig, die ALC-Regelspannung dem Sender zu entnehmen.

Das eingebaute Meßinstrument M erlaubt die Überwachung des Kathodenstroms (Schalterstellung 1 von S1, S2) und des Gitterstroms (Schalterstellung 3), dient aber auch zur Anzeige der relativen Ausgangsspannung (Schalterstellung 2).

Das Stromversorgungsteil verfügt über zwei Netztransformatoren Tr 1, Tr 2. Tr 1

liefert die 12-V-Spannung für die jeweils zwei hintereinander geschalteten Heizfäden der Röhren 6JS6A. Mit einem Brückengleichrichter (4 x 5GJ) wird ferner die 12-V-Wechselspannung gleichgerichtet und dient zur Relaissteuerung sowie als Gittervor- und Gittersperrspannung. Tr 2 gibt in Verbindung mit einem Brückengleichrichter (8 x 8SL) die Anodenspannung von +850 V ab.

Bei CW-Betrieb fließt ein maximaler Kathodenstrom von etwa 1 A, so daß der Input bei 800 W liegt. Bei SSB-Betrieb und Ansteuerung mit Zweitonsignal beträgt der Kathodenstrom etwa 0,7 A (entspricht 960 W PEP). Die Röhren sind ventilatorgekühlt.

Die erforderlichen Umschaltungen bei Senden/Empfangen übernimmt das eingebaute Relais A. Die Steuerung erfolgt über einen meist hierfür vorgesehenen freien Relaiskontaktsatz im Sender (Exciter). Der Sender kann dabei mit Handschaltung (PTT) oder sprachgesteuert (Vox) mit angeschlossener Linear-Endstufe betrieben werden. In Empfangsstellung ist die Antenne zum Sender beziehungsweise wiederum über dessen Relais zum Empfänger durchgeschaltet, ebenso bei abgeschalteter Netzspannung des „FL 1000“.

Schrifttum

- [1] Laufs, G.: Amateur-SSB-Technik. Stuttgart 1965, Franckh
- [2] Diefenbach, W. W.: Linear-Endstufe „SB 200-E“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 10, S. 409-410
- [3] Diefenbach, W. W.: „F-Line“ und SSB-Transceiver „FT 150“. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 23, S. 902-903, u. Nr. 24, S. 939-940

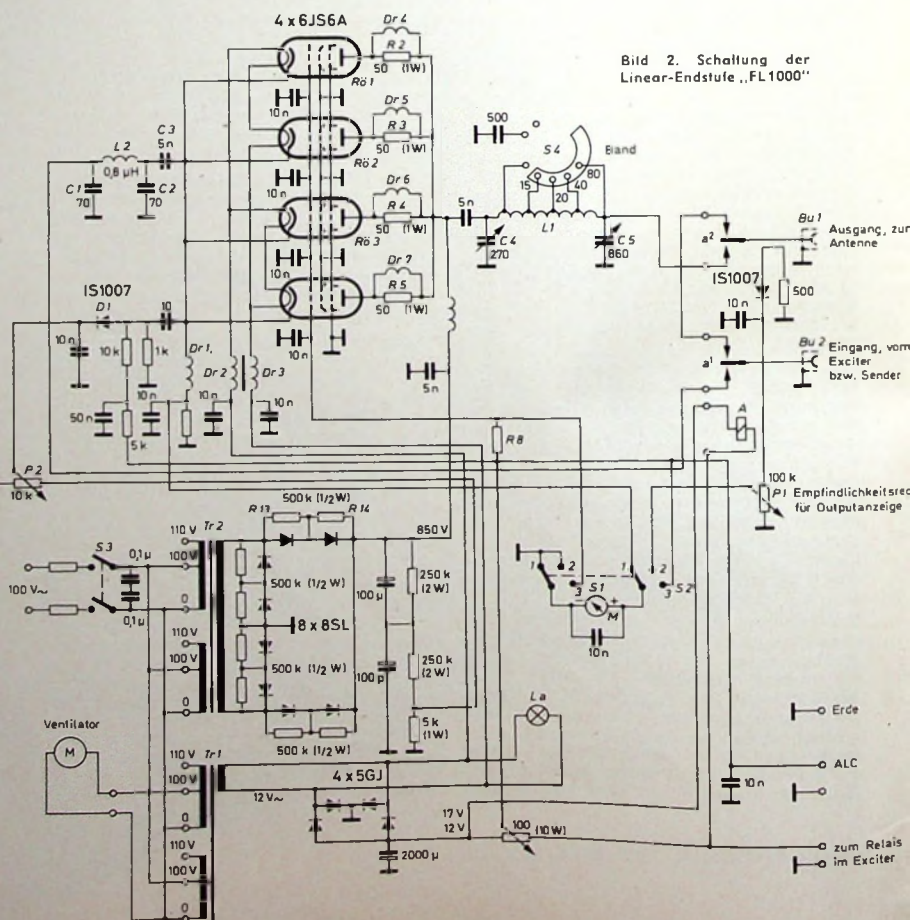
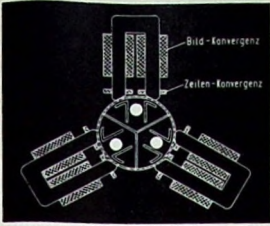


Bild 2. Schaltung der Linear-Endstufe „FL 1000“



Service von Farbfernsehempfängern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 1, S. 28

5. Service-Methoden

5.1. Vorbemerkungen

Inzwischen ließen sich erste Erfahrungen beim Service von Farbfernsehempfängern sammeln. Zunächst sei festgestellt: Der Service von Farbfernsehempfängern ist gar nicht so schwierig, wie es vielfach angenommen wurde. Selbst der Abgleich und die Überprüfung des Farbkanals werden für den Techniker zu einer Routine-Angelegenheit, wenn er einige praktische Erfahrungen im Farbservice gewinnt.

Servicearbeiten im Farbkanal des Empfängers sind nicht häufig. In erster Linie sind die Stufen anfällig, die bereits vom Schwarz-Weiß-Empfänger her bekannt sind. Kipp-, Hochspannungs- und Impulstrennstufen sowie die HF-Teile des Farbfernsehempfängers sind häufiger zu warten als der Farbkanal. Allerdings sind die Ansteuerspannungen, die Arbeitspunktinstellungen der Farbdröhre bei jeder Servicearbeit zu prüfen. Das gilt auch beim Aufstellen und bei der Neuauflieferung des Empfängers. Keineswegs darf man erwarten, daß ein dem Karton entnommener Farbfernsehempfänger gleich einwandfreien Empfang vermittelt. Die Überprüfung der Strahlschärfe, der Farbeinheit und der Konvergenzeinstellung ist beim Aufstellen des Empfängers stets vorzusetzen.

Die Überprüfung des Farbempfängers erfolgt nach den üblichen Methoden, die bereits von der Überprüfung und der Fehlerermittlung bei Schwarz-Weiß-Empfängern her bekannt sind. Bei Bausteinen, die beim Farbempfänger denen des Schwarz-Weiß-Empfängers entsprechen (HF-Teile, Bild-ZF- und Tonstufen sowie Impulstrenn- und Kippstufen) bleiben bisherige Fehlersuchmethoden voll erhalten. Ebenso gelten sie für den Hochspannungsteil, an dem lediglich zusätzliche Kontrollen und Einstellungen erforderlich sind. Höhere Spannungen und Ströme im Hochspannungsteil erfordern größere Sorgfalt bei Servicearbeiten; die Hochspannung des Farbfernsehempfängers ist gefährlicher als die eines Schwarz-Weiß-Empfängers. Der Service und die Überprüfung der Farbstufen erfordern besonderen Aufwand an Meßgeräten.

5.2. Einstellen der Punktschärfe

Beim Aufstellen des Farbempfängers sind folgende Kontrollen vorzunehmen. Zunächst beginnt man mit der Einstellung der Punktschärfe. Einwandfreie Geometrie des Bildes ist dabei vorzusetzen. Vor dem Prüfen und Einstellen sollen Farbfernsehempfänger stets einige Minuten bei voller Bildhelligkeit warmlaufen, denn die Lochmaske des Gerätes dehnt sich während des Betriebes. Die Farbfernsehempfänger müssen sich deshalb erst auf die Zimmertemperatur einstellen, wenn sie in der kalten Jahreszeit transportiert wurden. Bei Kälte schrumpft die Lochmaske, und es werden nur eine ungenü-

gende Farbeinheit und Konvergenz erreicht. Die hierbei auftretenden Verfälschungen verschwinden selbsttätig nach dem Erreichen der Betriebstemperatur.

Die Punktschärfe ist sehr sorgfältig und bei hoher Bildhelligkeit einzustellen. Erfolgt die Fokussierung bei zu geringem Strahlstrom, dann kann es zu einem störenden Moiré zwischen Zeilen- und Punktraster kommen, ein Effekt, der bei der Lochmaskenröhre häufig auftritt. In den linken und rechten Bildteilen erscheinen dann waschbrettartige Muster. Auch ein niedriges Schirmgitterpotential hilft diese Erscheinungen vermeiden; Hinweise befinden sich im Abschnitt 5.5. (Weißtoneinstellung).

5.3. Farbeinheitseinstellung

Der Abgleich der Farbeinheit ist ein wichtiger Einstellvorgang. Nach dem Transport des Empfängers sollen die Farbeinheit und die Konvergenz stets überprüft und nötigenfalls korrigiert werden. Das Einstellen der Farbeinheit ist mit größter Sorgfalt vorzunehmen, da das erreichte Ergebnis die Güte der Farbwiedergabe bestimmt.

Das Gerät muß entmagnetisiert sein. Da es während der Servicearbeiten oft gedreht und bewegt wird, sollte man es vorher mit einer Entmagnetisierungsspule von außen her entmagnetisieren. Man schaltet die Spule an das Wechselstromnetz und bewegt sie in kreisender Richtung vor dem Bildschirm. Allmählich entfernt man sie in ständig kreisender Bewegung bis auf mindestens zwei Meter vom Bildschirm, stellt

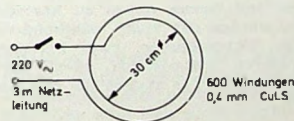


Bild 8. Prinzipieller Aufbau einer Entmagnetisierungsspule

sie um 90° quer, und schaltet sie ab. Eine Entmagnetisierungsspule läßt sich leicht anfertigen. Ihr Ringdurchmesser soll etwa 30 cm sein. Bewährt haben sich 600 Windungen Kupferlackdraht mit 0,4 mm Durchmesser, und zwar möglichst seidenisoliert. Insgesamt sind etwa 600 m Draht erforderlich. Der Ring läßt sich auch in einfachster Art freitragend aufbauen (Bild 8) und mit Leinenband umwickeln.

Zur Farbeinheitseinstellung ist zunächst ein Farbservicegenerator an den Empfänger anzuschließen. Er ist dabei auf Gittermuster zu schalten. Bei seitlich oder in der Höhe verschobenem Bild sind mit den Reglern „Bildzentrierung“ die waagerechte und senkrechte Bildlage richtig einzustellen. Gleichzeitig ist auf richtige Geometrie-einstellung des Bildes zu achten. Schließlich sind die seitlichen Flügelschrauben am Ablenkjoch zu lösen und die Ablenkspulen ganz nach vorn in Richtung zum Bildschirm zu schieben (Bild 9).

Die Farbeinheitseinstellung erfolgt bei rotem Raster; hierzu ist der Serviceschal-

ter des Empfängers auf „Rotes Raster“ einzustellen; die Bildhelligkeit soll dabei einen mittleren Wert erreichen. Die jetzt auf dem Bildschirm stehende kleine rote Fläche ist im Zentrum des Bildschirms genau einzustellen; die drei oder vier andersfarbigen Ecken sollen dabei gleiche Größe erreichen. Für diese Einstellung werden die Farbeinheitmagnete gleich- und gegensinnig bewegt. Anschließend sind die Ablenkspulen wieder so weit in

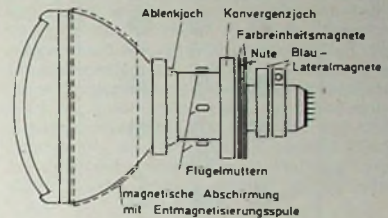


Bild 9. Anordnung der Spulen und Magnete auf dem Hals der Farbdröhre

Richtung Bildröhrenfassung zu schieben, bis die rote Fläche den ganzen Bildschirm gleichmäßig bedeckt.

Die dynamische Konvergenz hat Einfluß auf die Farbeinheit. Es kann vorkommen, daß sich die Farbeinheit vor der dynamischen Konvergenzeinstellung nicht exakt einstellen läßt. Deshalb ist die Farbeinheit nach der Konvergenzeinstellung nochmals zu prüfen. Schließlich ist die Farbeinheit bei weißem Raster zu kontrollieren und (wenn nötig) nachzustellen. Abschließend sind die Ablenkspulen wieder festzustellen.

Die Prüfung der Farbeinheitseinstellung bei direkter Betrachtung des Bildschirms genügt nicht allein; es besteht keine Sicherheit für die richtige Einstellung der Farbeinheitmagnete und der Ablenkspulen. Die einzelnen Leuchtpunkte sollten deshalb mit einem Meßmikroskop betrachtet werden, das mindestens 10fach vergrößert und eine seitliche Lichtquelle aufweist (zum Beispiel mit dem Meßmikroskop „3914“ von Hahn und Kolb, Nürnberg). Die Farbeinheitkontrolle und -einstellung mit einer derartigen Lupe erfolgen stets im Zentrum des Bildschirms und nur bei weißem Raster. Die drei Elektronenstrahlen müssen ihre Farbpunkte genau im Zentrum treffen. Liegt beispielsweise Rot in Farbpunktmittel, aber Blau und Grün sind seitlich vom Farbpunktzentrum verschoben, dann sind die Farbeinheitmagnete und die Ablenkspulen so einzustellen, bis eine Mittelung zwischen den drei Farbpunkten erreicht ist. Eine Kontrolle an den Bildrändern erübrigt sich, da dort stets zulässige Abweichungen entstehen.

5.4. Konvergenzeinstellung

Die Konvergenzkorrektur ist keineswegs schwierig; sie kann sogar von einer angelegten Hilfskraft vorgenommen werden. Kennt man einige Kniffe, dann wird man die Konvergenzkorrektur vielleicht abweichend von der vom Hersteller angegebenen Reihenfolge vornehmen. Man gewinnt

auch Zeit dabei, da sich die Konvergenz dann innerhalb von fünf Minuten völlig neu einstellen läßt, wie es vom Verfasser bei Händlerverföhrungen mehrmals unter Beweis gestellt wurde. Diese Methode baut darauf auf, daß sich die meisten Reglereinstellungen gegenseitig beeinflussen und daher wiederholt werden müssen.

Bei völliger Neueinstellung der Konvergenz sind zunächst alle Regler für die statische Konvergenzkorrektur auf mechanische Mitte einzustellen. Bild 10 zeigt die Konvergenzplatte eines Grundig-Farbfern-

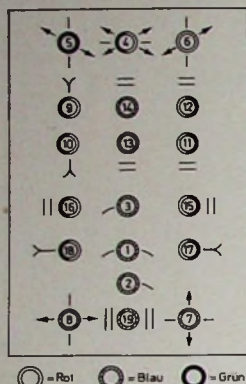


Bild 10. Konvergenzplatte der Grundig-Farbfernsehempfänger

sehempfängers. Die Regler für die statische Konvergenzkorrektur sind mit Pfeilen gekennzeichnet; alle anderen Regler beziehen sich auf die dynamische Konvergenzkorrektur. Da alle Regler auf der Konvergenzplatte des Empfängers mit den von ihnen beeinflussten Farben gekennzeichnet¹⁾ und auch die von ihnen beeinflussten Bildpartien markiert sind, läßt sich ohne zusätzliche Anleitung die Konvergenzkorrektur vornehmen.

Zunächst beginnt man mit der statischen Konvergenzkorrektur. Die Regler 4, 5, 6, 7 und 8 sind auf genaue Deckung der waagerechten und senkrechten Mittellinien für Rot, Blau und Grün einzustellen. Abweichungen an den Bildrändern werden hierbei nicht beachtet. Anschließend ist die waagerechte Mittellinie für Blau mit den Reglern 1 und 3, notfalls auch mit 2, geradlinig einzustellen.

Im weiteren Verlauf korrigiert man nach Wahl und Bedarf die Regler für die dynamische Konvergenz. Nach jedem Einstellen eines Reglers (oder auch von zwei Reglern) für die dynamische Konvergenz korrigiert man kurz die statische Konvergenz (soweit Abweichungen auftraten) und wendet sich dann den weiteren dynamischen Reglern zu. Beispielsweise stellt man mit den Reglern 9 und 10 Rot und Grün in den oberen und unteren Bildpartien ein (man bringt beide Linien zur Deckung), zieht anschließend (wenn nötig) die statischen Regler nach und wendet sich dann den Reglern 11, 12, 13 und 14 zu. Danach sind wieder die statischen Regler leicht nachzustellen. Das gleiche erfolgt bei allen weiteren Reglern. So läßt sich die Konvergenz in kürzester Zeit einstellen. Auf ein wenig Übung kommt es an, dann macht die Einstellung keine Mühe.

¹⁾ Im Bild 10 ist die farbige Kennzeichnung durch unterschiedliche Ausführung der Ringe angedeutet.

Wissenswert ist, daß Bildröhrenhersteller 2 mm Toleranzen an allen Bildrändern bei der Konvergenzeinstellung zulassen. Restfehler in den Ecken sind nicht gänzlich zu vermeiden, und es ist sinnlos, den Kampf in den Ecken fortzuführen. Vom normalen Betrachtungsabstand her sind diese Randfehler kaum wahrnehmbar. Grundsätzlich ist für die Beurteilung der Konvergenzeinstellung und der Farbwiedergabe – darauf wurde schon hingewiesen – der normale Betrachtungsabstand maßgebend, der bei etwa zwei bis drei Meter Entfernung vom Bildschirm liegt.

Die Einstellung der Symmetrierspule am Ablenkjoch ist zu korrigieren, wenn die waagerechten Mittellinien für Rot und Grün nicht parallel verlaufen, wenn sie also keilförmig voneinander abweichen oder sich kreuzen. Ist beispielsweise Blau nicht mit den Linien für Rot und Grün zur Deckung zu bringen, dann kann dies von einer Fehleinstellung der Farbmagnetmagnete herrühren; diese Fehler lassen sich oft auch schon durch leichtes Drehen der Konvergenzeinheit ausgleichen. Vorsichtiges Drehen der Konvergenzeinheit ist ebenfalls zu empfehlen, wenn die senkrechten roten und grünen Linien keilförmig zueinander verlaufen oder wenn sie sich kreuzen, ferner auch, wenn sich die senkrechten blauen Linien nicht mit den roten und grünen zur Deckung bringen lassen. Gegebenenfalls sind die Einstellungen so zu mitteln, daß in Bildmitte einwandfreie Rasterdeckung herrscht, an den gegenüberliegenden Bildrändern dagegen gleich große Abweichungen entstehen, die bis zu 2 mm betragen dürfen.

Die Konvergenzkorrektur kann ebenfalls nach dem Austauschen von Röhren oder Bauelementen in des Kipp- und Hochspannungsstufen erforderlich sein. Es ist deshalb angezeigt, bei der Aufstellung des Empfängers und nach einem Röhrenwechsel oder nach sonstigen kleineren Reparaturen auch in der Wohnung des Kunden die Konvergenzeinstellung stets zu prüfen und (wenn nötig) zu korrigieren. Damit werden für viele, insbesondere für größere Unternehmen, zwei Farbservicegeneratoren erforderlich: einer für die Werkstatt und der andere für den Außendienst.

5.5. Weißton- und Graustufenabgleich

Den Arbeitspunkteinstellungen an der Bildröhre wird bisher in der Praxis zu wenig Bedeutung beigemessen, wie bisherige Reklamationen zeigten. Bei falscher Einstellung des Weißtones und auch des Graustufenabgleichs können sich farbig getönte Schwarz-Weiß-Bilder, Farbstiche und unnatürliche Farbwiedergabe ergeben. Bei jeder Inbetriebnahme eines Farbfernsehempfängers sind die Einstellungen stets zu überprüfen. Das Nachstellen ist bei den meisten Fabrikaten in weniger als einer Minute möglich; dafür sorgt der vorhandene Serviceschalter.

Für die Wiedergabe von Weiß müssen die drei Strahlströme in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen. Dieses Verhältnis stimmt genau, wenn die drei verschiedenfarbigen Strahlen beim Betrachten des Bildschirms jeweils einzeln den gleichen Helligkeitseindruck ergeben.

Der Abgleich erfolgt möglichst nach einem Testbild; hier ist vor allem die Grautreppe wichtig. Zunächst ist der Farbtonregler auf mechanische Mitte oder auf seine Raststellung einzustellen. Anschlie-

ßend ist der Farbkontrastregler auf Minimum zu bringen und der normale Kontrast voll aufzuregulieren. Die Helligkeit wird fast voll eingestellt und der Serviceschalter in die Schaltstellung „Strich“ gebracht. Bei einigen Fabrikaten ist hierfür die Bildablenkung abzuschalten; auch läßt sich das Steuergitter der Bildkipp-Endröhre gegen Masse kurzschließen.

Die Schirmgitterregler der drei Bildröhrensysteme sind dann zunächst so nachzustellen, daß der Bildschirm völlig dunkel ist. Anschließend ist mit einem der Schirmgitterregler beispielsweise der grüne Strich so einzustellen, daß er soeben sichtbar wird. Anschließend daran folgt Rot und dann Blau mit gleicher Helligkeit. Die Reihenfolge ist unwichtig. Alle drei Striche sollen soeben und mit gleicher Intensität sichtbar sein. Beim Herabregeln des Helligkeitsreglers müssen sie gleichzeitig verschwinden.

Diese Einstellung ist grundsätzlich deshalb bei fast voll aufgedrehtem Helligkeitsregler vorzunehmen, weil sich dann ein niedrigeres Schirmgitterpotential erreichen läßt. Moiré-Störungen, die sich zwischen Zeilen- und Punktraster ergeben können, sind damit weitgehend zu vermeiden. Ebenso ist zu verfahren, wenn die Grundhelligkeit zu hoch ist und das Bild nicht genügend dunkel eingestellt werden kann.

Abschließend ist der Serviceschalter in seine Schaltstellung „Normal“ zu bringen und das Schwarz-Weiß-Testbild richtig einzustellen. Bei Geräten mit Katodenreglern an der Bildröhre ist mit den Reglern für Grün und Blau das Bild auf besten Weißindruck einzustellen; es darf dabei in der Grautreppe keine Farbstiche aufweisen. Rot ist nicht regelbar, da die Anstevenspannung für Rot fest eingestellt ist.

Einige Fabrikate weisen VDR-Widerstände in den Leitungen zu den Bildröhrenkathoden auf. Ist bei diesen Geräten der Weißdruck ungünstig oder zeigen sich Farbstiche, dann sind die VDR-Widerstände auszutauschen. Der Austausch ist individuell und so lange vorzunehmen, bis der beste Weißdruck entsteht. Die Hersteller liefern hierfür generell einen kompletten Satz der VDR-Widerstände. Natürlich sind in diesen Fällen auch die Arbeitspunkte der Farbdifferenz-Endstufen zu prüfen und (wenn nötig) einzustellen. Bei Grundig-Farbfernsehempfängern sind beispielsweise die Anodenspannungen der drei Farbdifferenzröhren mit den zugehörigen Reglern auf 0 V gegen Masse einzustellen. Der Arbeitspunkt der Röhre für Grün wird immer zuletzt eingestellt.

(Schluß folgt)

Silikonkautschuk zur Isolierung von Hochspannungskabeln in Farbfernsehgeräten

Bei Farbfernsehgeräten müssen Hochspannungsstromkreise isoliert werden, bei denen Spannungen bis zu 30 kV sowie lokale Temperaturspitzen bis zu 200 °C auftreten und sich unter ungünstigen Umständen Koronaentladungen ausbilden können. Unter diesen erschwerten Bedingungen verlieren herkömmliche Isolierstoffe ihre elektrischen und mechanischen Eigenschaften, das heißt, die Isolation verhärtet und wird brüchig, und die Durchschlagfestigkeit sinkt rasch unter den zulässigen Grenzwert. Diese Probleme lassen sich mit einer neuen flammwidrigen Silikonkautschuk-Isolation lösen, die von Dow Corning unter der Bezeichnung „Silastic 1603“ hergestellt wird. Dieser Silikonkautschuk bleibt zäh und biegsam und behält seine elektrischen Isolationswerte auch nach Dauereinwirkung von Temperaturen bis zu 260 °C bei. Außerdem widersteht dieses Material möglichen Koronaentladungen.

Holographie und Fernsehen

Bei der Holographie wird zusätzlich zu vom beleuchteten Objekt zurückgestrahltem Licht noch eine Vergleichswelle (Referenzwelle) auf eine lichtempfindliche Schicht gegeben und als Ergebnis die Überlagerung von Objekt- und Vergleichswelle aufgezeichnet. Ein solches Hologramm enthält Informationen über den aufgenommenen Gegenstand, die weit über die mit einer gewöhnlichen fotografischen Aufnahme aufzuzeichnenden Informationen hinausgehen. Die Objekte eines mit entsprechenden Mitteln wiedergegebenen Hologramms erscheinen dem Betrachter als plastisch im Raum stehend.

Auf die Grundlagen der Holographie wurde schon ausführlich eingegangen¹⁾ und dabei auch auf eventuelle Anwendungen der Holographie im Fernsehen hingewiesen. In einem neueren Beitrag in der KINO-TECHNIK²⁾ sind solche sich abzeichnenden Möglichkeiten – auf die nachstehend auszugeweiht eingegangen wird – näher beschrieben.

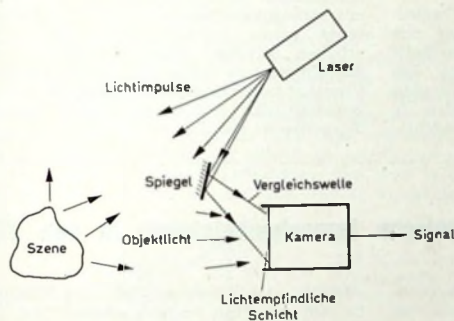
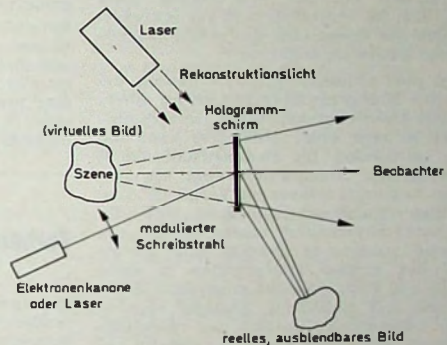


Bild 1. Prinzip der Hologramm-Aufnahme

Bild 2. Prinzip der Bildrekonstruktion im Empfänger



Ein direktes Verfahren wurde von amerikanischen Wissenschaftlern schon 1965 vorgeschlagen. Die aufzunehmende Szene wird mit einer Laser-Bildquelle beleuchtet (Bild 1), die ein zeitlich und räumlich kohärentes Licht abgibt. Das von den Objekten gestreute Licht gelangt gleichzeitig mit einem Teil des Laserlichts (der Vergleichswelle) auf eine lichtempfindliche Schicht in der Fernsehkamera. Die auf dieser Schicht entstehenden Interferenzen lassen sich mit Hilfe eines abtastenden Elektronenstrahls in zeitliche Spannungsschwankungen umformen, die verstärkt und einem Träger aufmoduliert werden können. Die Interferenzen enthalten die zu übertragenden Bildinformationen.

Um zu gewährleisten, daß sich die Interferenzen während der Aufnahmezeit nicht verwischen, ist die Verwendung von gepulstem Laserlicht zweckmäßig. Eine Pulslänge von 10 ns würde noch Objektschwindigkeiten von etwa 10 m/s zulassen.

Das Interferenzmuster, das während der kurzen Belichtungszeit auf der fotoemp-

findlichen Schicht der Kamera entsteht und dort als Elektronenbild gespeichert wird, könnte im Prinzip mit der üblichen Abtasttechnik in ein übertragbares Signal umgesetzt werden. Eine Durchrechnung zeigt jedoch, daß bei normalen, winkelmäßig ausgedehnten Szenen die abzutastenden Interferenzstreifen sehr geringe Abstände voneinander haben. Für einen Bildwinkel von etwa 30 Grad beispielsweise ist der Streifenabstand in der Größenordnung eines tausendstel Millimeters. Eine Abtastung würde deshalb eine recht große Bandbreite erfordern. Überlegungen über die Bandbreite des zur Übertragung des Hologrammsignals notwendigen Kanals sollen erst später angestellt werden. Physikalisch interessanter ist nämlich das Problem der Hologrammwiedergabe auf einem Empfänger.

Auf dem Bildschirm des Empfängers (Bild 2) wird zweckmäßigerweise die Intensitätsverteilung auf der Fotoschicht der Aufnahmekamera reproduziert. Die Über-

tragung von fotochromen Materialien, die bei Bestrahlung mit Licht oder Elektronen bestimmter Energie (Wellenlänge) ihre Transparenz ändern. Häufig schwärzen sie sich bei Einstrahlung von kurzwelligem (blauem) Licht und entfärben sich beim Fehlen solcher Strahlung. Unter dem Einfluß langwelligen (roten) Lichtes erfolgt diese Entfärbung relativ schnell. Beide erwähnten Eigenschaften bisher bekannter fotochromer Materialien, die als Glasschichten, in Kunststoff oder auf Kunststoff entwickelt wurden, können für den Zweck der Hologrammreproduktion herangezogen werden. Der Elektronen-(oder Laser-)strahl schreibt dann die Schwärzungsverteilung eines Hologramms auf den fotochromatischen Schirm. Nichtaktives, monochromatisches Rekonstruktionslicht setzt die codierte Information in das dreidimensionale Bild um. Falls die auf dem Schirm für die Rekonstruktionszeit (Darbietungszeit) gespeicherte Verteilung „von allein“ nicht wieder schnell genug ver-

schwindet, das heißt die Zeitkonstante des Abklingens der eingepprägten Transparenzverteilung zu groß ist, könnte kurzzeitig aufgestrahltes (ultra-)rotes Licht zur Löschung des Bildes verwendet werden.

Denkbar sind auch Wiedergabesysteme, bei denen Schirme verwendet werden, deren Reflexionsvermögen sich örtlich verändern läßt.

Interessant könnten auch Verfahren werden, die thermoplastische Wiedergabeschirme verwenden, deren Oberfläche mit energiereicher Strahlung lokal verformbar ist. Ähnlich wie beim Eidophor-Verfahren, würde dann bei der Hologrammwiedergabe eine der aufgenommenen Intensitätsverteilung an der lichtempfindlichen Kameraschicht entsprechende Dickenstruktur in die Schicht eingepragt werden. Sie bildet dann ein „Phasenhologramm“, da bei der Durchstrahlung mit einer (zum Beispiel ebenen) Rekonstruktionswelle nur deren Phase und nicht mehr die Amplitude moduliert wird. Ein Phasenhologramm hat ganz ähnliche Rekonstruktionseigenschaften wie ein Amplitudenhologramm. Es bietet darüber hinaus noch den Vorteil der fehlenden Absorptionsverluste und – entsprechend den Eigenschaften des Phasengitters der Beugungsoptik – der relativ besseren Bildhelligkeit.

¹⁾ Grosskopf, C.: Holographie und Hologramme. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 3, S. 89-90 u. 92-94

²⁾ Grosskopf, C.: Holographie und Fernsehen. Kino-Techn. Bd. 21 (1967) Nr. 12, S. 277 bis 278 u. 280-281

Wie schon erwähnt, liegt der entscheidende Nachteil des bisher beschriebenen direkten Hologrammverfahrens in der großen Bandbreite, die zur Übertragung von mehreren Hologrammen in der Sekunde benötigt wird. Beim konventionellen Fernsehen ist die Bandbreite des Signals durch die geforderte Auflösung des Bildes bestimmt. In der Holographie dagegen ist sie auch noch vom Bildwinkel und der Empfängerstellung im Interferenzfeld abhängig. Dazu kommt noch, daß das zu übertragende Hologramm zur Übermittlung der räumlichen Informationen relativ groß sein muß, da es ja bei der Wiedergabe als Fenster wirkt, durch das die Szene betrachtet wird. Bei einer Hologrammgröße von 10 cm X 10 cm und einem Bildwinkel von 30 Grad müssen – beim direkten Verfahren – je Bild etwa 10^{10} Hologramm-Einzelheiten übertragen werden. Bei 25 Bildwechseln je Sekunde sind dann rund 250 GHz Kanalbandbreite erforderlich gegenüber den 5 MHz des konventionellen Fernsehens.

Bei der Verwendung des direkten Holographieverfahrens würde daher eine extreme Auflösung der Fernsehkameras und der Wiedergabegeräte (die heute noch durch die großen Abtaststrahldurchmesser begrenzt ist), aber auch eine so hohe Trägerfrequenz bei der Übertragung nötig sein, wie sie eigentlich erst im optischen Bereich des Spektrums der elektromagnetischen Wellen zu finden ist.

Es ist aber sicherlich nicht notwendig, die gesamte Hologramminformation zu übermitteln. Die Redundanz eines Hologrammbildes ist sehr groß. Außerdem kann die hohe Auflösung im Rekonstruktionsbild eines großen Hologramms vom menschlichen Auge mit seinem im Vergleich dazu geringen Pupillendurchmesser, der die Auflösung physikalisch begrenzt, nicht annähernd ausgenutzt werden. Eine Zerlegung des großen Hologramms in viele kleine, der Pupillengröße angepaßte Hologramme mit endlichem Abstand voneinander (Rasterung), so daß der räumliche Eindruck beim Blick durch den Schirm erhalten bleibt, kann das zu übertragende Signal in seiner Bandbreite erheblich einschränken. Die Kamera muß allerdings auch dann noch hoch auflösend sein.

Eventuell ließe sich die anfallende Information auch dadurch verringern, daß man – soweit das menschliche Auge diese Vereinfachung nicht als störend empfindet – nicht jedes der Raster-Teilhologramme überträgt, sondern gleiche Teile mehrmals nebeneinander auf den Empfängerschirm schreiben läßt. Ein solches Verfahren der Übertragung von wenigen, gewissermaßen exemplarischen Teilhologrammen würde auch die Elektronenstrahlabtastung in der Kamera wesentlich vereinfachen. Auf der Wiedergabeseite wäre dann eine geeignete Durchmischung der Teilhologramme auf dem Rekonstruktionsschirm notwendig.

Eine weitere Frage ist, ob überhaupt die volle Information jedes Bildes übertragen werden muß oder ob nicht die Beschränkung auf die gegenüber dem vorher übertragenen Hologramm vorgegangene Veränderung möglich beziehungsweise ausreichend ist (Übertragung des zeitlichen Differentialquotienten des Signals an jedem Ort des Hologramms statt des dort zeitlich variablen Signals selbst).

Es besteht bei fotochromatischem Material unter Umständen die Möglichkeit, die Information längere Zeit stehenzulassen und

nur an den Hologrammstellen, die Veränderungen erfahren müssen, die alte Information mit Rotlicht lokal zu löschen und durch die neue zu ersetzen.

Es wäre auch denkbar, daß innerhalb eines Bildes nur die örtliche Änderung der nebeneinanderliegenden Teilhologramme übertragen wird.

Interessant ist übrigens, daß ein Schwarz-Weiß-Fernsehen beim Hologrammverfahren, wie es bisher beschrieben wurde, nicht möglich ist, da das Rekonstruktionslicht im Empfänger relativ kohärent und daher bunt sein muß. Unter Verwendung von drei Lasern (zum Beispiel in drei geeigneten Primärfarben) bei Aufnahme und Wiedergabe würde das farbige Hologramm-Fernsehen verwirklicht werden können, ohne zusätzliche Bandbreite zu benötigen. Wenn man Laser verwenden kann, die gleichzeitig Licht von drei geeigneten Spektralbereichen aussenden, treten auch keine Justierprobleme auf. Ein Schwarz-Weiß-Fernsehen ist nur dann denkbar, wenn man breitbandige („weiße“) Lichtquellen bei der Hologrammrekonstruktion verwenden kann. Das ist bei einem etwas modifizierten Verfahren mit Einschränkung möglich. Eine störungsfreie Unbuntheit der übertragenen Bilder ist aber auch bei diesem Verfahren nicht zu erreichen.

Vereinfachende holographische Übertragungs- und Speicherverfahren wie zum Beispiel das von amerikanischer Seite entwickelte „Fliegenaugen-Verfahren“ (bei dem man bei Aufnahme und Wiedergabe ohne Laserlicht auskommt) werden in nächster Zeit wahrscheinlich von verschie-

dener Seite vorgeschlagen werden. Wie dieses, so werden die anderen Verfahren allerdings wohl auch die Vorteile der Holographie von der einen oder anderen Seite her beschneiden. Zusammenfassend kann daher gesagt werden, daß die technischen Schwierigkeiten eines vollkommenen Hologramm-Fernsehensystems noch zu groß sind, als daß in absehbarer Zeit ein solches System allgemein eingeführt werden könnte. Speziell die Möglichkeiten zur Einsparung an Übertragungsbandbreite müssen erst einmal (besonders auch von der wirtschaftlichen Seite her) durchdacht und erprobt werden.

Dem allgemeinen Einsatz eines solchen technisch funktionierenden Systems ständen dann allerdings noch Probleme entgegen, deren Lösung heute noch nicht in Sicht ist. So ist die Hologrammaufnahme von Objekten in ihrer natürlichen Beleuchtung (Landschaften) nicht möglich. Die Wiedergabe von großen, künstlich beleuchteten und weit voneinander entfernten Objekten bietet physikalische Schwierigkeiten wegen der hohen Kontrastunterschiede der dabei zu übertragenden Interferenzen. Außerdem dürfte die echte holographische Übertragung von selbstleuchtenden Objekten (normale Lichtquellen und deren Reflexe) ausgeschlossen sein, wobei der Grund dafür ebenfalls in der mangelnden Kohärenz des Objektlichtes mit dem notwendigen Vergleichslicht liegt. Wenn solche Anforderungen aber nicht erhoben werden, sollte in Zukunft die Einführung von holographisch arbeitenden Übertragungssystemen besonders für wissenschaftliche, kommerzielle und Ausbildungszwecke möglich werden.

Vorhersagen über die technische Fernsehentwicklung in den USA

In einem über den New Yorker Fernsehsender WCBS am 13.11.1967 verbreiteten Interview machte Dr. Peter C. Goldmark, Präsident und Leiter der Forschungsabteilung der CBS Laboratories, auch Vorhersagen über die allgemeine Fernsehentwicklung in den USA.

Dreidimensionales Fernsehen wird es laut Dr. Goldmark wahrscheinlich mit Hilfe der Holographie bereits 1980, also in 13 Jahren, in den USA geben. Da jedes dreidimensionale Verfahren eine wesentlich größere Bandbreite als das heute übliche zweidimensionale Fernsehen erfordert, werden die Übertragungen voraussichtlich über nur einen speziell hierfür reservierten Breitbandkanal erfolgen, während die übrige Kanalverteilung beibehalten wird. Als zweite naheliegende Möglichkeit steht die Übertragung von dreidimensionalen Fernsehsendungen über das ständig und schnell wachsende Kabelverteilungssystem für das Unterhaltungsfernsehen in den USA zur Debatte. Laut Dr. Goldmark arbeiten bereits gegenwärtig außer den CBS-Laboratories zahlreiche weitere Stellen an der Entwicklung von Holographiesystemen zur dreidimensionalen Darstellung von Einzelbildern und Bildfolgen.

Beim herkömmlichen zweidimensionalen Fernsehen sieht Dr. Goldmark für die kommenden Jahre eine ausgeprägte Tendenz zu sehr großen Bildschirmen, zu einer noch größeren Bildhelligkeit bei den Farbsendungen und zu einer noch besseren Bildauflösung. Die Entwicklung der

nächsten Jahre werde sich im Hinblick hierauf auf eine bessere Ausnutzung der vorhandenen Übertragungsnormen konzentrieren und voraussichtlich auf die Einführung günstigerer Normen für große Bilder mit höherem Auflösungsvermögen hinzielen. Die Arbeiten werden so schnell voranschreiten, daß die „amerikanische Durchschnittsfamilie“ etwa im Jahre 1980 Farbfernsehen mit Bildern „in natürlicher Größe“ haben wird, wozu eine Zimmerwand und ein Projektionssystem oder ein flaches Halbleiter-Matrixsystem zur Verfügung stehen müßte.

Der anschließende Schritt wäre das dreidimensionale lebensgroße Bild. Diese Entwicklung sieht jedoch selbst der CBS-Wissenschaftler so zögernd ablaufen, daß bis zur praktischen Einführung noch über 30 Jahre erforderlich sein dürften.

Eine näherliegende Neuerung, die zudem bereits von der Radio Corp. of America (RCA) und anderen Stellen bis zur Vorseienreife entwickelt worden ist, stellt die Übertragung von Fotos und Strichzeichnungsvorlagen dar, die elektronisch an private Abnehmer in deren Wohnungen geliefert werden sollen. Zunächst ist eine Faksimile-Übertragung von „Zeitungen“ vorgesehen. Auf der Sendeseite werden dabei die Signale auf Hilfsträgern von Rundfunk- und Fernsehstationen ausgestrahlt. Eine andere Lösung sieht bei den Fernsehsendern ein Zeitsequenzverfahren vor, bei dem Fernsehbilder und Faksimilebilder zeitlich aufgespalten auf den gleichen Trägern übertragen werden.



Die Technik moderner Service-Oszillografen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK
Bd. 23 (1968) Nr. 1, S. 31

1.3. Vorrangstellung der Elektronenstrahl-Oszillografen

Mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen¹⁾ kann man einen nahezu trägheitslosen und punktförmigen kleinen Körper, der sich leicht durch elektrische oder magnetische Kräfte beeinflussen läßt, am besten verwirklichen. Das ist der Grund für die universelle Bedeutung und den hohen Gebrauchswert eines solchen Gerätes, das heute in vollendeter Form für alle nur denkbaren Zwecke zur Verfügung steht. Das Kernstück ist die sogenannte Oszillografenröhre, die in ihrer Urform bereits gegen Ende des vorigen Jahrhunderts von Ferdinand Braun angegeben wurde (Braunsche Röhre). In den folgenden Jahrzehnten wurde sie jedoch mangels entsprechender Kenntnisse und technischer Möglichkeiten nur geringfügig weiterentwickelt, so daß der Elektronenstrahl-Oszillograf lediglich in wenigen Labors Bedeutung erlangte. Die Entwicklung der Elektronenröhre im allgemeinen trieb dann jedoch auch die Entwicklung der Elektronenstrahlröhre für Oszillografen zwecke stark voran, und heute haben wir Ausführungen, die kaum noch Wünsche übriglassen. Zunächst sei das Prinzip erklärt.

1.3.1. Das vollelektronische Prinzip

Eine Oszillografenröhre besteht nach Bild 8 aus einem Glasgefäß, das sich aus drei Teilen, dem zylindrischen Kolben G, dem Konus K und dem entweder leicht gewölbten oder ebenen Schirmteil S zusammensetzt. Das Innere der Röhre ist weitgehend luftleer, es handelt sich also um eine Hochvakuumröhre. Im Inneren befinden sich drei Komplexe, die stets erforderlich sind: Das Strahlerzeugungssystem (im Bild 8 nur durch einen kleinen Zylinder angedeutet), das Ablenssystem, das etwa in der Mitte der Röhre untergebracht ist und sich aus je einem senkrecht und

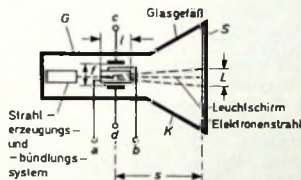


Bild 8. Zur prinzipiellen Wirkungsweise des Elektronenstrahl-Oszillografen

waagrecht angeordneten Plattenpaar zusammensetzt (Anschlüsse a, b, c, d) und der Leuchtschirm, der aus einer dünnen Schicht eines fluoreszierenden Stoffes besteht, den man nach Spezialverfahren an der Innenseite des Schirmteils S anbringt. Das Strahlerzeugungssystem umfaßt eine Katode, eine Steuerelektrode, verschiedene Hilfselektroden und eine Hauptanode.

Zwischen Katode und Anode legt man eine hohe Spannung, die für eine starke Beschleunigung der aus der Katode austretenden Elektronen sorgt. Diese Elektronen verlassen die Katode zunächst nicht gebündelt; mit Hilfe der erwähnten, im Strahlerzeugungssystem vorhandenen Hilfselektroden kann man jedoch die Elektronen zu einem sehr dünnen Strahl zusammenschließen, der die Ablenkplattenpaare passiert und auf die Mitte des Leuchtschirms trifft. Die kinetische Energie der beschleunigten Elektronen wird im Augenblick des Auftretens des Strahls auf dem Leuchtschirm in Licht- und Wärmeenergie umgesetzt. Der größte Teil der Energie geht in Form von Wärme verloren, ein kleinerer Teil wird in der Fluoreszenzschicht des Leuchtschirms in Lichtenergie umgewandelt. In der Mitte des Schirms sieht man daher einen hellen Lichtfleck, der gewissermaßen die Projektion des gesamten, aus dem Strahlerzeugungssystem hervorgehenden Elektronenstrahls ist.

Dieser Elektronenstrahl beziehungsweise seine auf dem Leuchtschirm sichtbare Spur ist nun der ideale, nahezu massefreie Kör-

per, von dem wir zu Beginn unserer Aufsatzreihe gesprochen haben und der sich durch elektrische und magnetische Kräfte beliebig ablenken läßt. Will man eine Ablenkung durch Spannungen erreichen, dann legt man diese entweder an die Anschlüsse c und d oder a und b. Ist zum Beispiel c positiv gegenüber d, so wird der Elektronenstrahl zur oberen Platte hingezogen, von der unteren dagegen weggestoßen. Die Folge ist eine Ablenkung des Strahls nach oben. Wenn es sich dabei um eine Gleichspannung handelt, dann springt der Leuchtfleck einfach aus der Schirmmitte um ein Stück nach oben, wobei der Wert der Ablenkung der Spannung unmittelbar proportional ist. Kehren wir die Polarität um, so wird der Strahl um ein gleich großes Stück nach unten abgelenkt. Legen wir eine Wechselfspannung zwischen c und d, so wandert der Strahl im Rhythmus dieser Spannung von oben nach unten und von unten nach oben; das Auge sieht auf dem Schirm bei Ablenkfrequenzen über etwa 16 Hz einen leuchtenden vertikalen Strich. Legen wir Gleichspannungen oder Wechselfspannungen dagegen an a und b, so springt der Fleck, wie beschrieben, von links nach rechts und von rechts nach links; bei höheren Ablenkfrequenzen ergibt sich ein horizontaler Leuchtstrich. Mit dem Lichtpunkt können wir jetzt alles machen, was an Hand der Bilder 1 bis 6 beschrieben wurde. Auf dem Leuchtschirm entstehen die entsprechenden Figuren, die wir so lange beobachten können, wie der Vorgang dauert.

Wollen wir die Leuchtschirmfigur festhalten, so müssen wir sie fotografieren. Im allgemeinen macht man das aber nicht, sondern begnügt sich mit der Beobachtung des Leuchtschirms. Der Elektronenstrahl-Oszillograf ist also eigentlich ein Oszilloskop.

Wir wollen nun noch kurz einige wichtige fundamentale Beziehungen angeben, die uns zeigen, wovon die Strahlgeschwindigkeit v abhängt und welche Gesetzmäßigkeiten für die Ablenkung gelten. Für die Strahlgeschwindigkeit v (in cm/s) gilt

$$v \approx 0,6 \cdot 10^8 \sqrt{U_a} \quad (7)$$

Darin bedeutet U_a (in V) die Spannung zwischen Anode und Katode des Ablenssystems.

Ist s (in cm) der Abstand zwischen dem Mittelpunkt der Ablenkplatten und dem Leuchtschirm, l (in cm) die Länge der Ablenkplatten, U_m (in V) die Ablenkspannung, U_a die Anodenspannung und f (in cm) die Entfernung zwischen den Ablenkplatten, so ergibt sich für L (in cm) im Bild 8

$$L = \frac{s \cdot l \cdot U_m}{U_a \cdot f} \quad (8)$$

Wir ersehen daraus, daß bei konstanten geometrischen Werten s , l und f die Ablenkung L (Bild 8) der Ablenkspannung unmittelbar proportional ist, während zwischen L und der Anodenspannung U_a umgekehrte Proportionalität besteht. Je höher wir also die Anodenspannung wählen, um so weniger wird der Leuchtfleck bei konstanter Spannung U_m aus der Ruhelage abgelenkt. Der Strahl wird gewissermaßen „steifer“, ähnlich wie sich ein Wasserstrahl aus der Leitung um so schwerer mit dem Finger ablenken läßt, je weiter wir den Hahn aufdrehen.

Außer der soeben besprochenen elektrostatischen Ablenkung gibt es noch die magnetische Ablenkung, die jedoch in der Oszillografentechnik so selten angewendet wird, daß wir sie nicht näher besprechen wollen. Sie spielt dagegen bei den Bildröhren der Fernseh- und Radartechnik aus verschiedenen Gründen eine dominierende Rolle. In der Oszillografentechnik haben wir es aber nur mit der elektrostatischen Ablenkung zu tun.

1.3.2. Trägheitsarmut

Wir wissen, daß wir mit gewöhnlichen Elektronenröhren sehr hohe Frequenzen bis weit über 100 MHz verarbeiten können. Das bedeutet, daß die Elektronen selbst sehr schnellen Spannungsänderungen zwischen den Ablenkplatten nahezu trägheitslos folgen können. Diese Tatsache bildet einen der Gründe für die große Vielseitigkeit eines Elektronenstrahl-Oszillografen. Eine Oszillografenröhre ist also nicht nur für niedrige Frequenzen einschließlich Gleichspannung, sondern auch für hohe Frequenzen geeignet. Es gibt in der Elektrotechnik und Elektronik keine andere Einrichtung, die auch nur annähernd ähnliche gute Eigenschaften hat. Ein weiterer Vorzug des Elektronenstrahl-Oszillografen ist das Fehlen aller mechanisch bewegten Teile.

¹⁾ Auch die Bezeichnung Katodenstrahl-Oszillograf ist üblich, aber nicht normgerecht (Katodenstrahl ist der historische, etwas veraltete Ausdruck für Elektronenstrahl). Wir folgen hier der Bezeichnung der Norm DIN 43 740.

1.3.3. Handlichkeit und Vielseitigkeit

Wir werden später sehen, daß ein kompletter Elektronenstrahl-Oszillograf nicht nur die Elektronenstrahlröhre selbst, sondern noch verschiedene Hilfsanordnungen enthält. Da diese rein elektronisch arbeiten, sind sie leicht und klein, was sich auf die Handlichkeit des Oszillografen natürlich auswirkt. Die Oszillografen können leicht von einem Ort zum anderen transportiert werden und verbrauchen oft so wenig elektrische Leistung, daß sie sich aus Batterien betreiben lassen. Dann sind sie vom Netz unabhängig, was besonders in der Servicetechnik sehr erwünscht sein kann. Wenn man außerdem bedenkt, daß die beispielsweise im Bild 3 geforderten Bedingungen in nahezu idealer Weise erfüllt werden, so leuchtet es ein, daß man diese Oszillografen äußerst vielseitig einsetzen kann. Zur Steuerung benötigt man nur Spannungen; da sich aber im Rahmen der modernen, weit fortgeschrittenen Elektronik fast alle physikalischen Größen in proportionale Spannungen umsetzen lassen, ist die Anwendung des Elektronenstrahl-Oszillografen nicht etwa nur auf die Elektrotechnik und Elektronik beschränkt. Sie reicht viel weiter und hat heute Gebiete erfaßt, die mit der Elektronik keine unmittelbaren Berührungspunkte mehr haben. Wir werden darauf später noch näher eingehen, obwohl uns vor allem die Anwendung des Oszillografen in der Servicetechnik interessieren soll. Der folgende Abschnitt deutet ganz kurz das Wichtigste an.

1.4. Bedeutung des Elektronenstrahl-Oszillografen in der Unterhaltungselektronik

In der Unterhaltungselektronik spielt der Elektronenstrahl-Oszillograf sowohl in der Radiotechnik, in der Fernsehtechnik als auch in der Elektroakustik eine große Rolle. Obwohl hierüber erst eine weitere Beitragsreihe Einzelheiten bringt, sei doch kurz das Wichtigste in den folgenden Abschnitten vermerkt.

1.4.1. Radiotechnik

In der Radiotechnik interessieren vor allem zwei Anwendungen: die Untersuchung von Niederfrequenzspannungen und die Aufnahme von Frequenzkurven. Die Untersuchung von Hochfrequenzspannungen ist weniger üblich, obwohl sie möglich ist. Die oszillografische Betrachtung der niederfrequenten Ausgangsspannung liefert beispielsweise Aufschluß über die ungefähre Größe des Klirrfaktors. Man kann beim Vorliegen von Verzerrungen auch beurteilen, welcher Art diese Verzerrungen sind, und daraus auf die Ursache der Verzerrungen schließen.

Besonders wichtig ist aber die Aufnahme von Frequenzkurven aller Art. Dazu benötigt man „Wobbelsender“, die einen bestimmten Frequenzbereich schnell durchlaufen. Man kann daher den Oszillografen unmittelbar an den Ausgang des Empfängers (Endstufe) schalten und erhält dann auf dem Leuchtschirm das Bild der gewünschten Frequenzkurve. Auf diese Weise lassen sich zum Beispiel die Filterkurven im ZF-Verstärker, im HF-Teil usw. untersuchen. Sehr wichtig sind ferner oszillografische Darstellungen der Frequenzkurve des Diskriminators im FM-Teil. Mit den oszillografischen Methoden läßt sich sehr viel Zeit sparen, und die Ergebnisse sind genauer.

1.4.2. Fernsehtechnik

Hier hat der Oszillograf noch eine erheblich größere Bedeutung als in der Radiotechnik. Die Frequenzkurven des Fernseh-Empfangsteils sind verhältnismäßig kompliziert, und ihr Verlauf hängt von zahlreichen Einzelfiltern ab. Die punktweise Aufnahme solcher Kurven mit den konventionellen Mitteln (Messender und Röhrenvoltmeter) würde nicht nur sehr viel Zeit beanspruchen, sondern auch keine guten Ergebnisse liefern. Hier verkürzt die oszillografische Darstellung der Frequenzkurven nicht nur den Zeitaufwand wesentlich, sondern man sieht sofort, welche Auswirkungen Eingriffe in die Schaltung auf die Kurve haben.

Selbstverständlich hat der Oszillograf auch im Impulsteil eines Fernsehempfängers weitreichende Anwendungen. Hier ist er sogar unentbehrlich, um zum Beispiel beurteilen zu können, ob bestimmte Impulsreihen richtige Amplituden haben, ob sie eventuell verbrummt sind usw. Auch zur Spannungsmessung von Impulsen eignet sich der Elektronenstrahl-Oszillograf sehr gut. Wir kommen auf diese Probleme noch ausführlicher zu sprechen.

1.4.3. Elektroakustik

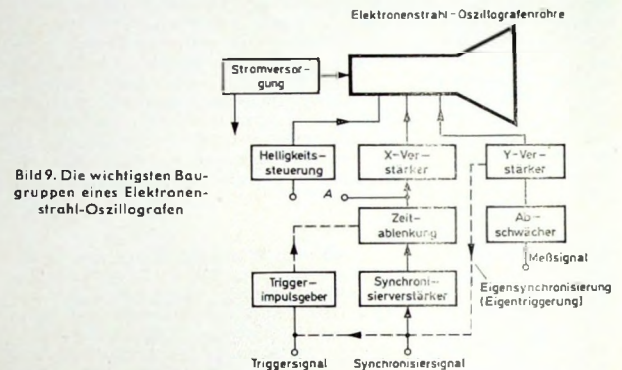
Hier gilt im wesentlichen das gleiche wie für die Radiotechnik, wenn man davon absieht, daß die Aufnahme von Frequenzkurven im Niederfrequenzbereich in der Servicetechnik im allgemeinen nicht üblich ist; sie bleibt speziellen Labormessungen vorbehalten. In der Elektroakustik interessieren lediglich reine Niederfrequenzspannungen, die sich mit Oszillografen gut untersuchen lassen.

2. Wirkungsweise, Eigenschaften und Schaltungstechnik des Elektronenstrahl-Oszillografen

Dieser sehr umfangreiche Hauptabschnitt behandelt zunächst den grundsätzlichen Aufbau und die Wirkungsweise eines Elektronenstrahl-Oszillografen, ohne auf Einzelheiten einzugehen. In weiteren Abschnitten werden dann die Baugruppen des Oszillografen erörtert, zum Beispiel die Oszillografenröhre, die verschiedenen Verstärkerschaltungen, die Systeme zur Zeitablenkung und der Stromversorgungsteil. Abschließend streifen wir an Hand einiger Beispiele die Oszillografen-Konstruktionstechnik. Eine erschöpfende Darstellung dieser sehr umfangreichen Gebiete ist natürlich im Rahmen unserer Beitragsreihe nicht möglich; deshalb wird immer nur das grundsätzlich Wichtige gezeigt.

2.1. Grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise eines Elektronenstrahl-Oszillografen

Bild 9 zeigt die wichtigsten Baugruppen eines Elektronenstrahl-Oszillografen. Im Mittelpunkt steht die Elektronenstrahl-Oszillografenröhre, die zu ihrem Betrieb verschiedene hohe Spannungen



benötigt. Sie werden vom Stromversorgungsteil geliefert, der auch den Strombedarf der sonstigen Hilfsgeräte deckt. Eine weitere Einheit ist die „Helligkeitssteuerung“, mit deren Hilfe man, wie später noch ausführlich gezeigt werden wird, die Spur des Leuchtflecks an beliebigen Stellen unterbrechen kann. Da zur Ablenkung des Elektronenstrahls verhältnismäßig hohe Spannungen an den Ablenkplatten zur Verfügung stehen müssen, die zugeführten, zu untersuchenden Spannungen jedoch oft sehr kleine Werte haben, ist es nötig, diese Meßspannungen zu verstärken. Da nach Bild 3 diese Spannungen in der y-Achse des gedachten Koordinatennetzes liegen, nennt man den zugehörigen Verstärker Y-Verstärker. Auch diese Baugruppe ist im Bild 9 angedeutet. Vorgeschaltet ist ein sogenannter Abschwächer, der die Eingangsspannung dosiert, damit man auch bei verschiedenen hohen Eingangsspannungen stets eine gleich große Y-Ablenkung erreicht.

Nicht nur die für die Meßspannung wirksamen Ablenkplatten, die Y-Platten, sondern auch die in der dazu senkrechten Richtung wirkenden Ablenkplatten, die X-Platten, benötigen hohe Spannungen. Man braucht daher auch hierfür einen Verstärker, den man X-Verstärker nennt. Soll den X-Platten eine beliebige Spannung zugeführt werden, beispielsweise um Figuren nach Bild 6 zu erhalten, so schließt man sie an den Eingang A dieses Verstärkers an. In der Mehrzahl der Fälle hat der X-Verstärker jedoch die Aufgabe, die Spannungen zur Zeitablenkung zu verstärken. Wir erinnern in diesem Zusammenhang an Bild 4, das zeigte, wie die in horizontaler Richtung wirkende Kraft beziehungsweise Spannung aussehen muß, um eine zeitabhängige Darstellung zu erhalten. Diese zeitlinear ansteigende Spannung wird von einer Einrichtung erzeugt, die im Bild 9 mit „Zeitablenkung“ bezeichnet ist. Sie liefert meistens verhältnismäßig niedrige Spannungen von der Form, wie sie im Bild 4 links unten dargestellt ist (Sägezahnform), die dann im X-Verstärker so weit verstärkt werden, daß eine genügend große Ablenkung in x-Richtung erfolgt.

Die letzten beiden wichtigen Einrichtungen eines Oszillografen bestehen aus Vorrichtungen zur Synchronisierung und Triggerung. Es ist nämlich, wie schon früher erwähnt, erforderlich, daß die X- und Y-Spannungen in einem festen Frequenz- und Phasenverhältnis zueinander stehen, da man sonst auf dem Leuchtschirm kein stehendes Bild erhält; auch darauf werden wir noch zu sprechen kommen. Hier sei nur erwähnt, daß man die Einrichtung zur Zeitablenkung durch eine von der Meßspannung abgelei-

tete Hilfsspannung oder durch die Meßspannung selbst so beeinflussen kann, daß die Zeitablenkungspannung der Meßspannung frequenz- und phasenmäßig genau folgt. Man erreicht das durch die sogenannte Synchronisierung oder durch die Triggerung. Beide Begriffe werden noch Gegenstand ausführlicher Darlegungen sein. In beiden Fällen benötigt man Spannungen bestimmter Kurvenform und Amplitude, die die Meßspannung nur selten hat. Deshalb braucht man einen Synchronisierverstärker, der die richtige Amplitude für die Synchronisierung der Zeitablenkung liefert und unter Umständen Glieder enthält, die die Meßspannung so verzerren, daß sich eine wirklich einwandfreie Synchronisierung ergibt. Ähnliches gilt für den Triggerimpulsgeber, dessen Ausgang Impulse bestimmter Art liefert, die die Zeitablenkung steuern. Dieser Impulsgeber wird eingangsseitig von der Meßspannung beeinflusst. Wie man sieht, erfordert die Erzeugung einer zeitproportionalen Spannung einen nicht unerheblichen Aufwand, der jedoch im Hinblick auf die Wichtigkeit dieser Einrichtung gerechtfertigt ist.

Wir wollten zunächst nur die grundsätzliche Bedeutung der verschiedenen Baugruppen eines Oszillografen zur Kenntnis nehmen. Im folgenden werden die einzelnen Baugruppen ausführlich besprochen.

2.2. Oszillografenröhre

Die grundsätzliche Wirkungsweise der Oszillografenröhre haben wir schon im Bild 8 in stark vereinfachter Form kennengelernt. Im Laufe der Entwicklung wurden diese Röhren immer mehr verbessert und verfeinert, so daß heute zahlreiche verschiedene Typen mit unterschiedlichen Eigenschaften zur Verfügung stehen. Einzelheiten enthalten die folgenden Abschnitte [2, 8, 12, 18].

2.2.1. Mechanischer Aufbau

Rein äußerlich stellt sich eine Oszillografenröhre als Glaskörper dar, der aus einem zylindrischen und einem konischen Teil besteht. Der konische Teil endet am Leuchtschirm, der zylindrische am Anschlußsockel. Teilweise besteht dieser Sockel aus Isoliermaterial, teilweise jedoch kommt die Allglastechnik zur Anwendung, wie sie bei modernen Elektronenröhren üblich ist. Der Sockel selbst bildet die Basis für die Organe, die die Strahlerzeugung und die Strahlbündelung bewirken. Mitunter sind auch die Ablenkplatten durch geeignete Metallstäben mit dem Sockel fest verbunden; manchmal führen sie jedoch zu Halterungen, die im hinteren zylindrischen Teil des Röhrenkolbens sitzen. Das Innere des Glaskolbens ist weitgehend luftleer gemacht, das heißt, wir haben eine Hochvakuumröhre vor uns, denn nur eine solche garantiert ein wirklich einwandfreies Arbeiten. Da weitere technologische Einzelheiten den Praktiker nicht interessieren, wollen wir sie hier übergangen.

2.2.2. Strahlerzeugungssystem

Bild 10 zeigt schematisch die in einer Oszillografenröhre einfachster Bauart vorkommenden Elektroden. Wir finden zunächst einen Heizfaden f , der indirekt eine Katode k erhitzt. Die Ober-

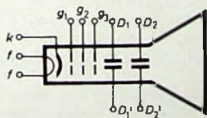


Bild 10. Elektrodenanordnung in einer einfachen Oszillografenröhre

fläche ist kreisförmig und sendet Elektronen aus. Damit sie mit genügender Geschwindigkeit austreten können, ist eine Anode vorhanden, die im Bild 10 mit g_3 bezeichnet ist. Ähnlich wie man bei einer Radoröhre die Stärke des Elektronenstroms (Anodenbeziehungswise Katodenstrom) mit einem Gitter steuert, ist das auch bei einer Oszillografenröhre der Fall. Dazu dient g_1 , das man Steuergitter – oder mit einer älteren Bezeichnung – auch Wehneltzylinder nennt. Der Physiker Wehnelt hat nämlich diese Elektrode erstmals bei einer Oszillografenröhre angewendet. Macht man sie gegenüber der Katode mehr und mehr negativ, so wird der Elektronenstrahl immer schwächer, der Leuchtfleck auf dem Schirm also immer dunkler. Der Wehneltzylinder dient also zur Einstellung der Helligkeit des entstehenden Oszillogramms.

Die Elektronen treten aus der Katode zunächst völlig unregelmäßig und diffus aus. Da wir aber einen möglichst scharfen Strahl benötigen, sind zusätzliche Einrichtungen erforderlich, die die Elektronen bündeln. Teilweise erfolgt diese Bündelung schon durch den Wehneltzylinder; zur exakten Strahlbündelung reicht das jedoch nicht aus. Deshalb ist eine weitere Elektrode g_2 vorhanden, die sich zwischen g_1 und g_3 befindet und an die eine gegenüber der Katode positive Spannung gelegt wird. Äußerst

komplizierte Vorgänge, die auf den Gesetzen der sogenannten Elektronenoptik beruhen, sorgen nun dafür, daß unter dem Einfluß der sich bildenden „elektrischen Linsen“ die erwünschte Strahlbündelung zustande kommt. Bei einer bestimmten Spannung an g_2 tritt optimale Bündelung auf. Da diese Spannung im allgemeinen genau eingestellt werden muß, greift man sie an einem Potentiometer ab, dessen Drehknopf meistens mit „Schärfe“ bezeichnet ist. Bei dieser Gelegenheit sei erwähnt, daß eine Elektrode für die Strahlbündelung zwar schon zu guten Ergebnissen führt, höheren Anforderungen jedoch nicht genügt.

Durch weitere, entsprechend angeordnete Elektroden, denen man verschiedene Spannungen erteilen kann, läßt sich die „elektrische Linse“ noch weitgehend verbessern. In der Elektronenoptik gelten nämlich ähnliche Gesetze wie in der herkömmlichen Optik, und die Fehler optischer Linsen (Astigmatismus, Koma usw.) gibt es auch bei Elektronenlinsen. Um ein gutes Oszillogramm zu erhalten, sollen diese Fehler verschwindend klein sein. Man erreicht das durch Erzeugung von Hilfsfeldern im Inneren der Röhre, wozu die verschiedenen Elektroden bestimmt sind. Bild 11

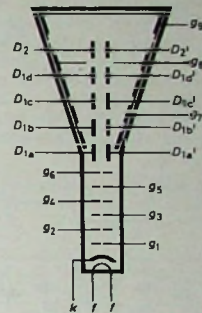


Bild 11. Elektrodenanordnung in einer Hochleistungs-Oszillografenröhre (D13-16)

zeigt zum Beispiel, daß es Röhren gibt, die außer Hauptanode g_6 und Wehneltzylinder g_1 noch zusätzlich vier Hilfselektroden g_2, g_3, g_4 und g_5 haben, die nicht nur für eine vorzügliche Strahlzentrierung sorgen, sondern darüber hinaus noch andere Hilfsaufgaben erfüllen können. Alle diese Elektroden bestehen aus Metallblechen, die meistens eine zylindrische Form haben und teilweise ineinandergreifen. Den genauen Aufbau dieser Anordnungen und deren Sinn wollen wir nicht erörtern, weil der Praktiker die Röhre fertig in die Hand bekommt; die Elektronenoptik ist ein Gebiet, das nur einige Spezialisten interessiert.

Die einzelnen erforderlichen Spannungen (Heizspannung, Wehneltzylinderspannung, Linsenspannung usw.) werden von den Röhrenherstellern stets genau in Datenblättern angegeben. Im fertigen Oszillografen ist dafür gesorgt, daß die Röhre die richtigen Spannungen erhält.

Zu erwähnen sind schließlich noch die beiden Ablenkplattenpaare D_1 und D_2 . Hierbei handelt es sich um annähernd rechteckförmige Metallbleche, zwischen denen die von außen zugeführte Ablenkspannung angeschlossen wird. Mitunter findet man Abweichungen von der Rechteckform, die die Kompensation bestimmter Ablenkfehler ermöglichen. Aus dem Hebelgesetz ergibt sich bei gleichbleibender Spannung zwischen den Ablenkplatten eine um so größere Strahlablenkung, je weiter das Plattenpaar vom Leuchtschirm entfernt ist. Wie Gl. (8) bereits zeigte, besteht unmittelbare Proportionalität zwischen dieser Entfernung und der Ablenkung auf dem Leuchtschirm.

(Fortsetzung folgt)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zustellstelle Ihres Bestellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK, Vertriebsabteilung

Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)

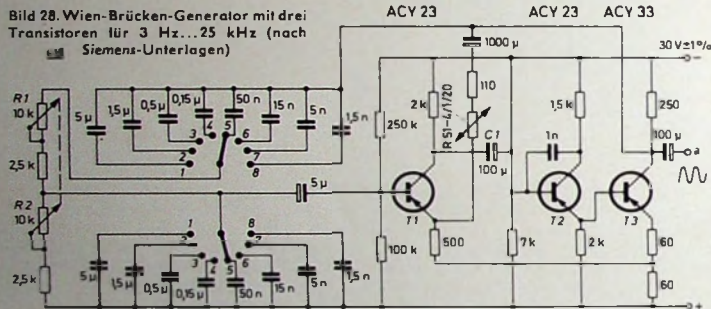
Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 1, S. 34

3.3.6.4. Wien-Brücken-Generator mit Impulsformerstufe zum Erzeugen von Rechteckspannungen

RC-Generatoren erzeugen normalerweise nur sinusförmige Wechselspannungen. Schaltet man hinter den RC-Generator jedoch eine geeignete Impulsformstufe, die aus einer Sinusspannung eine Rechteckspannung formt, so kann man mit dem RC-Generator natürlich auch Rechteckspannungen oder – je nach Auslegung der Impulsformstufe – kurzzeitige Spannungsimpulse erzeugen. Diese Möglichkeit sei hier einmal an Hand der Bilder 28 und 29 beschrieben. Zunächst soll jedoch der Wien-Brücken-Generator, den Bild 28 zeigt, allein betrachtet werden.

Der Wien-Brück-Generator erzeugt sinusförmige Wechselspannungen im Frequenzbereich von 3 Hz bis 25 kHz, der in acht Teilbereiche aufgeteilt ist. Innerhalb dieser Teilbereiche ist eine kontinuierliche Frequenzvariation mit Hilfe des Tandempotentiometers R_1 , R_2 möglich. Da sich die acht Teilbereiche an ihren Enden überschneiden, läßt sich mit dem Generator der gesamte Frequenzbereich von 3 Hz bis 25 kHz lückenlos überstreichen. Die starke Unterteilung des Gesamtfrequenzbereiches in acht Teilbereiche wurde deshalb gewählt, weil bei Verwendung eines

Bild 28. Wien-Brücken-Generator mit drei Transistoren für 3 Hz...25 kHz (nach Siemens-Unterlagen)



Tandempotentiometers mit linearem Widerstandsverlauf (Drahtpotentiometer) die Frequenzskala bei den höheren Frequenzen sonst zu sehr zusammengedrängt würde. Verwendet man dagegen ein Potentiometer mit logarithmischer Charakteristik, dann kann man ohne weiteres eine dekadische Unterteilung des Gesamtfrequenzbereiches vorsehen.

Die Schwingungsamplitude wird auch hier durch eine amplitudenabhängige Gegenkopplung stabilisiert, deren wirksamer Bestandteil der Heißleiter R 51-41/20 (Siemens) ist. Die Gegenkopplung hält auch bei der tiefsten Frequenz von 3 Hz den Klirrfaktor noch sehr klein. Wegen dieser extrem niedrigen Frequenz muß die Regelzeitkonstante der spannungsabhängigen Gegenkopplung entsprechend groß sein, damit die niedrige Frequenz von 3 Hz von dem Regelmechanismus nicht aufgehoben wird. Außerdem müssen wegen dieser tiefen unteren Frequenzgrenze die Kapazitäten in den Übertragungswegen verhältnismäßig groß sein. Wenn hohe Anforderungen an die Frequenzkonstanz gestellt werden, dann sollte der Kondensator C 1 auch bei höheren Grenzfrequenzen als 3 Hz den im Bild 28 angegebenen Wert von 100 μ F haben, um bei Schwankungen der Betriebsspannung eine Frequenzverstellung zu vermeiden.

Will man statt der Sinusspannung eine Rechteckspannung erhalten, so führt man die Ausgangsspannung des RC-Generators, die an der Klemme a abgenommen werden kann, dem ebenfalls mit bezeichneten Anschluß der Impulsformstufe im Bild 29 zu. Die Wirkungsweise dieser Impulsformstufe soll nun ebenfalls kurz erläutert werden. Die Transistoren T2 und T3 bilden einen sogenannten Schmitt-Trigger, der die Eigenschaft hat, aus einer beliebig geformten Spannung, also auch aus einer Sinusspannung, eine Rechteckspannung zu formen. Der Transistor T1 dient als Vorverstärker für den Schmitt-Trigger. Dieser Transistor arbeitet als Emitterfolger (Kollektorschaltung), da ein Emitterfolger wegen seines niedrigen Ausgangswiderstandes gegenüber den starken Belastungsänderungen durch den nachfolgenden Schmitt-Trigger unempfindlicher ist. Dadurch wird gewährleistet, daß die Rechteckspannung am Schaltungsausgang exakt symmetrisch ist. Der

Arbeitspunkt von T 1 kann mit dem Potentiometer R 1 eingestellt werden.

Die vom RC-Generator zur Basis des Transistors $T1$ gelangende Wechselspannung ist mit etwa 4,8 V verhältnismäßig hoch. Während der negativen Halbwelle der Sinusspannung ist $T1$ durchgesteuert. Dann fällt an seinem Emittierwiderstand $R2$ ein großer Teil der Batteriespannung ab, das heißt, das obere Ende von $R2$ ist stark negativ gegenüber dem Schaltungsnullpunkt. Der Spannungsabfall am Emittierwiderstand ist um so größer, je mehr sich die Sinusspannung am Schaltungseingang ihrem negativen Höchstwert nähert.

Übersteigt die Spannung an R2 die Spannung der Z-Diode D1 im Basiskreis des Transistors T2, so wird T2 ebenfalls durchgesteuert. An seinem Kollektorwiderstand R3 fällt dann ein großer Teil der Batteriespannung ab, so daß sich die Spannung am Kollektor von T2 verringert. Ist die Kollektorspannung so weit abgefallen, daß sie die Spannung der Z-Diode D2 im Basiskreis des Transistors T3 unterschreitet, so wird T3 gesperrt und seine Kollektorspannung dann stärker negativ. Dieser Spannungsanstieg in negativer Richtung erfolgt sprunghaft.

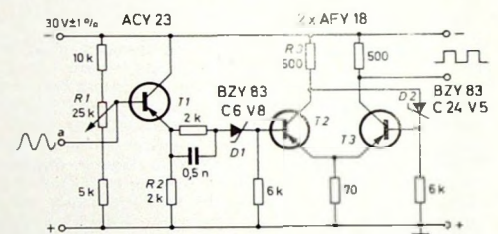


Bild 29. Impulsformerstufe zum Erzeugen von Rechteckschwingungen aus einer Sinusspannung, als Zusatz zu dem Wien-Brücken-Generator von Bild 28 (nach Siemens-Unterlagen)

Keht nun die Sinusspannung am Schaltungseingang ihre Polarität um, so sperrt der Transistor T_1 . Der Spannungsabfall an R_2 verringert sich, und wenn er die Spannung der Z-Diode D_1 unterschreitet, so sperrt auch der Transistor T_2 wieder. Die Spannung am Kollektor von T_2 wird dann stärker negativ, weil der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand verschwindet. Wenn die Kollektorspannung von T_2 so stark negativ geworden ist, daß sie die Spannung der Z-Diode D_2 überschreitet, so öffnet T_3 wieder, und dadurch fällt die Kollektorspannung von T_3 schlagartig ab. Sobald die Steuerspannung am Schaltungseingang ihre Polarität wieder umkehrt, wiederholt sich das Spiel von neuem.

Da die Umschaltung der Transistoren T_2 und T_3 vom leitenden in den gesperrten Zustand und umgekehrt beim Überschreiten der Spannung der Z-Dioden D_1 und D_2 jeweils ruckartig erfolgt erhält man am Kollektor von T_3 eine Spannung mit steilen Anstiegs- und Abfallflanken, also eine Rechteckspannung. Da die Transistoren T_2 und T_3 der Schmitt-Trigger-Schaltung Hochfrequenztypen mit einer hohen oberen Grenzfrequenz sind, ist die Flankensteilheit der Rechteckspannung besonders groß. Anstiegs- und Abfallzeit betragen je etwa 25 ns. Die symmetrische Rechteckspannung am Schaltungsausgang schwankt nur um etwa $\pm 1\%$. Die sehr kurzen Umschaltzeiten des Schmitt-Triggers von etwa 25 ns werden aber nur erreicht, wenn man für seinen Aufbau induktivitäts- und kapazitätsarme Bauelemente und Zuleitungen verwendet.

Betreibt man den RC-Generator allein, so erhält man eine sinusförmige Ausgangsspannung mit einem Klirrfaktor $< 1\%$ ($< 0,5\%$ im Bereich 250 ... 2500 Hz bei 10 Ohm Lastwiderstand). Die Versorgungsspannung sowohl für den RC-Generator als auch für die Impulsformstufe soll $30\text{ V} \pm 1\%$ betragen und darf einen Brummanteil von höchstens $30\text{ mV}_{\text{eff}}$ aufweisen. Die weiteren technischen Daten sind: Ausgangsspannung des Sinus-Generators $4,5 \dots 5\text{ V}$ (etwas abhängig vom Bereich und der Stellung des Tandem-Potentiometers), Frequenz-Teilbereiche in der Reihenfolge der Schaltstufen 1 bis 8: $2,7 \dots 11,6\text{ Hz}$, $11,3 \dots 40,8\text{ Hz}$, $27 \dots 109\text{ Hz}$,



BAUELEMENTE

für die
Nachrichtentechnik
Elektronik
Elektrizität
Elektromechanik

ab 1968 der Alleinexporteur für Ungarn



BUDAPEST

Elektromodul

Ungarisches Handelsunternehmen
für elektrotechnische Bauelemente

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

Export

Import

101 ... 416 Hz, 297 ... 1228 Hz, 881 ... 3559 Hz, 2814 ... 10 700 Hz, 7536 bis 25 310 Hz.

3.4. RC-Generatoren mit Gegenkopplungs-zweig

3.4.1. Allgemeines

Bisher wurden zwei Gruppen von RC-Generatoren beschrieben. Bei der ersten Gruppe, den Phasenschiebergeneratoren, wird nur ein verstärkendes Element (eine Röhre oder ein Transistor) benötigt. Da das Verstärkerelement die von ihm verstärkte Spannung in ihrer Phase um 180° dreht, muß die Phase der vom Ausgang auf den Eingang des Verstärkerelementes rückgekoppelten Spannung ebenfalls um 180° gedreht werden, um Phasengleichheit zwischen der Rückkopplungsspannung und der ursprünglichen Spannung am Eingang des Verstärkerelementes zu erhalten. Bei den Phasenschiebergeneratoren ist dazu eine Kette aus RC-Gliedern vorhanden. Diese RC-Kette sorgt gleichzeitig dafür, daß sich in dem Generator nur die gewünschte Frequenz erregen kann, indem sie nur die Phase der Spannung um genau 180° dreht, die die gewünschte Frequenz hat.

Bei der zweiten Gruppe von RC-Generatoren wird die von dem Verstärkerelement verursachte Phasenumkehr zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung dadurch wieder aufgehoben, daß man hinter das erste Verstärkerelement ein zweites schaltet. Dieses dreht die Phase nochmals um 180° , so daß die Ausgangsspannung des zweiten Verstärkerelementes wieder die gleiche Phasenlage hat wie die Eingangsspannung des ersten Verstärkerelementes. Führt man einen Teil der Ausgangsspannung dieses zweistufigen Verstärkers wieder auf seinen Eingang zurück, so erhält man eine Mitkopplung, die zur Selbsterregung von Schwingungen führen kann. Legt man in den Rückkopplungs-zweig ein Frequenzfilter, zum Beispiel eine Wien-Brücke, so wird sich in dem Generator nur eine, nämlich die gewünschte Frequenz erregen können. Wird als Frequenzfilter eine Wien-Brücke verwendet, so erfolgt diese Frequenzaushebung dadurch, daß die Wien-Brücke für alle Frequenzen, die nicht erwünscht sind, eine zusätzliche Phasendrehung bewirkt. Für diese unerwünschten Frequenzen besteht also keine Phasengleichheit zwischen Eingangsspannung am ersten Verstärkerelement und rückgekoppelter Spannung. Nur für die erwünschte Frequenz dreht die Wien-Brücke die Phase nicht. Für diese Frequenz herrscht also Phasengleichheit zwischen der Rückkopplungsspannung und der ursprünglichen, am Eingang des ersten Verstärkerelementes vorhandenen Wechselspannung, so daß sich diese Frequenz erregen kann.

Nun gibt es aber noch eine weitere große Gruppe von RC-Generatoren, die im folgenden beschrieben wird. Bei diesen RC-Generatoren verwendet man ebenfalls ein zweites Verstärkerelement, um die 180° -Phasendrehung des ersten Verstärkerelementes wieder aufzuheben. Von der Ausgangsspannung dieses zweiten Verstärkerelementes, deren Phasenlage also mit der Phasenlage der Eingangsspannung des ersten Verstärkerelementes übereinstimmt, führt man (wie beim Wien-Brücken-Generator) einen Teil auf den Eingang des ersten Verstärkerelementes zurück. Man erhält also auch hier wieder eine Mitkopplung, die zur Erregung eines breiten Frequenzspektrums führen kann. Außerdem zweigt man vom zweiten Verstärkerelement eine Spannung ab, deren Phase entgegengesetzt zur Phase der Eingangsspannung des ersten Verstärkerelementes ist. Diese Spannung führt man ebenfalls dem Eingang des ersten Verstärkerelementes zu. Auf diese Weise ergibt sich zusätzlich zu der Mitkopplung noch eine Gegenkopplung, die die Wirkung der Mitkopplung wieder aufhebt.

Die Gegenkopplungsspannung enthält aber nicht alle Frequenzen, die in der Mitkopplungsspannung vorkommen. Man baut vielmehr in den Gegenkopplungs-zweig ein Frequenzfilter ein, das eine ganz bestimmte Frequenz, die mit f_0 bezeichnet werden soll, aussperrt, alle anderen Frequenzen jedoch ungehindert hindurchläßt. Diese Sperrfrequenz f_0 des Filters stimmt mit der Frequenz überein, die der RC-Generator erzeugen soll. Diese Frequenz wird also durch das Filter von der Gegenkopplung ferngehalten. In der Mitkopplungsspannung ist sie aber enthalten, so daß der Generator Schwingungen mit der Frequenz f_0 erzeugt.

Bevor die Schaltungen von RC-Generatoren mit einem Gegenkopplungs-zweig näher betrachtet werden, soll zunächst das Filter beschrieben werden, das die Eigenschaft hat, nur eine ganz bestimmte Frequenz auszusperrern, alle anderen Frequenzen aber hindurchzulassen. Man könnte hier zunächst an einen Sperrkreis aus L- und C-Bauteilen denken, also an einen Parallelschwingkreis, der in die Gegenkopplungsleitung eingeschaltet wird und der bei einer bestimmten Frequenz, nämlich seiner Resonanzfrequenz, einen sehr hohen Widerstand hat, so daß er diese Frequenz sperrt. Da die vorliegende Aufsatzreihe aber nur Generatoren behandelt, bei denen die frequenzbestimmenden Elemente ausschließlich aus ohmschen Widerständen und Kondensatoren bestehen, scheidet ein LC-Sperrkreis aus. Man kann jedoch ein Filter mit den genannten Eigenschaften bauen, das nur aus Widerständen und Kondensatoren besteht. Ein solches Filter ist das sogenannte Doppel-T-RC-Filter, das auch TT-Filter oder Doppel-T-Glied genannt wird¹⁾. Seine Wirkungsweise und seine Eigenschaften seien zunächst beschrieben.

3.4.2. Das Doppel-T-RC-Filter

Bild 30 zeigt die Schaltung eines Doppel-T-RC-Filters. Die Bezeichnung Doppel-T-RC-Filter oder Doppel-T-Glied wurde gewählt, weil sich dieses Filter aus zwei Schaltungsteilen zusammensetzt, die beide im Schaltbild das Aussehen eines T haben.

Bei den beiden Schaltungsteilen, aus denen sich das Doppel-T-RC-Filter zusammensetzt, handelt es sich (ähnlich wie bei der Wien-Brücke) um ein Hochpaßfilter und ein Tiefpaßfilter, die ineinander geschaltet sind. Die beiden mit R bezeichneten Längs-

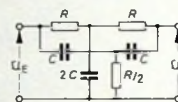
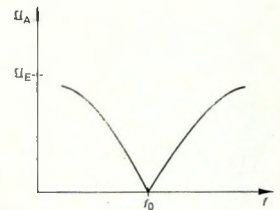


Bild 30. Doppel-T-RC-Filter

Bild 31. Verlauf der Ausgangsspannung U_A bei einem Doppel-T-RC-Filter in Abhängigkeit von der Frequenz



widerstände bilden zusammen mit der Querkapazität $2C$ einen Tiefpaß; die beiden Kondensatoren C sowie der Widerstand $R/2$ stellen einen Hochpaß dar. Der Querkapazität $R/2$ des Hochpasses ist halb so groß wie die beiden Längswiderstände R , die beide gleich groß sind. Der Querkondensator $2C$ im Tiefpaßfilter hat den doppelten Wert eines jeden der beiden gleich großen Längskondensatoren C des Hochpasses. Die obere Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters muß mit der unteren Grenzfrequenz des Hochpaßfilters zusammenfallen. Bei dieser gemeinsamen Grenzfrequenz, die mit der erwähnten Sperrfrequenz f_0 identisch ist, sinkt die Ausgangsspannung U_A auf Null ab. Dies veranschaulicht auch Bild 31, das den Frequenzgang des Doppel-T-RC-Filters zeigt [10]. Diese Kurve gilt für den Fall, daß das Filter aus einer niederohmigen Spannungsquelle gespeist wird und an seinem Ausgang kein Verbraucher angeschlossen ist. In der Nähe der Sperrfrequenz f_0 verhält sich das Doppel-T-RC-Filter also ähnlich wie ein Sperrkreis. Für die Sperrfrequenz f_0 gilt die Formel

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (16)$$

Die Schärfe der Nullstelle in der Kurve im Bild 31 ist um so besser, je geringer die Toleranzen der Bauelemente des Doppel-T-RC-Filters sind, je genauer also die Werte von R und C in Gl. (16) eingehalten werden. (Fortsetzung folgt)

¹⁾ Außer dem Doppel-T-RC-Filter oder Doppel-T-Glied kennt man noch das überbrückte T-Glied, das ein ähnliches Verhalten wie das Doppel-T-RC-Filter zeigt. Es hat aber keine so günstigen Eigenschaften wie das Doppel-T-RC-Filter, so daß hier nur dieses näher betrachtet werden soll.

Kassetten,
Kombi-Taschen,
Meßgeräte
für die Werkstatt

SERVIX

Spezialist für Transistoren

Größeres Patentanwaltsbüro in **Stuttgart** sucht
in Dauerstellung (auch älteren)

ELEKTRONIK-INGENIEUR

(möglichst HTL oder TH)

Da wir mehrere US-Firmen auf dem Gebiet der Halbleiterbauelemente sowie der industriellen Elektronik vertreten, muß der Bewerber gute Lesekenntnisse der englischen Sprache sowie ein fundiertes Wissen auf dem Gebiet der modernen Elektronik besitzen. Erfahrungen auf dem Patentgebiet sind nicht Bedingung.

Geboten wird eine weitgehend selbständige und in technischer Hinsicht außerordentlich abwechslungsreiche Tätigkeit auf dem Gebiet des gewerblichen Rechtsschutzes sowie ein auch während der Einarbeitung den technischen Kenntnissen des Bewerbers angemessenes Gehalt, das nach Einarbeitung beträchtlich angehoben wird.

Angebote mit den üblichen Unterlagen erbeten unter F. M. 8503.

Wir bauen die

modernsten Fernsehsender

für das In- und Ausland.

HF-Ingenieure (grad.)

und

HF-Techniker

gleichen die verschiedenen Baugruppen ab und prüfen sie.

Sie sind dann gut vorbereitet, kompl. Fernsehsender einzumessen und zu prüfen. Wenn Sie sich dafür entscheiden, können Sie Fernsehsender bei unseren Kunden im In- und Ausland in Betrieb nehmen und zur Abnahme vorstellen. Das ist eine selbständige und verantwortungsvolle Aufgabe. Kenntnisse der englischen Sprache sind erwünscht.

Wir bitten um Ihre Bewerbung.

Standard Elektrik Lorenz AG, Personal-Abtlg.
1 Berlin 42 (Tempelhof), Lorenzweg 5



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

Mehr als 400 Transformatoren- und HF-Spulentypen für die Halbleitertechnik.
Liste gratis. Kaho-Elektroversand,
65 Mainz / 2333

Kaufgesuche

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

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

Preiswerte Transistoren



AC 117	DM 2,50
AC 122	DM 1,50
AC 151 V	DM 1,60
AC 187 K / AC 188 K	DM 3,70
kompl. Paar	DM 3,95
AD 148	DM 3,35
AF 118	DM 1,50 10 / DM 1,30
BC 107	DM 1,40 10 / DM 1,20
BC 108	DM 1,55 10 / DM 1,35
BC 109	DM 1,10 10 / DM 1,—
BC 170 B	DM 3,20 10 / DM 3,—
BF 115	DM 1,70 10 / DM 1,60
2 N 706	DM 2,75 10 / DM 2,60
2 N 708	DM 3,— 10 / DM 2,85
2 N 914	DM 4,80 10 / DM 4,35
2 N 2219 A	

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

Die Bundesfachlehranstalt für das
Elektrohandwerk e. V. in Oldenburg/Oldb.
sucht einen

Fachlehrer

für das Fachgebiet Radio- und Fernsehtechnik
mit Elektronik
(Vorbereitung auf die Meisterprüfung).

Voraussetzungen: Abgeschlossene Ingenieur-
oder Dipl.-Ing.-Ausbildung
und anschließender
mindestens 3jähriger
praktischer Tätigkeit.

Bewerbungen mit tabellarischem Lebenslauf
und Zeugnisabschriften an den Schulleiter
der Bundesfachlehranstalt für das
Elektrohandwerk Oldenburg:
29 Oldenburg/Oldb., Donnerschweer Str. 184.

Konzession

geboten durch

Meister

für Rundfunk-, Fernseh-, Elektro- und
Antennen-Bau.
Angebote unter F. N. 8504.

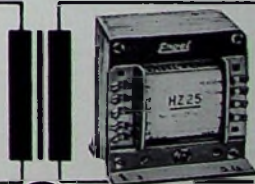
Es lohnt sich!
Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Vorführung und Reliquien,
trotzdem Garantie u. Nachsch-
recht. Kleinstes Ref. u. F. 907 W.
Sie Grützkow 907 W.
NOTHEL Deutschlands größter
Schreibmaschinenhaus
34 GÜTTINGEN, Postfach 601

THYRISTOR-ZÜNDUNG

ab Werk DM 78,— • Mengenrabatte auf Anfrage

Lieferung für 6 V oder 12 V, passend für alle Fahrzeuge, einwand-
freie Zündung, besserer Start, größere Leistung.

Ing. L. Braum • 8229 Laufen/Obb.



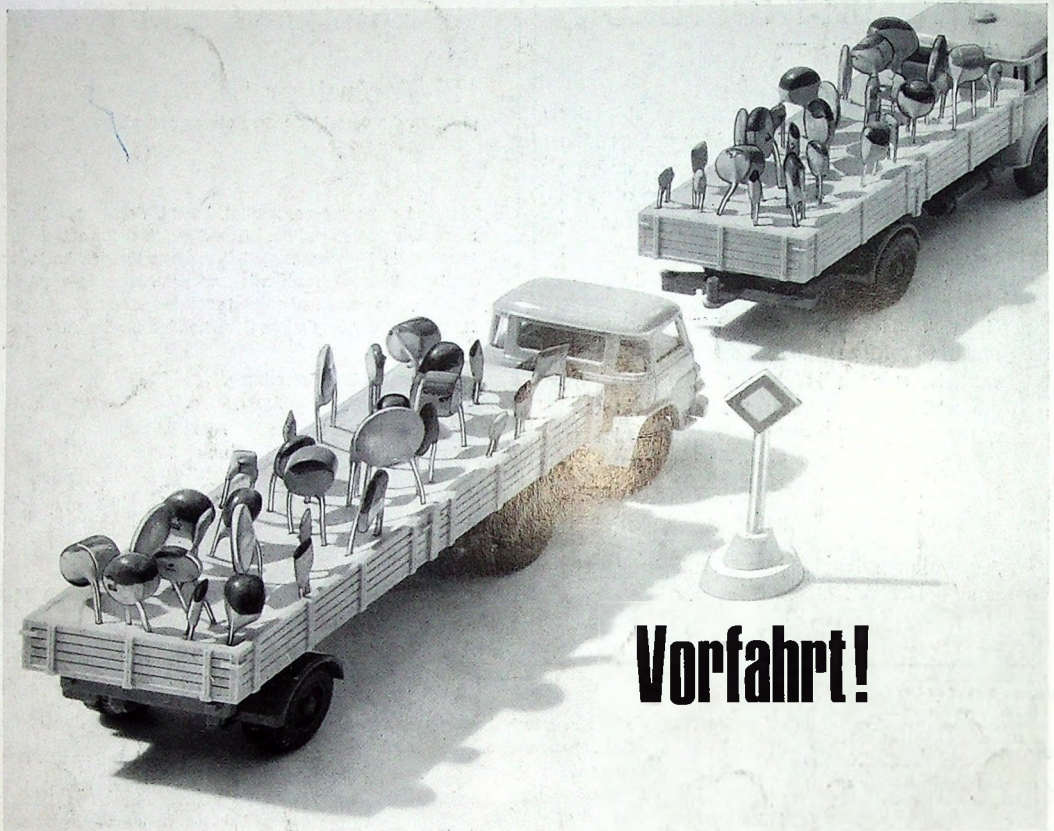
Rundfunk- Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

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

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK



Vorfahrt!

Mit Keramik-Scheibenkondensatoren von VALVO sind Sie auf dem richtigen Wege zur wirtschaftlichen Leiterplattenbestückung. VALVO Keramik-kondensatoren sind zuverlässig und platzsparend.

Miniatur-Scheibenkondensatoren 40 V—

Rastermaß 2,5 mm oder 5 mm,
Anschlußdrähte kurz oder lang

Typ IB	1 pF bis	150 pF
Typ II	180 pF bis	22000 pF

Scheibenkondensatoren 500 V— oder 250 V—

Rastermaß 5 mm, Anschlußdrähte kurz oder lang

Typ IB	0,5 pF bis	68 pF
Typ II	27 pF bis	4700 pF



VALVO GMBH HAMBURG

10020

E.-Theilmann-Str. 56

A 126 / 821a

98322