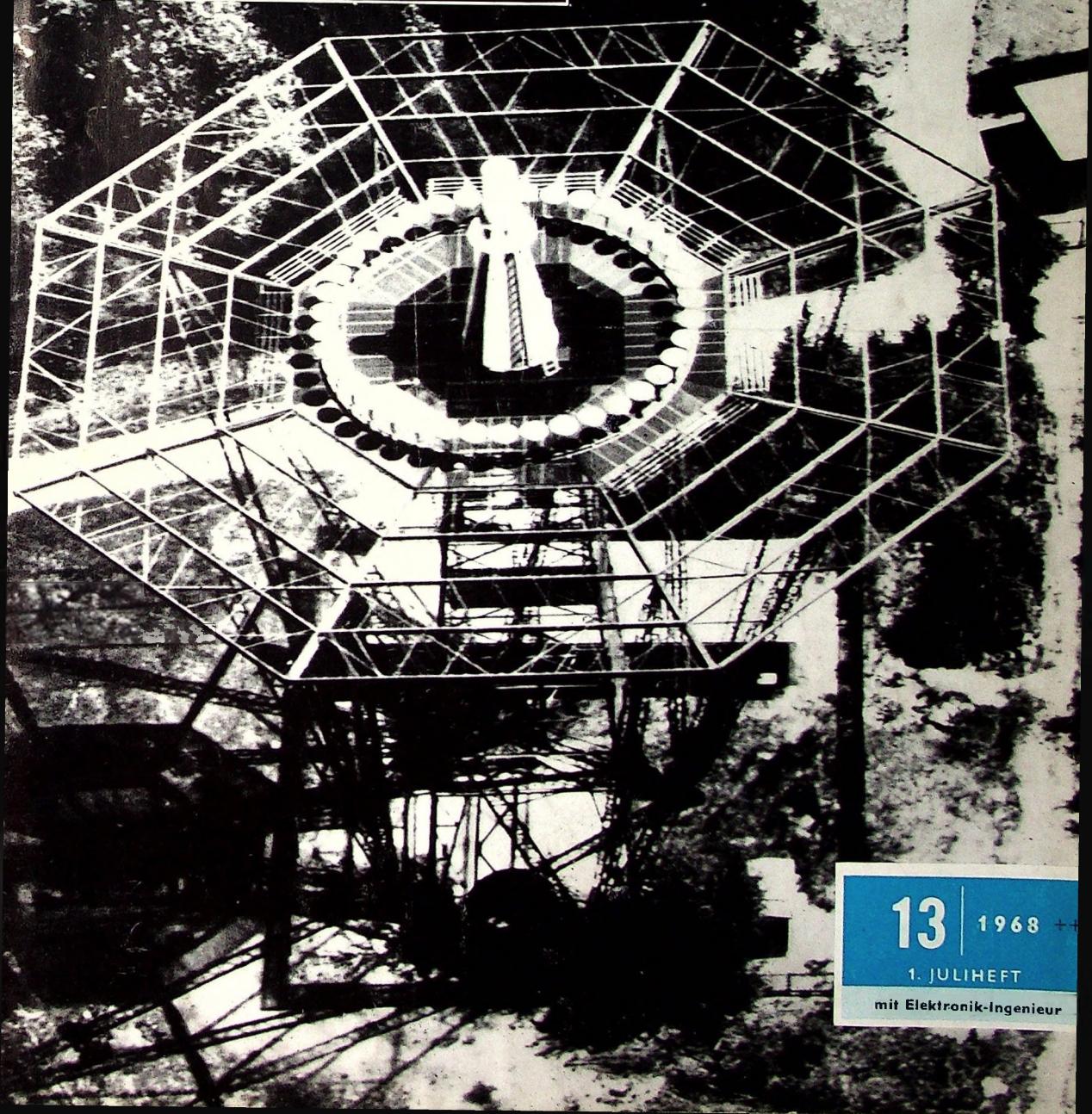


A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK



13

1968 ++

1. JULIHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



Warum Gold?

Mit *Permacolor* liegt Gold richtig, denn am goldenen Farbton erkennen Sie am besten die Qualität einer Farbbildröhre. Achten Sie darauf! Unsere neuen Farbbildröhren in *Permacolor*-Technik haben immer die gleiche, brillante Farbwiedergabe, auch gleich nach dem Einschalten. Durch eine spezielle Aufhängung der Lochmaske konnten wir das erreichen. Übrigens, der Zeitaufwand für den Service ist damit wesentlich verringert worden. Das ist für Sie bares Geld! Bisher war der Kontrast bei Farbbildröhren ein Problem. Wir haben jetzt durch besondere Wahl des roten Phosphors die Helligkeit des Schirmbildes um 20% gesteigert. Damit wird selbst in hellen Räumen Farbfernsehen problemlos. Und nicht zu vergessen: beim Schwarzweiß-Empfang sehen Sie wirklich weiße Flächen.

Hervorragend ist auch die Qualität. Weltweite Erfahrungen und jahrzehntelange Entwicklungen stecken in jeder *Permacolor*-Farbbildröhre. Untersuchungen über die Lebensdauer zeigten Betriebszeiten, die nur mit Langlebensdauer-Röhren vergleichbar sind. Selbstverständlich sind SEL-Farbbildröhren auch in SELBOND®-Technik lieferbar.
Der Vorteile wegen: SEL-Farbbildröhren mit *Permacolor*!

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Röhren
73 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112
Telefon: ** (0711) 35141, Telex: 7-23 594

Im weltweiten **ITT** Firmenverband

gelesen · gehört · gesehen	484
FT meldet	486
Modellfernsteuerung heute	487
Elektronik im Spiegel der Statistik Das Bauelement in der Elektronik	488
Elektronische Exporte der USA	488
Farbfernsehen Neue PAL-Identifikationsschaltungen	489
Doppler-Drehfunkfeuer in Turmaufbau	491
Fernsehen Sperrschwinger-Vertikal-Ablenkstufe für Schwarz-Weiß- Fernsehempfänger mit gemischter Bestückung	492
Persönliches	492
Antennen Anennen- und Verstärkeranordnungen für den Empfang mehrerer Fernsehsender aus einer Richtung	493
Sender und Programme	495
Halbleiter AA 113 — Germanium-Golddrahtdiode für Ratiotelektro- toren und Videodemodulatoren	496
Elektronik-Ingenieur Der Stromflußwinkel	497
Transistor-Darlington-Verstärker	499
Die Entwicklung der Nachrichtentechnik im Deutschen Museum München	500
Meßtechnik RC-Oszillator mit kleinem Klirrfaktor	501
Reduzierung der Einschaltströme von Anzeige-Glüh- lampen	503
FT-Bastel-Ecke Einfache Lichtschranke	504
Technik von morgen Elektronik für den Flug zum Mond; I. Bodenelektronik für das Apollo-Programm	505
Für den KW-Amateur Leistungsfähige 1-kW-Linear-Endstufe	507
KW-Kurznachrichten	511
Für den jungen Techniker Die Technik moderner Service-Oszilloskopen	512
Ausbildung	514

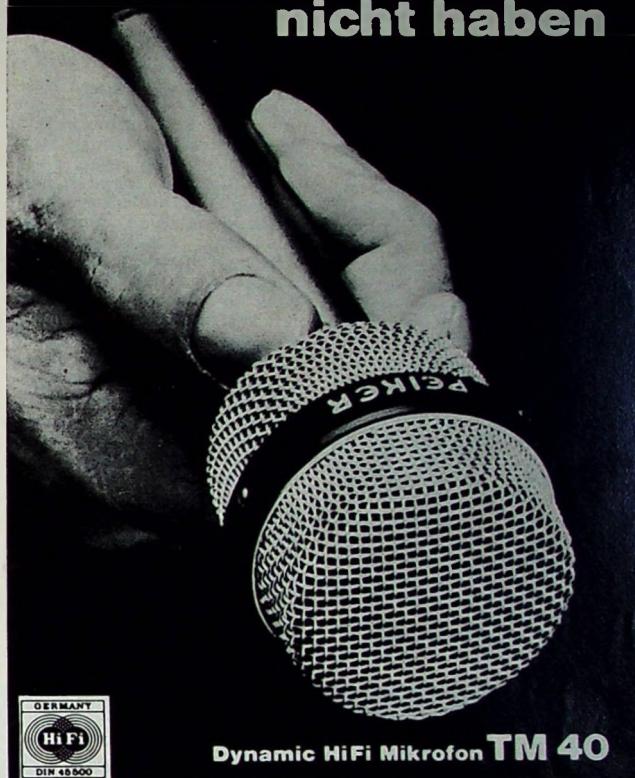
Unser Titelbild: Doppler-Drehfunkfeuer in Turmaufbau auf dem
Rhein-Main-Flughafen (s. a. S. 491) Aufnahme SEL

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier
nach Angaben der Verfasser. Seiten 482, 515 und 516 ohne redak-
tionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsig-
walde), Eichborndamm 141–167. Tel.: (0311) 4 12 10 31. Telegramme:
Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur:
Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Tech. Redakteure: Ulrich
Rodke, Fritz Guischmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner
W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Barisch;
Anzeigenlbg.: Marianne Weidemann; Chegraphiker: B. W. Beerwirth.
Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH.
PSch Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65,
Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis
je Heft 2,80 DM. Auslandspreis II. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK
darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck
— auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Foto-
kopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen
Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhofer



Dieses Mikrofon müssen Sie nicht haben



Dynamic HiFi Mikrofon TM 40

**ausser
Sie wollen
perfekte
Tonaufnahmen**

Geradliniger
Frequenzverlauf über den
gesamten Übertragungsbereich
(35 bis 16.000 Hz \pm 2 dB*).
Ausgeprägte nierenförmige
Richtcharakteristik. Ein Mikrofon
in Ganzmetallausführung, mit
eingebautem Windschutz und
Sprache-/Musikschaltung —
ein Dynamic HiFi Mikrofon
der Spitzenklasse.

* Prüfzertifikat liegt jedem
Mikrofon bei.

PEIKER acustic
Fabrik elektro-akustischer Geräte
präzise Tontechnik

6380 Bad Homburg - Obereschbach
Postfach 235 Tel. 06172/22084

**Signalspeicher „SS 01“
für Oszillografen**

Ein neuartiges Zusatzgerät für Oszillografen stellte Grundig Electronic auf der Hannover-Messe 1968 erstmalig vor. Das Gerät vermag kurze einmalige Signalvorgänge so zu speichern, daß davon lange Zeit sichtbare stehende Schirmbilder erzeugt werden können. Der mit einer endlosen Magnetbandschleife arbeitende Signalspeicher „SS 01“ ermöglicht ohne fotografische Aufzeichnung und ohne einen speziellen Speicheroszillografen die Beobachtung und Auswertung von kurzzeitigen Signalen oder einmaligen, bis zu 20 ms dauernden Vorgängen.

Der Speicher zeichnet das angelegte, zu überwachende Signal ständig auf, da seine kurze Magnetbandschleife ununterbrochen umläuft und nach jedem Umlauf von 20 ms Dauer automatisch wieder gelöscht wird. Auf diese Weise können auch solche Vorgänge sicher erfaßt werden, deren Auftreten zeitlich nicht vorausbestimmt ist, und zwar ohne besondere Vorbereitungen an der Meßanordnung.

Der Frequenzbereich des Signalspeichers ist 0 ... 100 kHz.

Der Eingang hat neun umschaltbare Spannungsbereiche zwischen 20 mV und 10 V.

**Integrierte Schaltungen
von SGS-Fairchild nach Maß**

Für die Herstellung von elektronischen Geräten, bei denen integrierte Schaltungen in großer Stückzahl verwendet werden, hat SGS-Fairchild einen neuen Kundendienst geschaffen. Es handelt sich hierbei um die Entwicklung und Fertigung integrierter Schaltungen speziell nach Kundenforderungen, und zwar von Schaltungen sowohl mit bipolaren als auch mit MOS-Bauelementen.

Für digitale Schaltungen in MOS-Technik wurde eine Mikromatrix-Anordnung entwickelt, die eine rasche Herstellung spezieller digitaler Schaltungen ermöglicht. Das Verfahren wurde unter dem Namen „MOS-Mini-Array“ bekannt. Diese integrierte Schaltung besteht aus P-Kanal-MOS-Transistoren vom enhancement-Typ, die in Matrixform von 5 × 12 Elementen auf einer N-Siliziumscheibe angeordnet sind. Die Elemente werden entsprechend den einzelnen Kundenwünschen durch geeignete vertikale und

horizontale Kontaktstreifen miteinander verbunden. Mit umfangreicherem Mikromatrix-Schaltungen ist es sogar möglich, MOS-Schaltungen, die bis zu 300 einzelne MOS-Transistoren enthalten, kurzfristig zu produzieren.

**Baustein-Meßautomat „ICMA“
für integrierte Schaltkreise**

Rohde & Schwarz hat ein Meßcomputer-System „ICMA“ zur Prüfung linearer und digitaler Schaltkreise sowie von Bausteinen der Radio- und Fernsehtechnik entwickelt. Dieser erste europäische Meßautomat für solche Zwecke (technische Einzelheiten enthält die Werkszeitschrift „Neues von Rohde & Schwarz“ Ausgabe 31, Juni/Juli 1968) erlaubt die Messung vieler Parameter mit hoher Geschwindigkeit, ist an den jeweiligen Stand der Technik (sowohl von der Geräteseite als auch von der Seite der immer weiter fortschreitenden Technologie der Mikrobausteine) anpassungsfähig, hat auch einen hohen Anpassungsgrad an bereits vorhandene datenverarbeitende Geräte und Einrichtungen und ist einfach zu bedienen und zu programmieren.

Druckempfindliche Diode

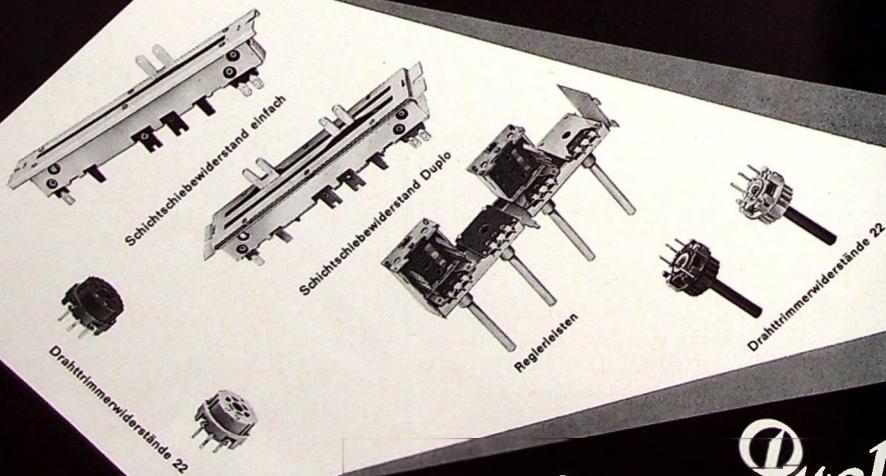
Die japanische Firma Matsushita hat eine neue Diode entwickelt, die den Elektronenfluß je nach dem in Anwendung gebrachten Druck steuert. Die neue Diode wurde unter der englischen Bezeichnung „Matsushita Pressure Sensitive Diode“ vorgestellt. Die MPS-Diode hat einen Durchmesser von 8 mm und verwendet die bisher für diesen Zweck gänzlich ungewöhnlichen Metalle Kupfer, Nickel und Gold; sie ist nach Angaben des Herstellers hundertmal empfindlicher als entsprechende zur Zeit auf dem Markt erhältliche Dioden.

**Drei neue „Ball“-Mikrofone
von Shure**

Die Shure Brothers Inc. (Evanston, Illinois, USA) ergänzte ihre Mikrofone des „Ball“-Typs (Cardioid-Charakteristik, minimale Rückkopplung, unempfindlich gegen Explosivlaute und Windgeräusche) durch drei neue Ausführungen, und zwar durch die Modelle „585SAV Unisphere A“ (Richtmikrofon mit Lautstärkeregler), „565S Unisphere I (Richtmikrofon mit Ein- und Ausschalter am Schraubfuß) und „566 Uni-

NEUE BAUELEMENTE

für Radio-, Fernseh- und Tonbandgeräte



Verlangen Sie unsere
neue Druckschrift

PREH-WERKE 8740 BAD NEUSTADT/SAALE

Preh



gelesen · gehört · gesehen · gelesen · gehört · gesehen · gelesen · gehört · gesehen



sphäre I" (Richtmikrofon, erschütterungssichere Ausführung, 30 ... 40 Ohm oder 150 bis 250 Ohm).

Dynamische Richtmikrofon-Kapsel „Intercept“ für Kommandomikrofone

Die Funktion von Kommandomikrofonen, wie sie in Industrieanlagen und Verkehrsbetrieben verwendet werden, ist durch Anlagerung von Eisenstaub und Schmutz stets sehr gefährdet. Die Membrane herkömmlicher Bauweise eines dynamischen Richtmikrofons kann außerdem leicht beim direkten Auftreffen eines Wasser- oder Druckluftstrahles zerstört oder bleibend deformiert werden. Beim neuen „Intercept“-System von Peiker ist deshalb ein der Membrane vorgelagert stabiler trichterförmiger Kunststoffteller am Rand so ausgebildet, daß der Eisenstaub sich immer im Tellerbereich anlagern muß. Die ringförmige Einlaßöffnung zwischen Tellerrand und Kapselgehäuse bleibt akustisch voll wirksam, selbst wenn der Tellerbereich mit Eisenstaub und Schmutz voll behaftet ist. Beim frontalen Aufprall eines Wasser-

strahls von bis zu 4 atü Druck oder beim Auftreffen entsprechend starker Druckluft verhindert die Kunststoffteller eine bleibende Deformierung oder Zerstörung der Membrane. Die neue Kapsel wird im Richtmikrofon „TM 81“ von Peiker verwendet (200 Hz ... 10000 Hz, Empfindlichkeit 0,14 mV/ubar an 200 Ohm, stark nierenförmige Charakteristik, Rückwärtsdämpfung im Sprachfrequenzbereich bei 165° etwa 18 dB, elektrische Impedanz 200 Ohm ± 15 %).

Kfz-Meßgeräte

Eine kürzlich erschienene Druckschrift „Meß- und Regeltechnik“ (DIN A 5 quer, 20 S.) von Gosser enthält vorzugsweise kurze technische Daten von Neuheiten. Unter anderem sind auch einige neue handliche (8,25 cm × 13,5 cm × 4,8 cm) Kfz-Meßgeräte aufgeführt, so der Drehzahlmesser „Rotapan“ für Ottomotoren (0 ... 1000 U/min und 0 ... 8000 U/min, umschaltbar in Form von Bauteilen einschließlich Laser zur Herstellung von Hologrammen. Den Aufnahmen muß eine interferometrische Prüfung vorausgehen, ob die mechanische Stabilität und Vi-

Widerstands-Meßgerät „Voltopan“ (0 ... 3,2 V, 0 ... 16 V, 0 bis 32 V; 0 ... 50 kOhm). Diese drei Geräte sind zum Messen an 6-, 12- und 24-V-Zündanlagen geeignet. „Rotapan“ und „Alphapan“ können bei Zweiz- und Viertaktmotoren verwendet werden.

Neu ist ferner auch ein Drehzahlmesser für Ottomotoren mit Magnetzündung (Einbau-Meßgerät 85 mm Ø; vor allem für Bootsmotoren, Hilfsmotoren für Segelflugzeuge, Notstromaggregate und dergleichen bestimmt; 0 ... 7000 U/min oder 0 ... 9000 U/min).

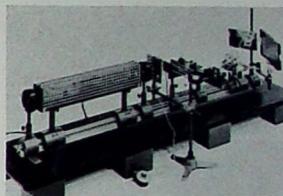
Aufbau zur Herstellung von Hologrammen

Die Holographie wird in zunehmendem Maße dort angewendet, wo räumliche Abbildungen von kleineren Werkstücken, Geräten, Profilen, Materialbrüchen usw. erwünscht sind.

Spindler & Hoyer KG, Göttingen, liefert einen Aufbau in Form von Bauteilen einschließlich Laser zur Herstellung von Hologrammen. Den Aufnahmen muß eine interferometrische Prüfung vorausgehen, ob die mechanische Stabilität und Vi-

brationsfreiheit des Aufbaus gegeben und thermische Einflüsse (Temperaturschwankungen, Zugluft) ausgeschaltet sind. Die für diese Prüfung erforderlichen Zusatzgeräte gehören ebenfalls zu dem angebotenen Teilesatz.

Objekt- und Referenzstrahl sind unabhängig voneinander in ihrer Richtung veränderbar, so daß das Objekt von verschiedenen Seiten ausgeleuchtet werden kann. Ein Raumfilter schwächt die unvermeidbaren Beugungerscheinungen in dem



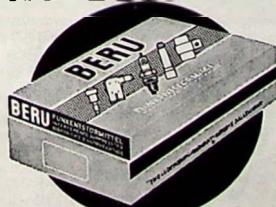
Referenzstrahl ab und verhindert dadurch störende Schwärzungen des holographischen Aufnahmematerials. Da der Aufbau aus einzelnen, listenmäßigen Bauteilen besteht, kann er beliebig verändert und erweitert werden.

Ist Funk-Entstörung im Auto ein Problem?

Nein

nämlich dann nicht, wenn man die notwendigen Teile in der richtigen Stückzahl und den passenden Ausführungen griffbereit zur Hand hat, zusammen mit der genauen Einbauleitung. Verwenden Sie die auf den einzelnen Motor abgestimmten

BERU ENTSTÖRMITTELSÄTZE

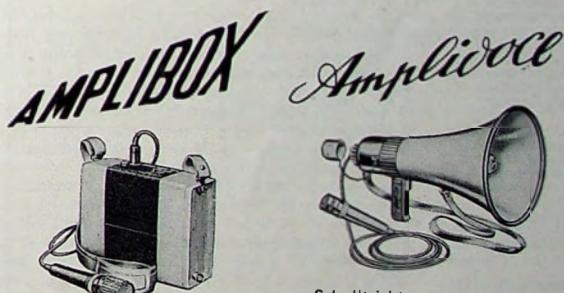


Verlangen Sie die Schrift: „Funkentstörung leicht gemacht“

BERU VERKAUFS-GMBH/7140 LUDWIGSBURG

Aus dem **GELOSO**-ELA-Programm

TRANSISTORVERSTÄRKER IN TASCHENFORM N. 2589



Transistorverstärker-Tasche
Getrenntes Mikrofon mit Kabel
Lautstärkeregler
Zwei Elyptik-Lautsprecher
Schallverbreitung
mit Kugelcharakteristik
Lange Betriebsautonomie

TRANSISTOR-SCHALLTRICHTER N. 2583



Schalltrichter
mit Transistorverstärker
Abnehmbares Mikrofon
mit Kabel
Lautstärkeregler
Große Schalleistung
Reichweite über 500 Meter
Lange Lebensdauer
der Trockenbatterien

Bitte fordern Sie unseren neuen Ela-Katalog an.



Vertrieb in der BRD: **ERWIN SCHEICHER & CO. OHG**
8013 Grasdorf/München. Brünneleinstraße 12, Telefon 0811/46 60 35

NADLER bietet an



Oszillograph W 4/7 H&B

ELECTRONIC

Ein hervorragendes Meßgerät auch für das Farbfernsehen, in handlicher, kompakter Ausführung spez. für Werkstatt, Kundendienst und Fertigung.

Technische Daten

Elektronenstrahlröhre: DG 7—32

Schirmdurchmesser: 7 cm (w)

Y-Verstärkung: Wechselspannungsverstärker

Ablenkkoefizient: Schmalband: 30 mV/cm

Breitband: 100 mV/cm

Schmalband: 5 Hz ... 1 MHz (—3 dB)

Breitband: 5 Hz ... 4 MHz (—3 dB)

3 Hz ... 6 MHz (—6 dB)

Schmalband: (1 Stufe) 30 mV/cm

Breitband: (6 Stufen) 0,1/0,3/1/3/10/30 V/cm

1 MΩ || ca. 36 pF

Eingangsimpedanz: 300 V_{AS} (Stellung 30 V/cm)

Maximal zulässige Eingangsspannung: 4 cm

Aussteuerung: 0,2 V_{AS} (50 Hz)

Vergleichsspannung: Wechselspannungsverstärker

X-Verstärkung: ca. 0,7 V/cm

Ablenkkoefizient: 1 Hz ... 400 kHz (—3 dB)

Frequenzbereich: < 1 Hz ... 700 kHz (—6 dB)

1 MΩ || ca. 36 pF

Eingangsimpedanz: 10 V_{AS}

Maximal zulässige Eingangsspannung: Selbstschwingend

Zeitablenkung: 4 Stufen: 10 ... 100 Hz, 100 ... 1000 Hz,

1 ... 10 kHz ... 10 ... 100 kHz

ca. 6 cm

Frequenzbereich: intern (positiv und negativ)

extern (negativ)

Netz

10 Hz ... 6 MHz

1 MΩ || ca. 30 pF

Bestückung: Röhren: EF 184, 2x PCF 80, PCC 88, PCC 85

EY 86, DG 7-32

Gleichrichter: B 500 C 400

110/220 V, 40 ... 60 Hz, ca. 40 VA

Breite: 167 mm

Gewicht: Höhe: 270 mm

Tiefe: 280 mm

Originalverpackt mit Bedienungsanleitung Schaltung und Garantiekarte

unser Preis **375,—**
(einschl. Mehrwertsteuer!)

NADLER Radio-Elektronik GmbH.

Stadtverkauf: 4 Düsseldorf, Friedrich-Ebert-Str. 41,

Telefon 35 14 25, Vorwahl 02 11, Telex 08 587 460

Stadtverkauf: 3 Hannover, Hamburger Allee 55,

Telefon-Sammel-Nr. 62 83 68, Vorwahl 05 11, Telex 09 23 375

Versand: 3 Hannover, Hamburger Allee 55,

Telefon-Sammel-Nr. 62 83 68, Vorwahl 05 11, Telex 09 23 375

Angebot freibleibend, ab Hannover. Versand per Nachnahme

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

Blaupunkt eröffnet Zweigbetrieb in Osterode

Die Blaupunkt - Werke GmbH, Hildesheim, haben in Osterode-Harz einen Zweigbetrieb eröffnet, in dem etwa 500 Mitarbeiter beschäftigt werden. Die Produktion wird in Räumen, die von der Deutschen Telephonwerke und Kabelindustrie AG gemietet wurden, aufgebaut. In Osterode werden Bauteile für Fernseh- und Rundfunkgeräte hergestellt, die zur Endmontage in die Blaupunkt-Werke nach Hildesheim und Salzgitter geliefert werden. Die Produktion ist Mitte Juni nach einem Stufenplan angelaufen, der Ende Juli abgeschlossen sein soll.

Minerva-Radio, Wien,
jetzt bei Grundig

Die Grundig-Gruppe, Fürth/Bayern, hat mit Wirkung vom 1. Juni 1968 die angesuchte österreichische Firma Minerva-Radio W. Wohlleber & Co., Wien, übernommen. Das 1919 gegründete Elektrounternehmen, das seit 1924 Rundfunk- und Fernsehgeräte für den österreichischen Markt herstellt, wird diese unter dem bisherigen Markennamen auch weiterhin erzeugen und an den Fachhandel liefern.

Das Unternehmen hat nach dem Tode des Firmengründers unter der erfolgreichen Leitung seiner Witwe, Frau Rissel-Wohlleber, gestanden. Die Veräußerung des Unternehmens an die Grundig-Gruppe entspricht dem Wunsch der Firmeninhaberin, die Kontinuität des Werkes zu sichern. Die Geschäftsleitung wird weiter in Händen des Direktors, Kommerzienrat Ing. Egon Mall, verbleiben.

Neue Vertriebsorganisation für die Marconi-Aeronautical Division

Nach der Ernennung von J. H. Court zum Marketing Manager hat Marconi eine umfassende Reorganisation der Vertriebsstruktur der Aeronautical Division durchgeführt. Es wurden vier Teams gebildet, die jeweils von einem Vertriebsleiter geführt werden. Für den europäischen Markt einschließlich Großbritanniens übernimmt J. A. Holmes den Vertrieb des militärischen Sektors und G. N. Thornton den Vertrieb des zivilen Sektors. K. H. Watkins ist Vertriebsleiter der Überseeregion und wird sowohl den militärischen als auch den zivilen Sektor in Asien, Australien, Afrika und dem Mittleren und Fernen Osten bearbeiten. Zum Vertriebsleiter mit den Aufgaben Administration und Planung mit besonderer Verantwortlichkeit für die Koordination der Vertriebspropaganda, Wahrnehmung der Belange anderer Gruppen und der Erstellung von Marktvorhersagen wurde J. D. McColl ernannt.

Neue Preisliste von SGS-Fairchild

SGS-Fairchild brachte mit Wirkung vom 1. Juni 1968 eine neue Preisliste (DIN A 5, 80 S.) heraus, die Angaben über 649 Transistoren und 208 integrierte Schaltungen enthält. Gegenüber der Preisliste vom 1. Januar 1968 sind wesentliche Preissenkungen zu verzeichnen, und zwar wurden die Preise von 124 Transistorarten und 25 integrierten Schaltungen verringert. Die durchschnittliche Preissenkung beträgt 27 %.

9 Meßtips für Spulen und Kondensatoren

In den Jahren 1965 bis 1967 erschienen in der Hauszeitschrift „Neues von Rohde & Schwarz“ unter anderem 9 Meßtips; sie betreffen: Richtiges Messen von Induktivitäten; Streu- und Geogeninduktivität; Wahl der Ströme und Spannungen bei der Messung; Betrachtung des Ersatzschaltbildes bei Kapazitätsmessungen sowie des Einflusses von Erdkapazitäten und Induktivitäten; Bei L- und C-Prüfung auftretende Meßfehler; Überschlagsrechnungen mit Nomogrammen; Genauer Meßbrückenabgleich; Erfassen des Kontaktwiderstandes von Kondensatoren. Diese 9 Beiträge stellt jetzt Rohde & Schwarz in Form eines Sonderdrucks zusammengefaßt (DIN A 4, 40 S.) Interessenten zur Verfügung.

500 Siemens-Datenverarbeitungsanlagen

Stadtverwaltung und Stadtwerke Bremerhaven haben bei Siemens eine elektronische Datenverarbeitungsanlage „4004/26“ in Auftrag gegeben. Der Rechner, der vor allem für kommunale Verwaltungsaufgaben und für die Energieverkaufsabrechnung ein-

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Modellfernsteuerung heute

In den letzten Jahren konnte sich der Kreis der Fernsteuerfreunde erheblich ausweiten. Hierfür gibt es verschiedene Gründe. So gelang es, die Technik der Modellfernsteuerung aus schwierigen Anfängen zu hoher Perfektion in der Spitzenklasse zu entwickeln. Ferner entstand im Laufe der Jahre eine kleine, aber leistungsfähige Industrie, zu der auch namhafte Radio- und Fernsehwerke zählen. Sie erschlossen dem Bau von Fernsteuergeräten wesentliche Fortschritte von der Transistorisierung bis zur integrierten Schaltung. Wer sich heute dem interessanten Hobby der Modellfernsteuerung widmen möchte, gleichgültig ob es sich um Flug- oder Schiffsmodelle handelt, kann aus einem vielseitigen Gerätangebot die für seine Verhältnisse richtige Anlage wählen.

Bei der Modellfernsteuerung handelt es sich darum, das jeweils vorhandene Flugzeug, Schiff oder Landfahrzeug von einem bestimmten Standort aus drahtlos zu lenken. Die Funkwellen sind dabei gewissermaßen ein verlängerter Arm, mit dem der Fernsteuerfreund die Fahrtrichtung seines Modells ändern kann oder noch andere Befehle übermittelt, wie beispielsweise Ein- und Ausschalten der Motoren, Beschleunigen oder Verlangsamen der Fahrt, Auslösen von Schall- und Rauchsignalen sowie Abwerfen von Fallschirmen oder Flugzetteln und der gleichen aus Flugmodellen.

Zu einer Fernsteueranlage gehören ein Sender, der die Wellen und Impulse über eine Slabantenne ausstrahlt, und ein Empfänger, der die Schwingungen aufnimmt und über geeignete Schaltmittel der Rudermaschine und den anderen Befehlsausführungs-Anordnungen zuführt. Zu diesem Zweck sind von der Bundespost einige Frequenzbänder freigegeben (13,56 MHz, 27,12 MHz und 40,68 MHz). Auf diesen Frequenzen dürfen Sender bis zu 5 W Antennenleistung arbeiten, die ausschließlich für elektronische Fernsteuerungen bestimmt sind. Beim Sender ist hohe Frequenzkonstanz — sie wird von der Bundespost vorgeschrieben — für eine stets einsatzbereite Funkfernsteuerung unbedingt notwendig. Diese Voraussetzung erfüllt die bewährte Quarzsteuerung. Sie vermeidet damit Störungen anderer Funkdienste wie der Polizei, der Flugsicherung und der Wetterämter.

Modellempfänger sollen leicht und klein sein, aber auch geringen Stromverbrauch haben, damit man mit möglichst kleinen Batterien auskommt. Außerdem müssen solche Empfänger mechanisch sehr stabil sein und sich den harten Beanspruchungen, vor allem beim Flugbetrieb, gewachsen zeigen. Im modernen Empfänger dominiert das Superprinzip, obwohl es — vorwiegend für Anfänger — noch die wesentlich einfachere und auch billigere Pendelaudionschaltung gibt. Allgemein wendet man das bewährte Bausteinprizip an. Es ist besonders praktisch, denn die Empfangsanlage läßt sich mit wenigen Handgriffen den jeweiligen Erfordernissen anpassen. So kann man an den Empfangsteil mit NF-Ausgang eine oder mehrere Schaltstufen für jeweils zwei Kanäle anstecken. Über ein mehrpoliges Steckersystem wird die Betriebsspannung für Elektronik und Rudermaschinen — sie sind direkt an die einzelnen Schaltstufen angeschlossen — weitergegeben. Die Empfängerschaltung selbst ist in einem Ausführungsbeispiel mit abgestimmter Vorstufe, quarzgesteuertem Oszillator und vierstufigem ZF-Verstärker hochwertig ausgelegt und auf zwei gedruckten Schaltungsplatten aufgebaut. Es werden die erste und zweite ZF-Stufe geregt. Ein doppelt wirksamer Übersteuerungsschutz zwischen Ausgangskreis der zweiten ZF-Stufe und Ausgangskreis der Vorstufe sowie zwischen Ausgangskreis der ersten ZF-Stufe und Ausgangskreis des Mixers verhindert Übersteuerungen und Zustopfen des Empfängers in unmittelbarer Nähe des arbeitenden Senders.

Wenn der Super auf einen anderen HF-Kanal umgestellt werden soll, kann man den Miniaturspeckquarz des Empfängerszillators leicht austauschen. Die nur rund 14 kHz breite Durchlaßkurve des Empfängers

erlaubt es, wahlweise 12 verschiedene HF-Kanäle zu belegen und bis zu 12 Superhetanlagen gleichzeitig nebeneinander zu betreiben.

Bei Fernsteuersendern sind Ausgangsleistungen um 400 mW gebräuchlich. Praktisch sind Bauformen, die einen Standbetrieb zulassen oder mit einem Tragriemen umgehängt werden können. Für Mehrkanalsteuerungen wird der Sender moduliert. Verschiedene Tonfrequenzen lösen über den Empfänger die gewünschten Ruderausschläge und Motorschaltungen aus. Interessant ist die Modulationsart für den HF-Teil. Während im betrachteten Beispiel der Oszillator sofort nach dem Einschalten des Senders schwingt, bleibt die Leistungs-Endstufe zunächst ohne Stromzuführung und arbeitet nicht. Erst wenn der Schalttransistor leitend wird, gelangt die Plusspannung an die Endstufe. Auf diese Weise wird die HF-Leistungs-Endstufe im Rhythmus der NF impulsartig ein- und ausgeschaltet. Die Impulsmodulation ohne Dauerträger hat den Vorteil hohen Wirkungsgrades und geringer Störungsmöglichkeit. Durch Wegfall des Dauerträgers ist die versehentliche Störung eines fremden Empfängers bei nicht ausgeschaltetem Sender mit Sicherheit zu vermeiden.

Spitzenleistungen garantieren die Proportionalsteuerung. Dabei werden die Befehle in den einzelnen Kanälen unter Ausnutzung der Digitaltechnik simultan übertragen. Bei einer typischen, anspruchsvollen Anlage sind Sender und Empfänger bis zu 14 Kanälen ausbaufähig. Ferner ist einwandfreier Parallelbetrieb von 12 Anlagen auf den 12 Normfrequenzen im 27-MHz-Bereich möglich. Bei digitalen Fernsteueranlagen werden die vom Sender abgestrahlten Impulse im Empfänger abgezählt und in der Reihenfolge der Kanäle den Schaltstufen zugeführt. Die Anwendung solcher Zählschaltungen ist in der Funkfernsteuerung relativ neu. Proportionale Anlagen haben die Eigenart, daß die Rudermaschinen exakt gleichmäßig dem Ausschlag des Steuernüppels folgen. Dadurch kann jeder beliebige Ruderausschlag synchron und stetig eingestellt werden. Der zu dieser Anlage gehörende voll transistorisierte Sender verfügt in der Grundausrüstung über sechs Kanäle und über einen in beiden Bewegungsrichtungen neutralisierenden Kreuzknüppel mit zweifacher stufenloser Trimm-Möglichkeit in gleicher Richtung wie der Steuernüppel und über einen Steuernüppel. Die beiden möglichen Ausbaustufen umfassen jeweils den elektronischen Steckbaustein und den Bediensatz. Die erste Ausbaustufe enthält einen weiteren zweifach trimmbaren Kreuzknüppel, der allerdings nur in einer Bewegungsrichtung neutralisiert, während er in der anderen Lage stabil ist. Bei Vollausbau auf 14 Kanäle durch die zweite Ausbaustufe kommen noch zwei Steuernüppel hinzu. Eine Steckverbindung kontaktiert den Bediensatz mit der elektronischen Schaltung. Dabei kann jede Funktion der Steuernüppel und Steuernüppel auf einen beliebigen Doppelkanal gelegt werden.

Heute dominiert die Proportionalanlage, denn ihre Vorteile sind gegenüber einfachen Anlagen überzeugend. Die Preise gelten als eingespielt, zumal auch der Konkurrenzkampf unter den Herstellern größer geworden ist; sie könnten ein annehmbar niedriges Niveau erreichen. Trotzdem brachte noch vor einiger Zeit die Nürnberger Messe 1968 als Neuheiten einfache Tip-Anlagen heraus, die in der untersten Preislage liegen (Sender rund 70 DM, Empfänger etwa 100 DM) und im Empfangsteil noch Pendler benutzen. Bei dieser Empfängerart — sie entspricht nicht den Selektionsanforderungen des Schmalbandbetriebs — muß man mit Störungen durch andere Anlagen rechnen.

Eine gewisse Bedeutung hat auch der Selbstbau von Fernsteueranlagen erlangt. Der eine oder andere Hersteller brachte geeignete Bausätze heraus. Sie sind neuerdings betriebsfertig aufgebaut sowie abgeglichen und gestalten den Zusammenbau einfacher Anlagen. Dazu gehören HF-Bausteine, ZF-Verstärker, NF-Teile und Tongeneratoren.

Werner W. Diefenbach

Elektronik im Spiegel der Statistik

Das Bauelement in der Elektronik

In Deutschland umfaßt der Begriff „elektronische Technik“ – wenn man die Leistungselektronik hier einmal außer acht läßt – die gesamte Nachrichtentechnik. Dazu gehören die Funknachrichtentechnik einschließlich Radio, Fernsehen und Phono, die Drahtnachrichtentechnik (zum Beispiel Telefonie und Fernschreiben), die Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik, die Datenverarbeitung, elektronische Bauelemente, Ferteldekkabel sowie auch die Röntgentechnik.

Das Produktionsvolumen der deutschen elektronischen Industrie läßt sich für 1967 auf rund 12 Mrd. DM veranschlagen. An der gesamten Elektroproduktion (1967: 28,6 Mrd. DM) hatte sie einen Anteil von 42 % (Vorjahr 40 %). Die Elektronik umfaßt folgende wichtige Erzeugnisgruppen: die Investitionsgüter (professionelle Technik) mit 55 ... 60 % Umsatzanteil, die Gebrauchsgüter (Unterhaltungselektronik) mit etwa 30 % Umsatzanteil und die Bauelemente mit 10 ... 15 % Umsatzanteil.

Bei elektronischen Bauelementen werden drei Hauptgruppen unterschieden: passive Bauelemente, Röhren sowie Halbleiter. Dem Wert nach wuchsen diese drei Bereiche etwas langsamer als die gesamte Elektronik. Der Grund dafür liegt in Preissenkungen, besonders bei Halbleitern, während die Preise für Röhren etwa gleichblieben. Im Mittel ergab sich bei aktiven Bauelementen seit 1962 eine Preissenkung von 10 bis 15 %.

Die passiven Bauelemente, also zum Beispiel Widerstände und Kondensatoren, weisen eine verhältnismäßig ruhige und gleichmäßige Entwicklung auf. Die Elektronenröhren – insbesondere die Empfängerröhren – werden dagegen zunehmend durch Halbleiter-Bauelemente abgelöst. Der Halbleitersektor schließlich ist das lebhafteste Gebiet.

Der europäische Bauelementemarkt

Nach den letzten Untersuchungen der amerikanischen Zeitschrift „Electronics“ hatte der europäische Bauelementemarkt 1967 ein Volumen von 10,6 Mrd. DM; darin sind jedoch auch die in deutschen Statistiken nicht miterfaßten Lautsprecher, Magnettänder und Antennen enthalten. Für die USA wurde ein Betrag von nicht weniger als 26,6 Mrd. DM genannt, und für Japan kann man mit einem Produktionswert von rund 3,5 Mrd. DM rechnen. Wichtigste Märkte in Europa waren die Bundesrepublik, Großbritannien und Frankreich mit jeweils zwischen 20 und 25 % Anteil. Die wertmäßig größten Erzeugnisgruppen waren Elektronenröhren (mit 1,8 Mrd. DM), Halbleiter (mit 1,4 Mrd. DM) und Kondensatoren (mit 0,95 Mrd. DM). Der Absatz von integrierten Halbleiterschaltungen erreichte dagegen erst einen Wert von 110 Mill. DM (knapp 8 % aller Halbleiter). Für 1968 rechnen Fachkreise trotz der nicht allzu starken Wirtschaftsbelebung in einigen wesentlichen Produktions- und Absatzländern mit einer Zuwachsrate des Bauelementeabsatzes von etwa 6,5 %.

Nach einem Referat von Dr. W. Müller auf der Siemens-Pressekonferenz anlässlich der Hannover-Messe 1968.

Die Zunahme des Bauelementeumsatzes für 1968 wird in den einzelnen Ländern zwischen 3 und 10 % liegen. Beachtliche Wachstumsraten werden bei Ferriten (mit 10 %), speziellen Halbleitern (mit 13 %) und integrierten Schaltungen (mit 75 %) sowie bei Bildröhren (mit 22 %) erreicht werden.

Entwicklungsaussichten der Bauelementeindustrie

Die Bauelementeindustrie dürfte auf lange Sicht – wie das Beispiel USA lehrt – gute Wachstumschancen haben. Besonders schnell wachsende Märkte für den Absatz von Bauelementen werden elektronische Industrieausstattungen – dazu zählen die Datenverarbeitung, die Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Funk- und Fernsehanlagen, die Nuklearelektronik sowie die Elektromedizin – sein.

Auch im Bereich der elektronischen Konsumgüter ist sicherlich mit einer kräftigen Belebung zu rechnen, wenn das Farbfernsehen in Europa zum Durchbruch gelangt. Bei den Bauelementen selbst dürften die zunehmende Ablösung der Elektronenröhren durch Halbleiter und die Anwendung integrierter Schaltungen Schwerpunkte setzen.

Halbleiterabsatz in der Welt

Der Halbleiterabsatz in der Welt wird weiterhin ansteigen, wenn auch möglicherweise nicht mit den bisherigen Steigerungsraten. Zur Zeit haben die USA einen Weltmarktanteil von etwa 50 %, Japan von rund 25 % und Europa ebenfalls von etwa 25 % (davon die Bundesrepublik rund ein Fünftel). Wegen der bei Halbleitern auch künftig zu erwartenden Verbilligung wird der wertmäßige Umsatz jedoch mit einer geringeren Rate steigen als der Stückzahlmäßige. Bei Transistoren dürfte in den nächsten Jahren mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit ein Wendepunkt des bisher steigenden Bedarfs zu erwarten sein. Auch hier ist ein starker Preisrückgang wahrscheinlich.

Der Rückgang des Transistorbedarfs ist auf das Vordringen der integrierten Schal-

tungen zurückzuführen, deren mengenmäßiger Absatz, besonders in den USA, stark ansteigt. Diese Bauelemente werden nämlich nicht nur, wie man ursprünglich annahm, in der Computer- und Raumfahrttechnik angewendet. Bereits heute zeichnet sich für viele Anwendungen, zum Beispiel auch in Rundfunk- und Fernsehgeräten, ein wesentlicher Bedarf an integrierten Schaltungen ab. Ein weiteres in der Zukunft sicher sehr bedeutend werdendes Anwendungsbereich für Halbleiterbauelemente ist die Kfz-Elektronik.

Elektronische Exporte der USA

Die elektronische Industrie der Vereinigten Staaten von Amerika hat im vergangenen Jahr ihre Exporte um vierundzwanzig Prozent auf wertmäßig 1490 Millionen Dollar steigern können. Wie das amerikanische Handelsministerium in diesem Zusammenhang betonte, entfielen rund vierundfünfzig Prozent der Gesamtexporte auf Rechenanlagen sowie Rundfunk- und Fernsehgerät und Zubehör. Gleichzeitig erhöhten sich die Importe an elektronischen Erzeugnissen um elf Prozent auf 801,3 Millionen Dollar. Die Europäische Wirtschaftsgemeinschaft, die neunundzwanzig Prozent des Gesamtexportes aufnahm, bildete einen der wichtigsten Absatzmärkte für die elektronische Industrie der Vereinigten Staaten. Auf Kanada entfielen siebzehn Prozent; Großbritannien, Japan, die Schweiz, Mexiko und Schweden nahmen zusammen weitere achtundzwanzig Prozent auf. Die Ausfuhr von Rechenanlagen sowie Radio- und Fernsehteilen erhöhte sich nach den Angaben des amerikanischen Handelsministeriums im Vorjahr um neununddreißig Prozent auf 799,6 Millionen Dollar. Hier war die Europäische Wirtschaftsgemeinschaft mit 165,8 Millionen Dollar der größte Abnehmer. Der Export von elektronischen Röhren erhöhte sich um sieben Prozent auf 77,6 Millionen Dollar, wobei allein die Ausfuhr von Fernsehbildröhren um einundzwanzig Prozent auf 19,3 Millionen Dollar zunahm. Der größte Abnehmer von Fernsehbildröhren mit rund sieben Millionen Dollar war die Europäische Wirtschaftsgemeinschaft.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juniheft 1968 unter anderem folgende Beiträge:

Auch Europas Technologie will gehandelt sein

Diodenabgestimmter Resonanzkreis

Entwurf und Übertragungseigenschaften des Emitterfolgers

Neue Halbleiterbauelemente

Einsatz von TTL-Schaltkreisen in peripheren Geräten von Datenverarbeitungsanlagen

Halbleiter auf der Pariser Bauelementeausstellung

Dehnungsmessstreifen-Meßtechnik auf der Hannover-Messe 1968

Dickfilmtechnologie

Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

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

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Neue PAL-Identifikationsschaltungen

Die beschriebenen Schaltungen geben einen Einblick in neue Arten der PAL-Synchronisierung in Farbfernsehempfängern.

Die beim PAL-Farbfernsehensystem im Sendercoder von Zeile zu Zeile vorgenommene 180° -Umschaltung der Rotkomponenten des Farbartsignals muß im Empfänger wieder aufgehoben werden. Hier-

zugsphasenlage für die Farbträgerregeneration und zweitens die richtige Umschaltphase für den PAL-Schalter.

In den meisten bisher bekannten Schaltungen wird eine durch den Phasenvergleich von Burst und Referenzträger ge-

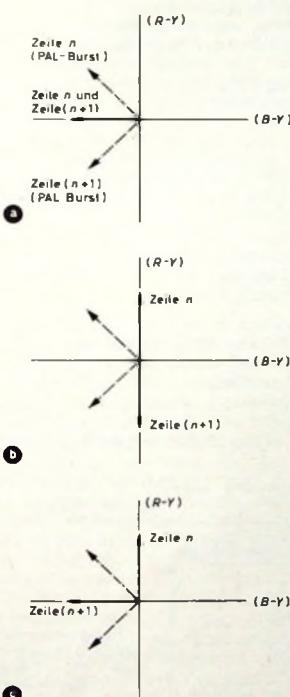
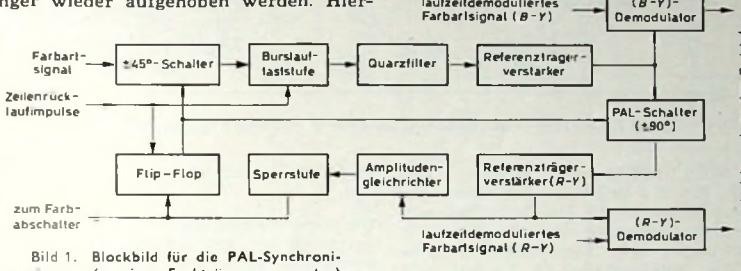


Bild 2. Lage des Bursts im geschalteten Farbartsignal:
a) von Zeile zu Zeile gleichphasiger Burst (Fall 1),
b) von Zeile zu Zeile gegenphasiger Burst (Fall 2),
c) um -45° gedrehter PAL-Burst (Fall 3)

zu ist es erforderlich, daß der PAL-Schalter im Empfänger mit demjenigen im Sender synchron läuft. Das Farbsynchronsignal (Burst) wird, von Zeile zu Zeile wechselnd, um $\pm 45^\circ$ zur $-(B-Y)$ -Achse in der Phase gedreht, übertragen. Es enthält zwei Informationen. Erstens die Be-

ing. Werner Henze ist Entwicklungsingenieur für Schaltungen auf dem Gebiet des Farbfernsehens bei AEG-Telefunken, Hannover.

der Amplitudengleichrichtung des Referenzträgers gewonnene Gleichspannung steuert eine Sperrstufe. Im Fall 1 wird der Flip-Flop nicht gesperrt. Im Fall 2 liefert die Referenzträgergleichrichtung nur eine sehr kleine Spannung, so daß die Sperrstufe den Flip-Flop stoppt. Dann wird auch der $\pm 45^\circ$ -Schalter in einer bestimmten Stellung angehalten. Er dreht nun das Farbartsignal und damit auch den Burst um -45° gegenüber der $-(B-Y)$ -Achse (Bild 2 c, Fall 3). Die im Fall 3 am Ausgang des Quarzfilters stehende Spannung hat dann zur Folge, daß der Flip-Flop wieder anlaufen kann. Hat er mit der falschen Schaltphase begonnen, dann

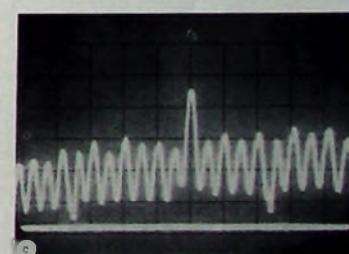
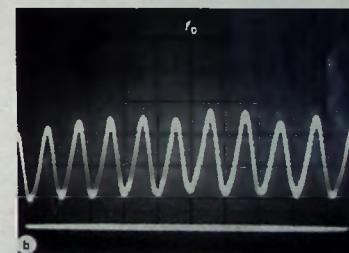
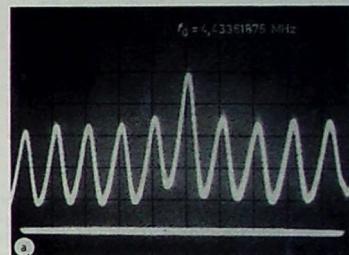


Bild 3. Mittlerer Teil des Burstspektrums im Fall 1 (a),
2 (b) und 3 (c); 1 Skl. \triangle etwa 15,625 kHz

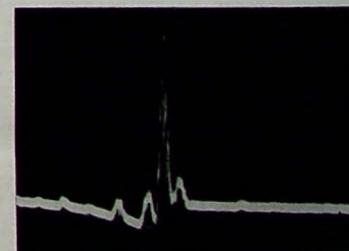


Bild 4. Spektrum am Quarzfilterausgang im Fall 2

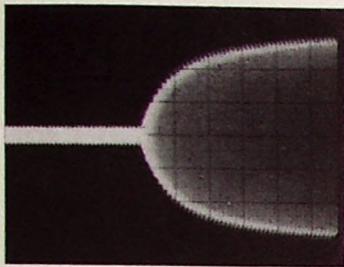


Bild 5. Einschwingen des Quarzfilters
(Wechsel von Fall 2 in Fall 1); 1 Skl. \approx 1 ms

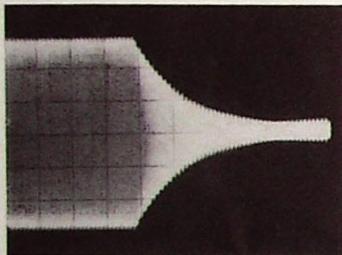


Bild 6. Ausschwingen des Quarzfilters
(Wechsel von Fall 1 in Fall 2); 1 Skl. \approx 1 ms

wird er anschließend gleich wieder gestoppt. Das erneute Anlaufen des Flip-Flop wiederholt sich so lange, bis die richtige Schaltphase erreicht ist, denn nur dieser Zustand ist stabil. Die Bilder 5 und 6 zeigen das Ein- und Ausschwingen des Quarzfilters entsprechend dem Wechsel von Fall 2 in Fall 1 und umgekehrt. Der Flip-Flop ruht sowohl im Fall 2 als auch bei Schwarz-Weiß-Sendungen (kein Burst). Eine dritte Möglichkeit den Flip-Flop zu stoppen, besteht darin, daß der im Fall 1 entstehende Referenzträger infolge geringer Feldstärke an der Antenne zu klein ist. Es kann deshalb mit der integrierten Ausgangsspannung der Sperrstufe oder des Flip-Flop ein Farbschalter betrieben werden. Bei schwachem Antennensignal ist ein fortwährendes Ein- und Ausschalten des Farbschalters nicht möglich, weil der von Zeile zu Zeile gleichphasige Burst eine größere Referenzträgerspannung zur Folge hat als der konstant um 45° gedrehte PAL-Burst. Der Grund hierfür ist, daß die Komponenten des PAL-Bursts, die zur Aufrechterhaltung der Trägerschwingungen im Quarzfilter beitragen, kleiner sind als die des geschalteten Bursts im Fall 1. In Tab. I sind die einzelnen Funktionen der PAL-Synchronisierung zusammengestellt.

Ein praktisches Schaltbeispiel ist im Bild 7 dargestellt. Beim $\pm 45^\circ$ -Schalter ist R_6 im Betrag gleich dem Blindwiderstand von C_4 . Das Glied R_6 , C_4 dreht die Phase des Farbartsignals um -45° , wenn D_2

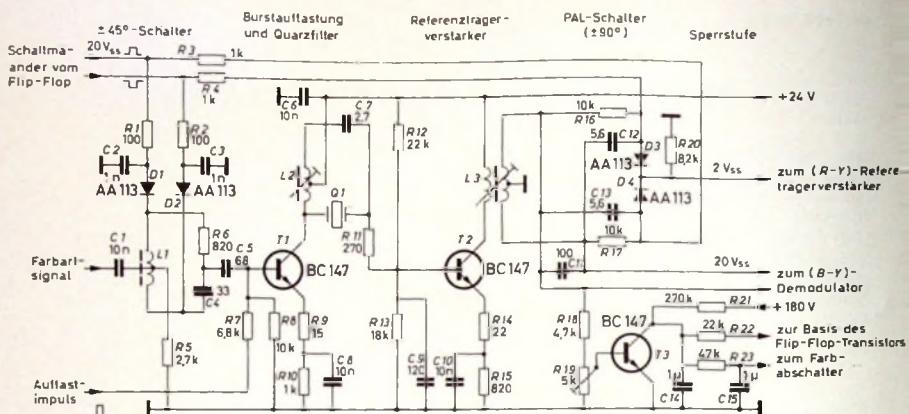


Bild 7. PAL-Synchronisierschaltung bei passiver Farbträgerregenerierung

Strom führt, und um $+45^\circ$, wenn $D1$ leitend ist. $R6, C4$ liegen an der bifilar gewickelten Spule $L1$, die die an $C1$ liegende Farbartsignalspannung um den Faktor 2 herauftransformiert. Der Eingangswiderstand der Burstaufstaststufe $T1$ hat, wie rechnerisch bewiesen werden kann, keinen Einfluss auf die die $\pm 45^\circ$ -Drehung.

Nach dem Quarzfilter wird zunächst der entstandene Referenzträger mit T_2 verstärkt. Er gelangt dann zum PAL-Schalter, zum (B-Y)-Synchrongenerator und über R_{18} , R_{19} an die Basis von T_3 . Hier wird er mit der Basis-Emitter-Strecke gleichgerichtet und schaltet im Fall 1 T_3 nach Masse durch. Im Fall 2 wird der Flip-Flop gestoppt. Es liegt dann über R_{21} , R_{22} eine positive Spannung an der Basis des einen Flip-Flop-Transistors, weil T_3 wegen der zu kleinen Referenzträgerspannung nicht wirksam ist. Die Folge ist, daß der mit T_1 um -45° gedrehte PAL-Burst aufgetastet (Fall 3) und wegen des nun größeren Referenzträgers T_3 wieder leitend wird. Damit ist ein neuer „Anlaufversuch“ des Flip-Flop gegeben. Die an C_{14} liegende Spannung wird mit R_{23} , C_{15} integriert und dem Farbabschalter zugeführt. Mit dem Einstellpotentiometer R_{19} legt man den Punkt fest, bei dem im

Fall 1 der Farbabschalter wirksam werden soll

Die beschriebene Schaltung arbeitet bei verrauschtem FBAS-Signal und starken Störungen noch einwandfrei, weil der Rauschanteil hinter dem schmalbandigen Quarzfilter klein ist und weil eine Gleichspannung verwendet wird, um die richtige Schaltphase des PAL-Schalters zu erreichen. Die Anzahl der Anlaufversuche des Flip-Flop bei falscher Schaltphase ist praktisch klein. Der Farbabschalter bleibt während der Versuche eingeschaltet. Da keine von der Farcträger- und Burstphase abhängige Gleichspannung benutzt wird, ist der Phasenabgleich des Referenzträgers für die PAL-Synchronisierung unkritisch. Die PAL-Identifikation ist also auch dann gewährleistet, wenn sich der Referenzträger beispielsweise infolge eines möglichen Quarzfilter-Temperaturgangs in der Phase dreht.

Eine andere neue Art der PAL-Synchronisierung zeigt Bild 8. Der mit dem PAL-Schalter gewonnene ($R-Y$)-Referenzträger wird konstant um -45° oder $+45^\circ$ in der Phase gedreht und in einem Phasendiffektor mit dem Burst verglichen. Die durch den Phasenvergleich entstandene

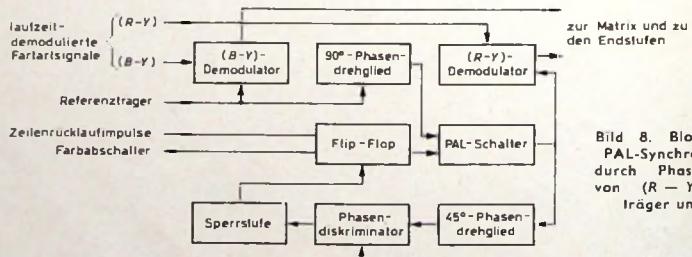


Bild 8. Blockbild der PAL-Synchronisierung durch Phasenvergleich von (R - Y)-Referenzträger und Burst

Gleichspannung beeinflußt den Flip-Flop, der die Steuerspannung für den PAL-Schalter liefert. Es sind für den Phasenvergleich des ($R-Y$)-Referenzträgers mit dem Burst 3 Fälle zu unterscheiden.

- a) Flip-Flop läuft mit richtiger Schaltphase,
 b) Flip-Flop läuft zunächst mit falscher Schaltphase und wird dann gestoppt, und
 c) Flip-Flop ist gestoppt und läuft erneut

Die Zeigerdiagramme im Bild 9 veranschaulichen, welche Spannungen in den

Tab. I. Funktionsstufen der PAL-Synchronisierung bei passiver Farbträgerregenerierung						
	Fall	Bild	Burst- Phasenlage	Flip-Flop	Zustand	Sperrstufe
Zeile n Zeile $(n + 1)$	1	2 a, 3 a	$+180^\circ$ $+180^\circ$	läuft	stabil	aus
Zeile n Zeile $(n + 1)$	2	2 b, 3 b	$+90^\circ$ -90°	stoppt	labil	ein
Zeile n Zeile $(n + 1)$	3	2 c, 3 c	$+90^\circ$ $+180^\circ$	läuft an	labil	aus

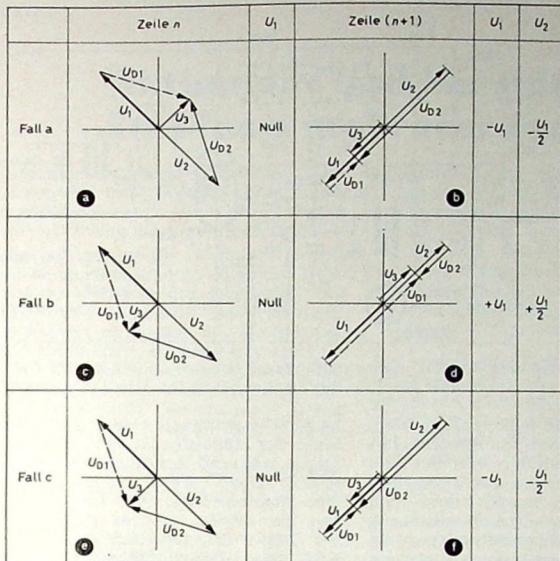
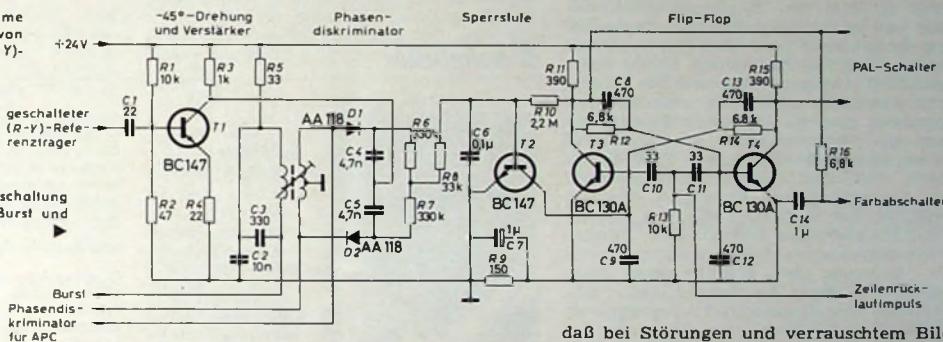


Bild 9 (oben). Zeigerdiagramme für den Phasenvergleich von Burst und geschaltetem ($R - Y$)-Referenzträger

Bild 10. PAL-Synchronisierschaltung durch Phasenvergleich von Burst und ($R - Y$)-Referenzträger



einzelnen Fällen am Ausgang des Phasendiskriminators stehen, wenn der ($R - Y$)-Referenzträger um -45° gedreht wird.

Die vom Phasendiskriminator gesteuerte Sperrstufe wirkt so auf den Flip-Flop ein, daß er in den Fällen a und c anlaufen kann und im Fall b gestoppt wird. Hat der Flip-Flop die richtige Schaltphase (Fall a), dann ist die Sperrstufe unwirksam. Läuft er aber mit der senderseitigen PAL-Umschaltung nicht synchron, so ergibt sich eine positive Gleichspannung am Ausgang des Phasendiskriminators. Die Sperrstufe hält den Flip-Flop in einer bestimmten Stellung an (Fall b).

Im Fall c entsteht am Phasendiskriminator eine negative Spannung, die den Flip-Flop entweder mit richtiger (Fall a) oder falscher Phasenlage (Fall b) anlaufen läßt.

Es ist möglich, daß sich folgende Fälle aneinanderreihen: b - c - b - c - a - a - usw. Die Fälle b und c wechseln so lange, bis der stabile Zustand (Fall a) erreicht ist. Die Anzahl der Anlaufversuche („Abwechseln der Fälle b und c) je Zeiteinheit bestimmt das RC-Glied, das die Ausgangsspannung des Phasendiskriminators integriert. Die praktische Erprobung der Schaltung hat gezeigt, daß nur wenige Anlaufversuche nötig sind, um den Flip-Flop zu synchronisieren. Die Sperrstufe stoppt den Flip-Flop auch bei Schwarz-Weißsendungen. Die Spannung am Ausgang des Phasendiskriminators ist dann Null.

ger wird mit C_1 , R_1 , R_2 und dem Eingangswiderstand von T_1 um -45° in der Phase gedreht. Nach der Verstärkung mit T_1 wird der Referenzträger mit dem Burst in einem Phasendiskriminator verglichen. Im Fall b und bei Schwarz-Weiß-Sendungen ist T_2 infolge der positiven Spannung, die an R_{10} liegt, leitend. T_3 ist gesperrt, und der Farbabschalter ist eingeschaltet. In den Fällen a und c entsteht am Ausgang des Phasendiskriminators eine negative Spannung. Es ist dadurch im Fall c die Möglichkeit eines neuen Anlaufversuchs des Flip-Flop gegeben. Im Fall a bleibt die richtige Schaltphase des PAL-Schalters erhalten.

Um eine größere Einschalt- als Ausschaltschwelle für den Farbabschalter im Fall a bei schwachem Antennensignal zu erreichen, wird die am Kollektor von T_3 abgegriffene Spannung mit R_{10} , C_6 integriert. Sie ist bei gestopptem Flip-Flop größer als bei laufendem. Ein fortwährendes Ein- und Ausschalten des Farbabschalters bei verrauschemtem FBAS-Signal ist damit vermieden. Als Vorteile der beschriebenen Schaltung können angegeben werden, daß kein Abgleich speziell für die PAL-Synchronisierung notwendig ist und

Mit der integrierten Schaltmäanderspannung des Flip-Flop kann also der Farbabschalter betrieben werden.

Im Bild 10 ist ein Schaltbeispiel dargestellt. Der geschaltete ($R - Y$)-Referenzträger

daß bei Störungen und verrauschemtem Bild der Flip-Flop noch einwandfrei synchronisiert wird. Auch ist hervorzuheben, daß diese Schaltung auf einem sehr einfachen Prinzip beruht und daher mit einer geringen Anzahl von Bauteilen wirtschaftlich verwirklicht werden kann.

Doppler-Drehfunkfeuer in Turmaufbau

Innerhalb der Bundesrepublik Deutschland hat die Bundesanstalt für Flugsicherung bis jetzt 33 UKW-Drehfunkfeuer aufgestellt. Diese VOR-Anlagen (very high frequency omnirange) sind die derzeit wichtigste Navigationshilfe für den Streckenflug. Sie markieren die einzelnen Luftstraßen und dienen als Anflugfunkfeuer im Bereich der Flughäfen. Der Rhein-Main-Flughafen verfügt beispielsweise über zwei Drehfunkfeuer („Metro“ und „Charlie“) für die navigatorische Versorgung der beiden östlichen Warteräume und erhält zwei weitere Anlagen („Taunus“ und „Nierstein“) für die südlichen westlichen Warteräume. Eine fünfte VOR-Anlage hat die Aufgabe, anliegende Flugzeuge in die Kursinformation der Instrumentenlandeanlage beziehungsweise startende Flugzeuge über 28 Standardabflugstrecken in das Luftstraßennetz „einzuüdeln“ sowie den Überflügen die benötigten Navigationssinformationen zu liefern. Diese Anlage (s. Titelbild) ist das erste Doppler-Drehfunkfeuer der Welt in Turmaufbau.

Der betrieblich optimale Standort des fünfsten Drehfunkfeuers liegt in Landebahndirection 4 km östlich des Flughafens mitten in einem ausgedehnten Waldgebiet; es war der technisch denkbar ungünstigste Ort. Um den Einfluß der Bäume als Störobjekte in unmittelbarer Umgebung zu vermindern, wurde die Anlage auf einem 28 m hohen Turm aufgebaut. Mit einer einsachen VOR-Anlage und einer Reflexionsplattform (Gegengewicht) von 18 m Durchmesser waren keine zufriedenstellenden Ergebnisse zu erreichen. Auch

nach Vergrößern des Plattformdurchmessers auf nahezu 40 m blieben erhebliche Einschränkungen für den Betrieb bestehen. Erst das Prinzip des Doppler-Drehfunkfeuers versprach die notwendige Verringerung der Kurssiörungen. Das ebenfalls auf dem Turm angeordnete Doppler-Drehfunkfeuer reduzierte erwartungsgemäß die Kursfehler im Verhältnis 1:6 bis 1:10. Alle bisher geltenden Betriebsbeschränkungen können deshalb entfallen.

VOR-Anlagen liefern dem Piloten Angaben über den Azimut, also den Winkel zwischen der Verbindungsline Flugzeug-Drehfunkfeuer und der Nordrichtung. Der Schnittpunkt von zwei derartigen Standlinien entspricht der Position des Flugzeugs. Die Standortbestimmung ist aber auch bei nur einer Standlinie mit Hilfe einer DME- (distance measuring equipment) oder TACAN-Anlage möglich. Sie antwortet auf Abfrageimpulse des Bordgeräts, das aus der Impulslaufzeit die Entfernung zur Bodenstation ermittelt.

In Amerika durchgeführte Versuche, Doppler-Drehfunkfeuer mit TACAN-Anlagen in koaxialer Aufstellung zu kombinieren, mißlangen. Das Doppler-Drehfunkfeuer von SEL erlaubt jedoch nach Feststellungen der Bundesanstalt für Flugsicherung diesen Koaxialaufbau. Nach einer 1966 in Rüdesheim betriebenen Versuchsanlage ist die am 30. Mai 1968 auf dem Rhein-Main-Flughafen in Betrieb genommene Turm-VOR das erste mit TACAN kombinierte Doppler-Drehfunkfeuer (DVORTAC) der Welt.

Sperrschwinger-Vertikal-Ablenkstufe für Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger mit gemischter Bestückung

Sperrschwingerschaltungen haben den Vorteil einer von der Leistungs-Endstufe unabhängigen Eigenfrequenz und vereinfachen den Ausgangsübertrager. Die hier beschriebene, von der Valvo GmbH entwickelte Sperrschwingerschaltung hat einen so großen Fangbereich, daß eine besondere Temperaturkompensation entfallen kann.

Die Schaltung ist nach Bild 1 mit dem Transistor BSW 69 und mit der 8-W-Endpentode PL 805 aufgebaut. Die im Gitterkreis der Röhre in bekannter Weise angeordneten RC-Glieder zur S-Vorverzerrung erhöhen den Eingangsspannungsbedarf und machen deshalb einen Transistor mit entsprechend hoher Kollektorspannung erforderlich. Die Endpentode PL 805 bietet reichliche Leistungsreserven. Die Sperrschwingerstufe wird mit der Boosterspannung gespeist, die gegen Schwankungen der Netzspannung zusätzlich mit einem spannungsabhängigen VDR-Widerstand stabilisiert ist. Die Eigenfrequenz des Sperrschwingers kann sich demnach praktisch nur noch als Folge von Temperaturschwankungen ändern. Eine Temperaturkompensation kann entfallen, wenn die Änderung der Eigenfrequenz klein gegenüber dem Fangbereich ist. Änderungen der Umgebungstemperatur von 20 bis 70 °C bewirken eine Änderung der Eigenfrequenz von 4,2 Hz im nicht-synchronisierten Betrieb. Der Fangbereich umfaßt 42 bis 50 Hz bei einem positiven Synchronisierungsimpuls von ≥ 7 V und ist fast doppelt so groß wie die maximale Änderung der Eigenfrequenz. Exemplarstreunungen des Transistors sind dabei berücksichtigt.

Der Verlauf der Emittersperrspannung ist im wesentlichen vom $R : C$ -Verhältnis der frequenzbestimmenden Kombination $R 1$ (2 MΩ) und $C 1$ (0,18 µF) abhängig. Die Spannung verhält sich annähernd umgekehrt proportional zur Kapazität des Ladekondensators. Damit $U_{EB\ max} = 5$ V nicht überschritten wird, darf diese nicht zu klein sein. Mit der hier gewählten Dimensionierung ist $U_{EB} = 2,6$ V. Die abgegebene Sägezahnamplitude wird von der Kapazität des Ladekondensators $C 2$ (33 nF) im Kollektorkreis beeinflußt. Die Kollektorsperrspannung ist während des Rückschlages durch die Diode BY 148 begrenzt. Eine Überschreibung der Bildhöhe um mehr als 15 % ist auch bei 20 kV Hochspannung möglich. Die Gesamtverlustleistung des Transistors BSW 69 ist nur einige Milliwatt. Der Emittstrom fließt nur während einer Zeit von 60 µs und steigt von 20 auf 40 mA an; der Mittelwert ist etwa 100 µA.

Die in der Sperrschwingerstufe erzeugte Sägezahnamplitude wird in der üblichen

Kurt Schuylenburg ist Entwicklungsingenieur im Applikationslaboratorium der Valvo GmbH, Hamburg.

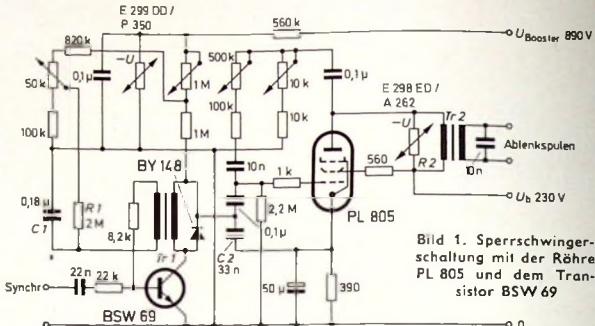


Bild 1. Sperrschwingerschaltung mit der Röhre PL 805 und dem Transistor BSW 69

Weise vorverzerrt. Die S-Korrektur kann mit zwei Potentiometern im Gegenkopplungsnetzwerk eingestellt werden. Bei einer Speisespannung von 230 V ergeben sich ein mittlerer Anodenstrom von 47 mA und eine Anodenverlustleistung von 6,5 W. Der Schirmgitterstrom ist 6,8 mA, die Schirmgitterverlustleistung

1,4 W. Die minimale Anodenspannung am Ende des Hinlaufes ist 75 V, die maximale Spitze während des Rückschlages 1300 bis 1400 V. Diese Werte beziehen sich auf eine Nominalröhre. Wie aus den Messungen hervorgeht, werden die Grenzdaten der Röhre PL 805 und des Transistors BSW 69 in allen Punkten eingehalten.

Persönliches



J. Müller
ausgezeichnet

des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen.

Dr. Müller wurde am 11. August 1910 in Brandenburg geboren. Er studierte Naturwissenschaften, Mathematik und Musikwissenschaften an der Universität Berlin. 1937 promovierte er in Berlin mit einer Arbeit auf dem Gebiete der Akustik zum Dr. phil. und wurde anschließend Regierungsbaurat in der Heeresverwaltung, Fachrichtung Nachrichtentechnik. Nach dem Kriege trat er als Wissenschaftlicher Mitarbeiter in den Dienst der Fernmelde-Studiengesellschaft der Deutschen Post in Braunschweig-Völkenrode. 1949 kam er zum FTZ nach Darmstadt, wo er in der Forschungsabteilung Aufgaben der Fernseh-Übertragung und -Systemtechnik, später die Führung der Forschungsgruppe „Fernsehen“ übernahm. 1958 wurde er zum Oberpostrat, 1965 zum Oberpostdirektor ernannt und mit der Leitung des Forschungsbereichs „Übertragungsverfahren“ betraut. Ende 1967 wurde er zum Abteilungspräsidenten befördert.

Dr. Müller hat bei der Deutschen Bundespost insbesondere im Hinblick auf das Farbfernsehen zahlreiche und umfangreiche Versuchsreihen organisiert. Auf zahlreichen Arbeitstagungen des Zwischenstaatlichen Beratenden Ausschusses für das Funkwesen (CCIR) und in anderen internationalen Ausschüssen, aber auch bei vielen Sonderbesprechungen mit den Vertretern der europäischen Länder hat er sich stets mit seiner ganzen Persönlichkeit dafür eingesetzt, daß das PAL-System zur europäischen Farbfernseh-Norm erklärt wurde.

F. Koppelmann 65 Jahre

Am 23. Mai 1968 vollendete Professor Dr.-Ing. Floris Koppelmann sein 65. Lebensjahr. Sein Studium begann er im Jahre 1924 an der Technischen Universität Hannover, an der er auch 1931 promovierte.

Seit über 25 Jahren ist Professor Koppelmann als Entwicklungsteile im AEG-Forschungsinstitut Berlin tätig. Im Rahmen dieser Funktion und als apl. Professor der Technischen Universität Berlin ist er durch seine Entwicklungsaufgaben auf dem Gebiet der modernen Energietechnik in Fachkreisen weit über Berlin hinaus bekannt geworden.

Veränderungen bei Saba

Direktor Alfred Liebetrau ist zum stellvertretenden Geschäftsführer ernannt worden. Er ist damit der unmittelbare Vertreter des geschäftsführenden Gesellschafters Hermann Brunner-Schwer.

Im Rahmen der Zusammenarbeit mit der GT & E übernimmt der bisherige technische Leiter, Direktor Dr. Walter Schnabel, die technische Gesamtkoordination zwischen GT & E und Saba. Die durch diese Regelung frei gewordene Position des technischen Leiters der Saba-Werke wird ab 1. Juni 1968 durch Walter Träger neu besetzt; der 38jährige bringt eine reiche Erfahrung auf allen einschlägigen technischen Gebieten der Rundfunk-, Fernseh- und Tonbandgeräte-Technik mit, da er zuvor schon in verantwortungsvollen Positionen bei anderen deutschen Rundfunk- und Fernsehgeräteherstellern tätig war. Rudolf Busch wurde zum Leiter des Geschäftsführungsreferats Produktplanung ernannt. In diesem neuen Referat sind nunmehr die Sachgebiete Marktforschung, Werblandung und Werbegestaltung sowie Formgestaltung vereinigt. Die Geschäftsführung hat Herrn Busch in diesem Zusammenhang Prakura erteilt.

Neuordnung des Gesamtbereichs Vertrieb bei Grundig

Für die Grundig Werke und die Grundig Verkaufs GmbH ist mit Wirkung vom 1. Mai 1968 folgende Regelung in Kraft getreten:

In der Geschäftsleitung ist Direktor Alfred M. Sadowski für den Gesamtbereich Vertrieb verantwortlich.

Die Leitung der Abteilung Verkauf Inland mit den Arbeitsbereichen Rundfunk-, Fernseh-, Tonband-, Auto- und Diktiergeräte hat Direktor Josef Stoffels übernommen.

Die Abteilung Verkauf Ausland mit den Gruppen Export Europa und Export Übersee leitet Manfred v. Hanfstengel.

Mit der Leitung der Zentralen Vertriebsabteilung, zu der die Gruppen Marktbeobachtung, Vertriebsbudgetierung und Vertriebsrevision gehören, wurde unter Beibehaltung seiner bisherigen Aufgaben Direktor Wolf-Dietrich Mencke betraut.

Antennen- und Verstärkeranordnungen für den Empfang mehrerer Fernsehsender aus einer Richtung

Der Antennenbauer wird oft gefragt: „Welche Antennen- und Verstärkeranordnung ist zu wählen, wenn alle Fernsehsender aus einer Richtung zu empfangen sind?“

Um die vorangestellte Aufgabe jeweils optimal lösen zu können, muß man wissen, welche Einflüsse die Empfangsbeziehungsweise Bildqualität beeinträchtigen. Ferner kommt es darauf an, ob die Anlage für einen einzigen Anschluß errichtet wird oder für mehrere Anschlüsse; das hat sowohl technische als auch pekuniäre Bedeutung. Und die Kostenfrage hängt immer am anderen Ende des Waagbalkens:

technische Perfektion ← Kostenaufwand. Mindernde Einflüsse außerhalb der Anlage sind:

1. zu niedrige Feldstärke (Rauschen),
2. Zünd- und Schaltfunkenstörungen (zerrißene Bilder),
3. Störsender im Empfangskanal, zum Beispiel andere FS-Empfänger (Moiré),
4. Störsender, die erst durch Kombination Störfrequenzen im Empfangskanal erzeugen, zum Beispiel mehrere starke UKW-Sender (Moiré),
5. Gleichwellenstörungen bei Überreichweiten (Waschbrett),
6. inkonstante und unterschiedliche Feldstärken in den Empfangskanälen,
7. ständige und zeitweise, breitbandig gleichstarke oder frequenzselektive unterschiedlich starke Reflexionen (Geister, Bildunschärfen).

Mindernde Einflüsse innerhalb der Anlage sind:

8. falsche oder falsch dimensionierte oder falsch angeordnete Antennen (Rauschen, Geister, Bildunschärfen, Kreuzmodulation zwischen Farbräger und Tonträger),
9. unzweckmäßige oder falsche oder schlecht abgeglichene Filter (Rauschen, Geister, Bildunschärfen, Gradationsfehler, Kreuzmodulation zwischen Farbräger und Tonträger),
10. unzweckmäßige oder falsche oder schlecht abgeglichene oder unzweckmäßig angeordnete Verstärker,
11. zu geringe Verstärkung (die Empfänger rauschen),
12. zu hohe Verstärkung (Empfänger werden übersteuert, haben zu starken Kontrast oder synchronisieren nicht),
13. zu hohe Verstärkung in Antennennähe (Rückkopplung),
14. übersteuerter Verstärker (Empfänger synchronisieren schlecht oder gar nicht),
15. ungünstige, Reflexionsstellen summierende Kaskadenschaltung von Filtern und Verstärkern (die Folge sind Verluste, Reflexionen und Frequenzgangverzerrungen mit den jeweils speziellen Wirkungen wie unter 9),
16. ungünstige, Reflexionsstellen summierende Anordnung von Verteilern, Abzweigern, Antennensteckdosen sowie vergessene Abschlußwiderstände im Verteilernetz von GA-Anlagen (Folgen wie unter 15),

Ing. Sigismund Radike ist Leiter der Abteilung Gemeinschafts-Antennen-Entwicklung von H. Kolbe & Co., Bad Salzdetfurth

17. mangelhafte, Reflexionsstellen erzeugende Ausführung von Kabel- und Leitungsanschlüssen (Folgen wie unter 15),
18. fehlende Frequenzumsetzung in Gemeinschafts-Antennenanlagen (GA-Anlagen), die sich im Bereich hoher Feldstärke des Empfangskanals befinden (Folge: Vorgeister).

Die vorstehenden 18 Punkte sind nicht die einzigen, aber die unbedingt zu beachtenden, wenn grobe Fehlleistungen vermieden werden sollen. Das gilt gemeinhin für jede Anlage und unbedingt für umfangreiche, teure Anlagen.

Zu jedem dieser Punkte ließe sich nun so unendlich viel erläutern, daß es den hier gegebenen Rahmen sprengen müßte. Auch ginge die Übersicht verloren. Einige wichtige, im Grunde zusammenhängende Komplexe seien jedoch besonders hervorgehoben: Die in Mode gekommene Superbreitband-Verstärkertechnik erfordert die besondere Beachtung der Punkte 6, 10, 11 und 12.

Die Erfahrung hat gezeigt, daß kaum ein Sender, gleich ob nah oder fern, mit konstanter Feldstärke zu empfangen ist. Es sollte deshalb immer eine mittlere Feldstärkeschwankungen von ± 6 dB erwartet werden, und es kommt für die richtige Bemessung der Anlage eigentlich nur darauf an, wie genau man die momentanen Empfangsbedingungen bewertet und sinngemäß in diesen 12-dB-Bereich einordnet.

Um es deutlich zu machen: Ein im flachen Land 20 km entfernter UHF-Sender wird am dunstigen Sommertag zum Beispiel mit einem Pegel von 72 dB μ V gemessen. Das wird der mittlere Wert sein; bei Regen und Nebel wird die Feldstärke absinken und der Pegel nur zum Beispiel noch 66 dB μ V betragen. Bei frostklarem Wetter und vereistem Gebiet zwischen Sender- und Empfangsanterne wird vielleicht ein Pegel von 78 dB μ V und mehr zu messen sein.

Es kommt nun ganz auf den zu errichtenden Anlagentyp an, welche Konsequenzen aus den vorhergehenden Überlegungen zu ziehen sind.

A) Bei verstärkerlosen Einzelempfangsanlagen mit geringer Ableitungsdämpfung spielt die Feldstärkeschwankung kaum eine Rolle. Die Regeleinrichtung im Fernsehempfänger regelt noch größere Unterschiede aus.

B) Bei verstärkerlosen Einzelanlagen mit hoher Ableitungsdämpfung spielt es dagegen eine große Rolle, ob der ermittelte, eben ausreichende Pegel gerade ein maximaler ist, denn wenn er – wie erwähnt – um 10 bis 12 dB absinken kann, wird das FS-Bild sicherlich deutlich verrauscht sein. Das gilt natürlich auch für jede Verstärkeranlage mit gerade ausgeglichener Anlagendämpfung und vor allem dann, wenn der ermittelte Pegel den für den betreffenden Verstärkertyp gerade ausreichenden Rauschabstand sicherstellt.

C) Bei jeder Verstärkeranlage ist es wichtig zu wissen, ob der eben ermittelte Pe-

gel ein minimaler ist, denn dann besteht die Gefahr der Verstärkerübersteuerung bei ansteigendem Pegel. Man muß sich diese eigentlich immer zu beachtende Frage also besonders dann stellen, wenn Transistorverstärker verwendet werden sollen und der gemessene Pegel schon relativ hoch ist, man also geneigt ist, an einen Maximalpegel zu glauben. Transistorverstärker sind übersteuerungsempfindlicher als Röhrenverstärker; zudem sind die Katalogangaben über deren Ausgangsleistung verständlicherweise Maximalwerte. Warum auch nicht? Man muß nur wissen, daß die von den Röhrenverstärkern her gewohnte Reserve von etwa 6 dB nicht mehr gegeben ist. Jetzt sind es bestenfalls 2 bis 3 dB, und das ist im Grunde weniger als neuere Meßgeräte an Genauigkeit versprechen. Von älteren Typen, die noch viel im Gebrauch sind, ganz zu schweigen.

Besonders empfindlich sind Bereichs- und Breitbandverstärker; Frequenzumsetzer waren schon immer sehr sorgsam einzupegeln. Bleibe noch zu sagen, daß das Farbfernsehen zusätzliche Probleme aufwirft und auf jeden Fall noch genauere Einhaltung der zulässigen Verstärkerausgangspegel verlangt, als das für Schwarz-Weiß-Signale nötig ist.

Wenn zum Beispiel ein Transistor-Kanalverstärker im Katalog wie folgt beschrieben ist:

Verstärkung 51 dB,
max. Ausgangspegel 120 dB μ V an 30 Ohm¹⁾,
 Z_L 30 Ohm (zweimal 60 Ohm),

dann bedeutet das, daß sein maximaler Eingangspegel 123–51 = 72 dB μ V betragen darf. Das sind umgerechnet, um die bisherige Sprechweise noch einmal zu verwenden, 4 mV Eingangsspannung an 60 Ohm, beziehungsweise 8 mV Antennenspannung an 240 Ohm. Gefühlsmäßig wird jeder sagen: Dazu gehört eine mittlere, wenn nicht sogar eine hohe Empfangsfeldstärke. Käum zu glauben, daß sich die noch wesentlich erhöhen wird. Und doch kann es so sein, und zwar zum eigenen und des Kunden Verdrüft; denn ein um 10 bis 12 dB übersteuerter Kanalverstärker erzeugt bereits stark störende Intermodulation, und wer Argusaugen hat und weiß, wie die Störung aussieht, erkennt am ruhenden Bild auch 3 dB Übersteuerung schon.

Bereichs- und Breitbandverstärker²⁾ sind besonders übersteuerungsempfindlich. Sie erzeugen Kreuzmodulation zwischen den verschiedenen übertragenen Kanälen schon bei wesentlich niedrigerem Ausgangspegel als dem, bei dem Intermodulation bei Einkanalübertragung auftreten würde. Das wirkt sich so aus, daß mit zunehmender Kanalzahl der zulässige Ausgangspegel je Kanal kleiner wird, wie das im Bild 1 für 2 bis 6 verschiedene Programme (Kanäle) unterschiedlicher Taktgabe (Un-

¹⁾ 120 dB μ V an 30 Ohm Δ 123 dB μ V an 60 Ohm.

²⁾ Bereichsverstärker übertragen zum Beispiel den Bereich I; Breitbandverstärker übertragen mehrere Bereiche, zum Beispiel die Bereiche I bis VI.

Tab. I. Jeweilige Nachteile der Anordnungen nach den Beispielen I bis 13 von Tab. III

- a nur für Einzelanlagen
- b hoher Antennenanlauf
- c hohe Windlast
- d relativ teure Bauteile
- e Weichendämpfung verhindert Rauschabstand
- f hoher Kabelaufwand
- g Weiche beziehungsweise Paß oder Sperrfilter erzeugt Fehlanpassung und Frequenzgangverzerrung
- h zufriedenstellender Empfang aller drei Kanäle ist nur im Bereich relativ hoher Feldstärke und bei unverzerrten Feldern (keine Reflexionen!) zu erwarten
- i Gefahr der Kreuzmodulation im Breitbandverstärker bei kurzzeitigen oder anhaltenden Feldstärkeänderungen
- k Moiré-Gefahr durch hohe Feldstärken beliebiger Sender
- l Mehrfache Kaskadenschaltung selektiver Vierpole ergibt nur dann einwandfreie Übertragungswerte wie minimalen Frequenzgang und keinerlei Gruppenlaufzeitänderung, wenn die einzelnen Vierpole selbst einwandfreie Durchlaßkurven und Anpassungswerte im Übertragungsbereich aufweisen. Ein sehr sorgfältiger Abgleich ist meistens erforderlich!
- m relativ hoher Verstärkeraufwand
- n Bei Anlagen mit nur einer Stammleitung muß der 2. Stammleitungsanschluß mit 60 Ohm abgeschlossen werden; ungenutzte zwangsläufige Verteilerdämpfung!
- o relativ hohe Montagekosten
- p relativ hohe Reparaturkosten

Tab. II. Jeweilige Vorteile der Anordnungen nach den Beispielen 1 bis 13 von Tab. III

- a optimaler Empfang durch Wahl leistungsfähiger Antennen (zum Beispiel Kanalantennen) und deren optimale Ausrichtung in bezug auf Empfangsspannung und Reflexionsfreiheit der gewünschten FS-Signale sowie Unterdrückung von Störsendern
- b keine Empfängertrennweiche; deren Dämpfung und Reflexionsfaktor entfallen
- c nur eine einzige Antenne, geringe Windlast
- d Weitabselektion durch Filter
- e billige Lösung (geringer Verstärkeraufwand), um Kabeldämpfung auszugleichen
- f keine Weiche und damit keine zusätzliche Dämpfung und Fehlanpassung
- g keine Kreuzmodulationsgefahr
- h günstigste Pegeleinstellung durch Wahl jeweils geeigneter, voneinander unabhängiger Verstärker
- i zusätzliche Selektion durch Kanalpaß vor Verstärker-Eingang, daher weitgehend unempfindlich gegen Übersteuerung durch starke Sender anderer Frequenzen sowie Moiré aus Frequenzkombinationen
- k unproblematisch im Aufbau
- l automatisch gegebene Leistungsverteilung auf 2 Stammleitungen
- m einfache Wartung
- n einfache Erweiterung auf zusätzliche Kanäle
- o relativ geringe Montagekosten
- p relativ geringe Reparaturkosten

gleichzeitigkeit der Synchronimpulse) dargestellt ist. Das ist besonders bei der Anlagenweiterleitung auf zusätzliche Kanäle zu beachten und möglichst schon bei der Anlagenplanung zu berücksichtigen.

Für den Bereichverstärker wird gemäß einer Empfehlung des Fachverbandes Empfangsanennen im ZVEI der maximale Ausgangspegel je Kanal bei gleichzeitiger Übertragung von zwei Kanälen angegeben. Für mehr Kanäle gilt etwa Bild 1, sofern die Verstärker „normales“ Verhalten zei-

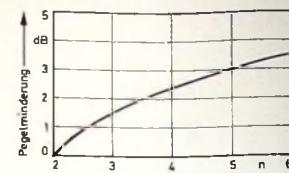


Bild 1. Abhängigkeit der notwendigen Ausgangspegelminderung in dB eines Breitbandverstärkers von der Anzahl n der übertragenen Fernsehkanäle

Tab. III. Mögliche Lösungen für Empfangsanlagen mit einer Empfangsrichtung für alle Sender

Anordnung	(vgl. Tab. I) Nachteile	(vgl. Tab. II) Vorteile	Bemerkungen (Hinweise auf Pkt. 1, 2 usw. beziehen sich auf die Aufzählung der minderwertigen Einflußfälle im Text)
①		a b c d o p	Eventuell für 2 Kanäle 1 Antenne verwenden. Dieser Anlagentyp kommt nur bei extrem schlechten Empfangsverhältnissen voll zur Geltung. Vorteil n gilt nur, wenn die Umschalteinheit mehr als 3 Antennenanschlüsse hat.
②		b c e g	Üblich für Einzelanlagen, aber auch für 2 Teilnehmer über Ringweiche (zum Beispiel „GAW 26“ von Juba); eventuell für 2 Kanäle 1 Antenne verwenden. Angeführte Vorteile werden nur durch Filterweiche, nicht durch Ringweiche erreicht, weil eine Ringweiche Dämpfung verursacht (3 Anschlüsse: $\geq 3 \text{ dB}$; 4 Anschlüsse: $\geq 6 \text{ dB}$) sowie nur breitbandig und nicht selektiv entkoppelt. Die Richtwirkung bündelnder Antennen kommt nicht zur Geltung, solange Reflexionen über die anderen Antennen der Anlage und die nichtselektive Ringweiche doch zum Empfänger gelangen. Die Dämpfung der Ringweiche wirkt sich als erkennbare Rauschzunahme aus, wenn die Empfangspegel niedrig sind (zum Beispiel $< 60 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$).
③		a b c e f g	Üblich für Einzelanlagen, aber auch für 2 Teilnehmer über 2 Ringweichen (zum Beispiel „GAW 26“ von Juba; s. nachstehende Skizze).
④		h	Pkt. 8 beachten; einfacher Anlagentyp. Verlangt (vorher) sehr genaue Feldstärkerekenntnis. Auch für 2 Teilnehmer über Ringweiche geeignet (zum Beispiel „GAW 26“ von Juba; s. nachstehende Skizze).
⑤		c f g k m o p	Würde jeder Antenne ein Kanalpaß nachgeschaltet sein (gestrichelte Kästchen), dann wäre jeweils nur 1 Kanal im Breitbandverstärker. Keine Kreuzmodulation, Intermodulation „erst“ bei 4- bis 6fach höherer Ausgangsspannung (wichtig bei hoher Kabeldämpfung!). Genügend hohe Antennenspannungen müssen vorhanden sein.
⑥		a f n	Pkt. 6, 10, 11 und 12 besonders beachten. Es wäre zu prüfen, ob 3 Kanalverstärker billiger sind als 3 Plätze, 1 Breitbandverstärker und ein einfaches Netzteil. Vorteil n gilt nur, wenn die Umschalteinheit mehr als 3 Antennenanschlüsse hat.
⑦		b c e o g i p	Pkt. 6 beachten; üblich für Einzelanlagen, aber auch für kleine GA.
		h i k	Pkt. 6 beachten; verlangt genaue Kenntnis des Feldstärkeverhaltens. Üblich für Einzelanlagen, aber auch für kleine GA.

gen (normal ⚡ stetig gekrümmte Aussteuerungskennlinie).

Es wird immer angestrebt, alle Kanäle mit gleichem und möglichst maximalem Pegel zu übertragen; gewissermaßen, um den Aufwand eines Verstärkers voll belohnt zu sehen.

Hinsichtlich der Kreuzmodulationsfreiheit kommt es aber viel weniger darauf an, gleiche Ausgangspegel für jeden Kanal am Verstärker zu erreichen, als darauf, daß kein Pegel den zulässigen Höchstwert

überschreitet. Es ist gleich, welcher Kanalpegel zu hoch wird, dieser eine kreuzmoduliert alle anderen FS-Signale, und zwar weitgehend unabhängig davon, ob sie dem Störer frequenzbenachbart sind oder nicht.

In den Beispielen 1-13 von Tab. III (s. dazu auch Tab. I und Tab. II) sind mögliche Lösungen für Empfangsanlagen mit einer Empfangsrichtung für alle Kanäle ange deutet. Es gibt natürlich noch viel mehr Möglichkeiten, aber es genügt, diese möglichen Lösungen – der Einfachheit halber

teilweise stichwortartig behandelt – zu überblicken.

Abschließend sei noch vermerkt, daß die Kenntnis des Dargelegten nur einen Teil der notwendigen Voraussetzungen darstellt, um grundsätzlich gute Empfangsanlagen bauen zu können. Ein anderer sehr wichtiger Teil ist die Meßtechnik. Aus dem vorher Gesagten wird sehr deutlich, daß sowohl zur Anlagenplanung als auch zur Fertigstellung der Anlage genau anzugebende, zuverlässig arbeitende Meßgeräte gehören und natürlich auch der Wille und die Fähigkeit, diese (richtig) anzuwenden. Wie überall in der Technik, so unterscheidet sich auch hier der bessere Techniker von den übrigen durch sein besseres Werkzeug.

Tab. III (Fortsetzung).

Anordnung	(vgl. Tab. I) Nachteile	(vgl. Tab. II) Vorteile	Bemerkungen (Hinweise auf Pkt. 1, 2 usw. beziehen sich auf die Aufzählung der mindernden Einflüsse im Text)
⑧	b c d g m o p	a g h	Wird besonders für kleine und mittlere GA mit hoher Anlagen dämpfung verwendet.
⑨	b c d g m o p	a g h	Man findet sehr oft gerade in Sendernähe in den verschiedenen Frequenzbereichen stark unterschiedliche Feldstärken sowie ausgesprochene Feldstärkemaxima bzw. -minima; für jeden Bereich in anderer Entfernung vom Erdboden. Größerer Aufwand ist in solchem Fall nicht zu vermeiden. Pkt. 13 beachten, deshalb auch Kanalsperren S_{K_1} und S_{K_2} .
⑩	d e g h i m o	c g h i	Derartige Schaltungen findet man häufig in mittleren und größeren GA-Anlagen, aber die elektrischen Nachteile wiegen bei kritischen Empfangsbedingungen schwerer als der Vorteil des geringen Antennenaufwandes.
⑪	b c d m n o p	f g h k l m n	Standardschaltung für jeden Anlagentyp (zum Beispiel /uba-GTV-Programm).
⑫	b c d g i m o p	g	Wird verwendet, wenn die Entfernung zwischen Antennen und Empfänger groß ist und deshalb große Dämpfungen auszugleichen sind. Pkt. 6 beachten.
⑬	b c d g i m o p	c g h m n o	Wird bevorzugt, wenn die Antennenmontage umständlich, schwierig oder gefährlich ist, vor allem in Industriegebieten mit hohem Gehalt an säurobildungenden Gasen (schnelles Verrotten der Antennen).



Antenne



Kanalverstärker



Filterweiche



Ring(gabell)weiche



Bereich- oder Breitbandverstärker



Frequenzsperrre für 2 Kanäle

In Tab. III verwendete Symbole

Sender und Programme

Stereo-Testsendungen des Westdeutschen Rundfunks im Dritten Hörfunkprogramm

Seit dem 4. Mai 1968 strahlt der Westdeutsche Rundfunk an jedem Samstag in der Zeit zwischen 14.00 und 14.30 Uhr über die Sender des Dritten Programms eine neue Stereo-Testsending aus. Diese Sendung will den vielen Besitzern einer Stereo-Anlage, die nicht technisch versiert sind, helfen, die einwandfreie Funktion ihrer Anlage zu prüfen.

Zu Beginn werden Hinweise auf mögliche Empfangsbesserungen gegeben – insbesondere für solche Fälle, in denen der Stereo-Empfang durch Rauschen beeinträchtigt ist. Diese Hinweise werden durch besonders ausgewählte Musikbeispiele illustriert. Danach folgen Empfehlungen für die günstigste Anordnung der beiden Lautsprecher und des Abhörlatzes. Einige akustische Tests, die den Hörer erkennen lassen, ob seine Lautsprecher seitlichrichtig und phasenrichtig angeschlossen sind und ob der Balance regler richtig eingestellt ist, schließen die Sendung ab.

80. und 81. Grundnetzsender für das Zweite Deutsche Fernsehen in Betrieb

Als 80. der insgesamt 90 für das Zweite Deutsche Fernsehen im Bundesgebiet vorgesehenen Grundnetz sender wurde von der Deutschen Bundespost der Sender Eberbach seiner Bestimmung übergeben. Durch diesen Sender wird der Empfang des ZDF-Programms im Odenwaldgebiet erheblich verbessert.

Der von AEG-Telefunken gelieferte Sender arbeitet auf Kanal 30 mit einer Ausgangsleistung von 10 kW und hat eine effektive Strahlungsleistung von etwa 250 kW. Er ist mit Reservesulen ausgerüstet, die sich im Störungsfall automatisch einschalten, und kann über eine Fernwirkanlage fernbedient werden.

Der 81. Grundnetzsender für das 2. Fernsehprogramm, der auf dem Kamm des Eggegebirges bei Willebadessen errichtet wurde, nahm am 10. Juni probeweise den Betrieb auf. Er arbeitet auf Kanal 31 und hat eine effektive Strahlungsleistung von 250 kW. Als Antennenträger dient bei diesem Sender ein Stahlgitterturm mit einer Gesamthöhe von 150 m. Der Turm allein hat eine Million DM gekostet. Er wurde schon im Herbst 1966 fertiggestellt und diente seidem als Richtfunk-Relaisstelle für den Fernsprech-Bezirksverkehr. Die Plattformen für Richtfunkantennen sind in 30 m, 40 m und 80 m Höhe angebracht.

50. Fernsehsender für 3. Programm

Der 50. Grundnetzsender im Bundesgebiet für das 3. Fernsehprogramm wurde kürzlich auf dem Hohen Meißner von der Deutschen Bundespost in Betrieb genommen.

Nach Angaben des Präsidenten der Oberpostdirektion Frankfurt (M.), J. Staab, der den neuen, von AEG-Telefunken gelieferten Sender seiner Bestimmung übergab, werden noch in diesem Jahr zehn weitere Grundnetzsender für das 3. Programm gebaut werden. Bis 1970 soll der letzte dieser im Bundesgebiet für die Ausstrahlung der Regionalprogramme benötigten 90 Sender errichtet sein.

Der bereits farbflüchtige Sender wird von dem 150 km entfernten Sender Großer Feldberg (Taunus) fern bedient und überwacht. Er arbeitet auf Kanal 55 und hat eine Sendeleistung von 20 kW für das Bild (ab gestrahlte Leistung 500 kW) und 2 kW für den Ton (abgestrahlte Leistung 50 kW).

AA 143 – Germanium-Golddrahtdiode für Ratiotdetektoren und Videodemodulatoren

Die wichtigsten Bauelemente des Ratiotdetektors sind die beiden Dioden, die für die Gleichrichtung der frequenzmodulierten Zwischenfrequenz zu sorgen haben. Infolge der wesentlichen Vorteile der Halbleiterdioden haben diese die früher üblichen Röhrendioden völlig verdrängt. Für eine einwandfreie Funktion des Ratiotdetektors ist eine genaue Einhaltung der Symmetrie der gesamten Schaltung erforderlich. Um einen möglichst geringen Klirrfaktor und eine hohe AM-Unterdrückung zu erreichen, müssen neben einer guten Symmetrie der Schaltung selbst auch die beiden Dioden gut übereinstimmende Eigenschaften haben. Für den Gleichrichterwirkungsgrad bei kleinen HF-Spannungen spielt die Größe der Schwellenspannung eine wesentliche Rolle. Da bei Germaniumdioden die Schwellenspannung mit $U_{\text{H}} \approx 0,2 \text{ V}$ wesentlich kleiner ist als bei Siliziumdioden, werden im Ratiotdetektor nahezu ausschließlich Germaniumdioden verwendet.

Neben der Schwellenspannung interessieren den Anwender vor allem die Hochfrequenzeigenschaften der Diode und besonders deren Gleichrichterwirkungsgrad η_u und HF-Dämpfungswiderstand R_d . Eine weitere wichtige Größe ist die dynamische Kapazitätsänderung ΔC_{dyn} der Dioden, da die maximal mögliche AM-Unterdrückung davon beeinflusst wird.

Die neue Diode AA 143 erfüllt die entsprechenden Forderungen der Entwickler in hohem Maß. Da es sich bei dieser Diode um eine Golddrahtdiode handelt, ist einmal die Schwellenspannung auch bei großen Strömen noch klein (s. Bild 3), zum anderen sind die HF-Eigenschaften sehr gut. Ein weiterer Vorteil der Golddrahtdiode ist die hohe mechanische Zuverlässigkeit, da die Verbindung zwischen Golddraht und Halbleitermaterial durch das Einlegen von Gold wesentlich fester ist als die der herkömmlichen Punktkontaktdioden. Da Gold als Dotierungsmaterial die Schaltzeiten wesentlich verringert, weil die große Anzahl der zusätzlichen Rekombinationszentren für eine schnelle Abführung der in der Raumladungszone gespeicherten Ladung sorgt, ist bei der AA 143 die Sperrverzögerungszeit so klein, daß HF-Frequenzen bis in den Bereich der Video-ZF (40 MHz) noch mit einem sehr hohen Wirkungsgrad gleichgerichtet werden. Bild 1 zeigt den Gleichrichterwirkungsgrad η_u der AA 143 in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Der HF-Dämpfungswiderstand, das heißt der Widerstand, mit dem ein Schwingkreis durch die angeschlossene Gleichrichterschaltung bedämpft wird, ist eine für die AM-Unterdrückung wesentliche Größe. Die AM-Unterdrückung beim Ratiotdetektor wird erreicht durch amplitudenabhängige Bedämpfung des Sekundärkreises durch die Gleichrichterschaltung. Ist die Bedämpfung des Kreises infolge eines kleinen HF-Dämpfungswiderstandes der Diode ohnehin schon groß, so wird eine Amplitudenänderung keine wesent-

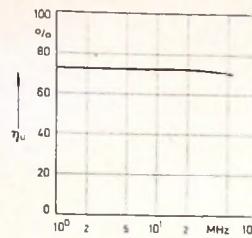


Bild 1. Gleichrichterwirkungsgrad η_u als Funktion der Frequenz f bei $U_{\text{HF}} = 2 \text{ V}_{\text{eff}}$, $R_L = 15 \text{ k}\Omega$ und $C_L = 300 \text{ pF}$

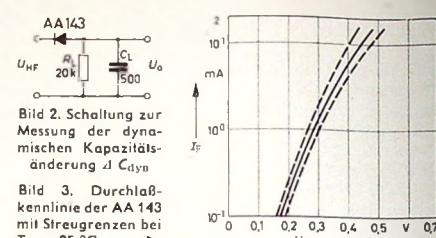


Bild 2. Schaltung zur Messung der dynamischen Kapazitätsänderung ΔC_{dyn}



Bild 3. Durchlaßkennlinie der AA 143 mit Streugrenzen bei $T_U = 25^\circ\text{C}$

liche Änderung des HF-Dämpfungswiderstandes mehr bewirken, und die AM-Unterdrückung ist schlecht. Für die AA 143 liegt der HF-Dämpfungswiderstand im Mittel bei $R_d = 9 \text{ k}\Omega$ für $U_{\text{HF}M} = 1,4 \text{ V}$, $f = 10,7 \text{ MHz}$, $R_L = 15 \text{ k}\Omega$, $C_L = 300 \text{ pF}$. Das stellt einen für Ratiotdetektor-Dioden sehr guten Wert dar.

Die dynamischen Kapazitätsänderungen der AA 143 liegen in einer Größenordnung, in der die erreichbare AM-Unterdrückung fast ausschließlich von den Toleranzen der übrigen Bauelemente des Ratiotdetektors bestimmt wird. Da zu kleinen Vorspannungen hin die Kapazität zunimmt, ist die Definition für die Kapazitätsänderung ΔC_{dyn} bei niedrigen Spannungen festgesetzt worden. Sie ist definiert als die Änderung der Eingangskapazität einer Gleichrichterschaltung nach Bild 2, die auftritt, wenn die HF-Spannung U_{HF} ($f = 10,7 \text{ MHz}$) so variiert wird, daß die Gleichspannung U_o am Lastwiderstand von $0,75 \text{ V}$ auf 3 V ansteigt. Die maximale Änderung der Kapazität ist dabei $0,18 \text{ pF}$.

Die Toleranzen sowohl der statischen als auch der dynamischen Kenndaten der AA 143 sind so klein, daß auf eine Paarung für den Einsatz im Ratiotdetektor verzichtet werden kann. Damit entfällt in der Fertigung der Gerätehersteller die Aufgabe, auf die Paarung zu achten, das heißt, die Durchführbarkeit einer automatischen Bestückung des Ratiotdetektors wird erleichtert. Bei geeigneter Schaltungsauslegung ist mit den Dioden AA 143 ein zusätzlicher Abgleich auf maximale AM-Unterdrückung nicht notwendig.

Im Bild 3 sind der Mittelwert der Durchlaßspannung U_F und die Streugrenzen in Abhängigkeit vom Flußstrom I_F der AA 143 aufgetragen. Wie man sieht, ist die Streubreite bis zu hohen Flußströmen hin so gering, daß auf Paarung nach der Durchlaßspannung verzichtet werden kann. Die Sperrspannung U_R ($T_U = 25^\circ\text{C}$; $I_R = 100 \mu\text{A}$) für die AA 143 liegt bei 25 V . Diese Spannung ist damit so hoch, daß die Diode in alle Transistororschaltungen, die üblicherweise mit niedrigen Spannungen betrieben werden, einsetzbar ist.

Bild 4 zeigt einen Schaltungsvorschlag für einen Ratiotdetektor, der mit $2 \times AA 143$ bestückt ist. Für eine ZF-Spannung von 1 V_{eff} am Primärkreis des Filters ergibt sich in der Schaltung ein Diskriminationsfaktor $\eta = U_{\text{HF}}/U_{\text{ZF}}$ von etwa 3% bei einem Frequenzhub von 15 kHz . Die AM-Unterdrückung bei 4 V_{eff} am Primärkreis und einem Hub von 15 kHz sowie einem AM-Modulationsgrad $m = 30\%$ ist für die Mittenfrequenz durchschnittlich 34 dB , wobei kein zusätzlicher Abgleich mit Hilfe von Einstellpotentiometern notwendig ist. Beim Videodemodulator tritt das Problem der Symmetrierung nicht auf. Es handelt sich lediglich darum, die Video-ZF mit

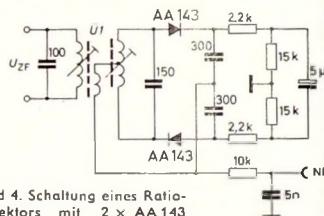


Bild 4. Schaltung eines Ratiotdetektors mit $2 \times AA 143$

Wickeldaten für $Ü_1$: primär 14 Wdg. 0,2 CuS; sekundär 2×6 Wdg. bifilar 0,2 CuS; tertiär 5 Wdg. 0,2 CuS, auf kaltes Ende der Primärspule gewickelt; Yagi-Filter „D 32 A“ mit geschlossenen Kappenkerne, Kernmaterial „FK III g“

einem guten Wirkungsgrad gleichzurichten. Aus Bild 1 ist zu erkennen, daß der Gleichrichterwirkungsgrad η_u bis über den Video-ZF-Bereich ($f_{\text{ZF}} \approx 40 \text{ MHz}$) hinaus konstant bleibt. Die Diode wird daher auch als Videodemodulatordiode empfohlen.

Die zweite wichtige Größe neben dem Wirkungsgrad, die in Datenblättern für Videodioden angegeben wird, ist der HF-Dämpfungswiderstand R_d für eine bestimmte Last bei 40 MHz . Für die AA 143 ergibt sich hier bei

$$f = 40 \text{ MHz}, U_{\text{HF}M} = 1,4 \text{ V}; R_d = 3 \text{ k}\Omega, C_L = 10 \text{ pF}, R_d \geq 3,0 \text{ k}\Omega$$

$$f = 40 \text{ MHz}, U_{\text{HF}M} = 2 \text{ V}; R_d = 3 \text{ k}\Omega, C_L = 10 \text{ pF}, R_d \geq 2,7 \text{ k}\Omega$$

Ein Vergleich der wichtigsten Kennwerte der AA 143 mit verfügbaren Germanium-Spitzendiodes geht aus Tab. I hervor.

Tab. I. Vergleich der wichtigsten Kennwerte der AA 143 mit handelsüblichen Ge-Spitzendioden

	AA 143	handelsübliche Ge-Spitzendioden
$T_U = 25^\circ\text{C}$	$U_R = 25 \text{ V}$ bei $100 \mu\text{A}$	$U_R = 30 \text{ V}$ bei $100 \mu\text{A}$
$T_U = 25^\circ\text{C}$	$U_F = 0,35 \text{ V}$ bei 2 mA	$U_F < 1,0 \text{ V}$ bei 10 mA
$U_{\text{HF}} = 4 \text{ V}_{\text{eff}}, f = 10,7 \text{ MHz}:$ $R_L = 15 \text{ k}\Omega, C_L = 300 \text{ pF}$	$\eta_u = 75\%$	$\eta_u = 63\%$
$U_{\text{HF}} = 1 \text{ V}_{\text{eff}}, f = 10,7 \text{ MHz}:$ $R_L = 15 \text{ k}\Omega, C_L = 300 \text{ pF}$	$R_d = 9 \text{ k}\Omega$	$R_d = 6 \text{ k}\Omega$
$U_{\text{HF}} = 1 \text{ V}_{\text{eff}}, f = 40 \text{ MHz}:$ $R_L = 3 \text{ k}\Omega, C_L = 10 \text{ pF}$	$R_d = 3,4 \text{ k}\Omega$	$R_d = 2,8 \text{ k}\Omega$
$U_{\text{HF}} = 1 \text{ V}_{\text{eff}}, f = 40 \text{ MHz}:$ $R_L = 3 \text{ k}\Omega, C_L = 10 \text{ pF}$	$\eta_u = 55\%$	$\eta_u = 50\%$
$U_{\text{HF}} = 1 \text{ V}_{\text{eff}}, f = 40 \text{ MHz}:$ $R_L = 50 \text{ k}\Omega, C_L = 100 \text{ pF}$	$R_d = 20 \text{ k}\Omega$	$R_d = 12 \text{ k}\Omega$

J. Novotny ist Mitarbeiter von Intermetal, Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg.

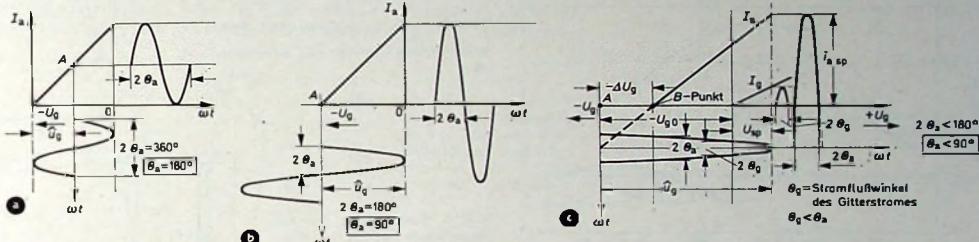
Der Stromflußwinkel

Es wird die Bedeutung des Stromflußwinkels erklärt und die Ableitung der Stromflußwinkelfunktion des cosinusförmigen Anodenstromimpulses an Hand einer linearen Kennlinie durchgeführt. Die Auswertung der Fourieranalyse ist für die Grundwelle, für das Gleichstromglied sowie für einige höhere Harmonischen (2. bis 5.) in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel grafisch dargestellt. Die Konstruktion der Aussteuerungskennlinie für einen gegebenen Wert von θ wird im Kennlinienfeld veranschaulicht.

1. Bedeutung des Stromflußwinkels für die Berechnung von Verstärkern

Die Berechnung von Verstärkern (speziell Senderverstärker) in B- und C-Betrieb, wozu auch Taststufen mit sinusförmiger Aussteuerung gehören, erfolgt am zweckmäßigsten mit Hilfe des sogenannten Stromflußwinkels. Da Röhren und Transistoren Ventile darstellen, die einen vom Arbeitspunkt und von der Aussteuerung abhängigen Strom führen, lag es nahe, die Stromflußzeit in Winkelgraden auszudrücken;

Bild 1. Der Stromflußwinkel für A-Verstärker (a), B-Verstärker (b) und C-Verstärker (c)



als Bezeichnung wurde der Stromflußwinkel θ eingeführt. Hierbei ist θ als die halbe Stromflußzeit in Rechnung gesetzt; man muß zwischen dem Stromflußwinkel θ_a des Anodenstroms und dem Stromflußwinkel θ_g des Gitterstroms unterscheiden. Die Bilder 1a, 1b und 1c zeigen im Prinzip die Größe des Stromflußwinkels für die drei Grundverstärkertypen (A-, B- und C-Verstärker).

Die Bedeutung des Stromflußwinkels liegt nun darin, daß man als Funktion des Stromflußwinkels sowohl aus den Anoden- beziehungsweise Kollektorschotzenströmen als auch aus den Gitter- beziehungsweise Basisplattenströmen die Anteile der Grund- und Oberwellen sowie den Gleichstromanteil nach Durchführung der Fourieranalyse ohne Anwendung grafischer Zerlegungsmethoden berechnen kann. Diese Rechnung ist nachstehend am Beispiel des C-Verstärkers für eine lineare Kennlinie durchgeführt.

2. Ableitung der Stromflußwinkelfunktion des cosinusförmigen Anodenstromimpulses

Gegeben ist nach Bild 2 eine Sinushalbwelle ABCDE mit dem Stromimpuls BCD. Die Ordinate (von der Basis ab gerechnet) der Cosinuskurve CDE ist bei $\omega t \leq OD \leq \theta_a$

$$eD = I \cdot \cos \theta_a = aO. \quad (1)$$

Daraus folgt

$$\cos \theta_a = \frac{aO}{I}.$$

Weiter ist

$$\begin{aligned} i_{a \max} &= i_{a sp} = OC = aC - aO \\ &= I - I \cdot \cos \theta_a \\ &= I (1 - \cos \theta_a) \end{aligned} \quad (2)$$

beziehungsweise

$$I = \frac{i_{a sp}}{1 - \cos \theta_a}. \quad (3)$$

Für i_a (Augenblickswert) bei $\omega t = Oe$ ergibt sich mit $bc = aO$

$$\begin{aligned} i_a &= cd = bd - bc \\ &= I \cdot \cos \omega t - I \cdot \cos \theta_a. \end{aligned} \quad (4)$$

Aus Gl. (4) folgt

$$i_a = I (\cos \omega t - \cos \theta_a), \quad (5)$$

und mit I aus Gl. (3) in Gl. (5) eingesetzt ergibt sich für i_a

$$i_a = \frac{i_{a sp}}{1 - \cos \theta_a} (\cos \omega t - \cos \theta_a). \quad (6)$$

Mit Hilfe der Fourieranalyse lassen sich aus der zeitlichen Strom-

funktion die Amplituden der Grund- und Oberwellen berechnen. In nachstehenden Gleichungen sind θ_a und $\theta_g = \theta$ gesetzt; $n = 1 \rightarrow v$ ist die Ordnungszahl der Oberwellen (Harmonischen).

Gleichstromglied:

$$I_{a0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a \cdot d(\omega t).$$

Wechselstromglied:

$$I_{a n} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} i_a \cdot \cos n \omega t \cdot d(\omega t).$$

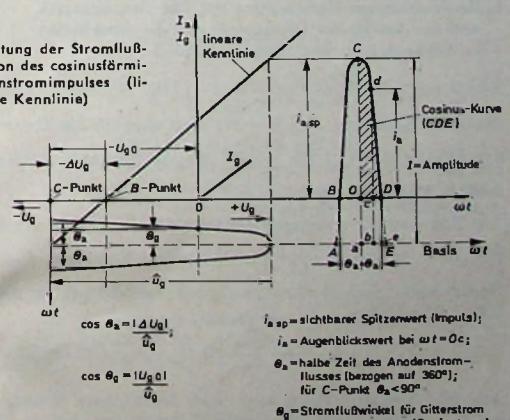
Für i_a Gl. (6) eingesetzt und integriert, ergibt sich als Ausdruck für das Gleichstromglied:

$$I_{a0} = i_{a sp} \left(\frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} \right).$$

Mit $\Psi(\theta) = \text{Abkürzung für den Klammerausdruck}$ wird

$$I_{a0} = i_{a sp} \cdot \Psi(\theta)$$

Bild 2. Ableitung der Stromflußwinkelfunktion des cosinusförmigen Anodenstromimpulses (lineare Kennlinie)



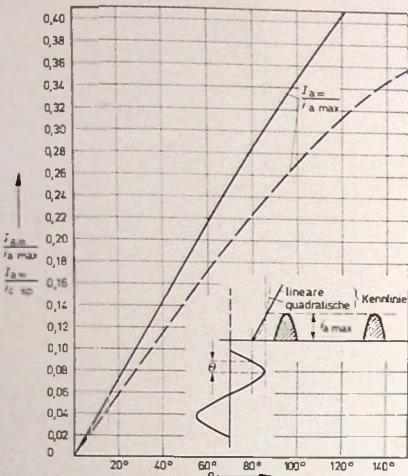


Bild 3. $\frac{I_a -}{I_{a \max}}$ in Abhängigkeit von θ ;
 $I_{a -}$ = Gleichstrom, $I_{a \max}$ = Spitzenstrom (Röhren), $i_{c sp}$ = maximaler Kollektorkurrentspitzenstrom

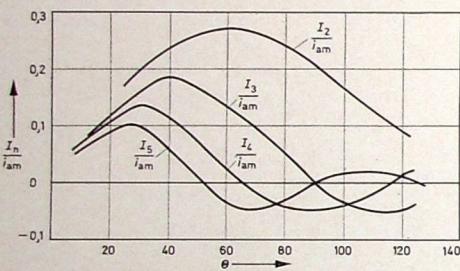


Bild 4. $\frac{I_{a 1}}{I_{a \max}}$ und $\frac{I_{a 1}}{I_{a -}}$ in Abhängigkeit von θ ; $I_{a 1}$ = Amplitude der Grundwelle, $I_{a -}$ = Gleichstromanteil, $I_{a \max}$ = Spitzenstrom

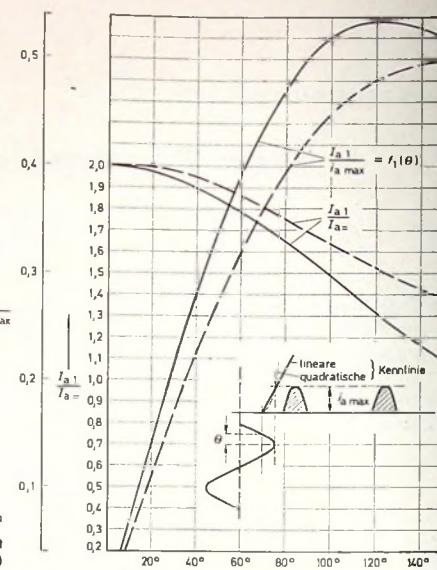
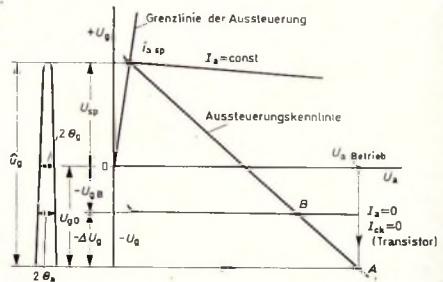


Bild 5. $\frac{I_n}{I_{n am}}$ in Abhängigkeit von θ für lineare Kennlinie ($I_{a in}$ entspricht $I_{a \max}$)



und daraus

$$\Psi(\theta) = \frac{I_a}{i_{a sp}}.$$

In ähnlicher Weise gilt für die Wechselstromglieder der Grundwellenamplitude und der Amplitude der 1. Oberwelle (2. Harmonische):

$$I_{a 1} = i_{a sp} \cdot \left(\frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} \right) \\ = i_{a sp} \cdot f_1(\theta),$$

$$f_1(\theta) = \frac{I_{a 1}}{i_{a sp}}$$

und

$$I_{a 2} = i_{a sp} \left(\frac{2 \sin^3 \theta}{3 \pi (1 - \cos \theta)} \right) \\ = i_{a sp} \cdot f_2(\theta),$$

$$f_2(\theta) = \frac{I_{a 2}}{i_{a sp}}.$$

3. Diagramme zur Bestimmung des Gleichstromanteils und der Anteile der Grundwelle und der Oberwellen in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel

Bild 3 zeigt die Funktion $\frac{I_{a -}}{I_{a \max}} = f(\theta)$ für eine lineare und quadratische Kennlinie. Für $\theta = 90^\circ$ liest man für die lineare Kennlinie den bekannten Wert $I_{a -} = \frac{i_{a \max}}{\pi}$ ab; die lineare Kennlinie ist in den meisten Fällen anwendbar.

Aus Bild 4 ist die entsprechende Grundwelle $I_{a 1}$ zu entnehmen. Für $\theta = 90^\circ$ entnimmt man für die lineare Kennlinie $I_{a 1} = \frac{i_{a \max}}{2}$.

Damit erhält man als Grundwellenwechselleistung für einen Gegenakt-B-Verstärker

$$P_{out} = \hat{U}_a \cdot I_{a 1} = \frac{\hat{U}_a \cdot i_{a \max}}{2} \left(\text{bzw. } \frac{\hat{U}_c \cdot i_{c sp}}{2} \text{ bei Transistoren} \right).$$

Aus Bild 4 erkennt man auch, daß der höchste Grundwellenanteil bei $\theta = 122^\circ$ auftritt. Sehr aufschlußreich ist auch die Darstellung

$\frac{I_{a 1}}{I_{a -}} = f(\theta)$ im Bild 4. Diese nähert sich dem Wert 2 für $\theta \rightarrow 0$; das heißt, bei sehr kleinen Stromflußwinkeln, was zu schmalen abgeschnittenen Stromhalbwellen führt, steckt als Grundwelle etwa der doppelte Amplitudenwert des Gleichstroms darin. Dieser Fall tritt bei HF-Gleichrichtern im C-Betrieb auf.

Bild 5 zeigt den Verlauf der höheren Harmonischen im Verhältnis zum Spitzenstrom als Funktion von θ . Hier ist bemerkenswert, daß sich für Frequenzvervielfachung der Stromflußwinkel mit zunehmenden Harmonischen immer mehr nach kleineren Werten verschiebt, um jeweils die größte Amplitude zu erhalten. Zu beachten sind die Nulldurchgänge und Phasenlagen; die 3. und 5. Harmonische sind für $\theta = 90^\circ$ gleich Null.

4. Konstruktion der Aussteuerungskennlinie für gegebenen Stromflußwinkel

Bild 6 ist zu entnehmen, wie man für einen gegebenen θ -Wert die Aussteuerungskennlinie konstruiert; hierbei sind die Betriebsspannungen U_a und der zulässige Anoden spitzenstrom $i_{a sp}$ gegeben.

Es gelten hierbei die Beziehungen

$$\hat{U}_g = \frac{|U_{g B}| + U_{sp}}{1 - \cos \theta_a}$$

$$\left(\text{entspricht } I = \frac{i_{a sp}}{1 - \cos \theta_a} \text{ nach Gl. (3)} \right),$$

$$-U_{g 0} = |\hat{U}_g| - U_{sp},$$

$$\cos \theta_a = \frac{-A \hat{U}_g}{\hat{U}_g}$$

$$= \frac{AB}{AC}, \quad (C \text{ ist im Bild 6 hier mit } i_{a sp} \text{ bezeichnete Punkt})$$

$$\cos \theta_g = \frac{-U_{g 0}}{\hat{U}_g}.$$

Transistor-Darlington-Verstärker

1. Vorbermerkungen

Transistor-Darlington-Verstärker finden in allen Gebieten der Schaltungstechnik Verwendung, wo die Forderungen nach hoher Stromverstärkung und hohem Eingangswiderstand im Vordergrund stehen. Diese Eigenschaften werden einer genauen Betrachtung unterzogen und von den Parametern der Einzeltransistoren abgeleitet.

2. Aufbau

Die Darlington-Verstärkerstufe [1] ist eine Kaskadenschaltung, bestehend aus zwei oder mehreren gekoppelten Transistoren mit gemeinsamen Kollektoren und einer Direktansteuerung vom

schaltbildern und der zugehörigen Vierpolgrößen. Der Anwender muß sich mit diesen Zusammenhängen wohl oder übel befassen, wenn er beim Entwurf von Transistororschaltungen Verstärkungsberechnungen durchführt, die optimalen Arbeitspunkte festlegt oder die inneren Zusammenhänge von Transistoren und Darlington-Verstärkern erkennen will. Bei der Betrachtungsweise des Darlington-Verstärkers als allgemeiner aktiver Vierpol erhält man eine vereinfachte Darstellung der Verstärkereinheit, da nur die Eigenschaften an den Eingangs- beziehungsweise Ausgangsklemmen betrachtet werden müssen. Im Bild 2 stellen die in Reihe geschalteten Vierpole die Transistorstufen des Darlington-

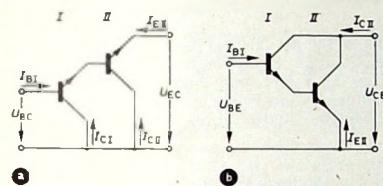


Bild 1. Grundschaltungen des Darlington-Verstärkers; a) Kollektorschaltung, b) Emitterorschaltung, c) Basischaltung

Emitter des Eingangstransistors zur Basis des nächsten Transistors. Der Darlington-Verstärker ist also eine Emitterfolgerschaltung und hat demzufolge über die gesamte Stufe das gleiche Phasenverhalten wie ein Einzeltransistor. Ebenso ist das prinzipielle Verhalten aller Parameter identisch mit dem Parameterverhalten eines einzelnen Transistors. Wie der Transistor ist auch der Darlington-Verstärker in drei Grundschaltungen entsprechend den Einsatzbedingungen verwendbar (Bild 1).

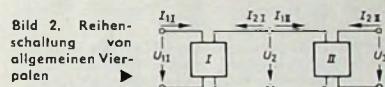
Jeder Transistor – unabhängig von seinem technologischen Aufbau – eignet sich zur Schaltung als Darlington-Stufe. Die auf dem Halbleitermarkt angebotenen Darlington-Verstärker sind jedoch meistens als Vielfachbauelemente [2] oder als integrierte Einheit mit einkristallinem Aufbau in ein Gehäuse montiert, wie es für Transistoren oder integrierte Schaltkreise Verwendung findet.

3. Eigenschaften

Aus der Tatsache heraus, daß der Eingangswiderstand eines Transistors in Kollektor- und Emitterschaltung relativ hoch ist und mit zunehmender Belastung noch steigt, versteht sich von selbst, daß der Eingangswiderstand einer Darlington-Stufe hohe Werte aufweist. Ebenso hat die Kollektorschaltung eines Transistors eine hohe Stromverstärkung, wobei das verstärkte Signal der ersten Transistorstufe beim Darlington-Verstärker zur Ansteuerung der nächsten Transistorstufe voll zur Verfügung steht, wodurch die höchstmögliche Stromverstärkung über die ganze Verstärkerkette erreicht wird. Die Größenordnungen des Stromverstärkungsfaktors und Eingangswiderstandes bei Darlington-Verstärkern werden in folgender Darstellung angegeben.

4. Vierpol-Kettenschaltung

Der Transistor ist ein aktiver Vierpol. Zur Berechnung und Kennzeichnung seiner Eigenschaften bedient man sich daher der Ersatz-



Verstärkers dar. Der Belastungswiderstand der ersten Stufe ist der Eingangswiderstand der nachfolgenden Transistorstufe. Entsprechend der Vierpol-Hybrid-Darstellung [3] erhält man

Eingangsspannung

$$U_{11} = h_{111} \cdot I_{11} + h_{121} \cdot U_2, \quad (1)$$

Ausgangsstrom

$$I_{21} = h_{211} \cdot I_{11} + h_{221} \cdot U_2. \quad (2)$$

Wird die Belastung der ersten Stufe durch den Eingangswiderstand der zweiten Stufe berücksichtigt, dann ist der Ausgangsstrom der ersten Stufe beziehungsweise der Eingangsstrom der zweiten Stufe

$$\begin{aligned} I_{21} &= -I_{11} = -\frac{U_2}{h_{111}} \\ &= h_{211} \cdot I_{11} + h_{221} \cdot U_2. \end{aligned} \quad (3)$$

Gl. (3) wird nach U_2 und I_{21} aufgelöst:

$$U_2 = -\frac{h_{211} \cdot I_{11}}{h_{221} + \frac{1}{h_{111}}}, \quad (4)$$

$$I_{21} = -\frac{U_2}{h_{111}} = -\frac{h_{211} \cdot I_{11}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}. \quad (5)$$

Gl. (4) in Gl. (1) eingesetzt, ergibt

$$U_{11} = h_{111} \cdot I_{11} - \frac{h_{121} \cdot h_{211} \cdot I_{11}}{h_{221} + \frac{1}{h_{111}}}.$$

Daraus erhält man den Eingangswiderstand

$$h_{11} = \frac{U_{11}}{I_{11}} = h_{111} - h_{111} \frac{h_{211} \cdot h_{211}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}. \quad (6)$$

Werden die Vierpole von der Ausgangsseite betrachtet, dann folgt in entsprechender Weise der Ausgangsleitwert zu

$$h_{22} = h_{2211} - h_{2211} \frac{h_{211} \cdot h_{211}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}.$$

Stromverstärkung für Stufe I aus Gl. (5):

$$\frac{I_{21}}{I_{11}} = -\frac{h_{211}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}. \quad (7)$$

Stromverstärkung für Stufen I + II (mit $I_{21} = -I_{11}$):

$$h_{21} = \frac{I_{211}}{I_{111}} = \frac{I_{21}}{I_{11}} \cdot \frac{I_{211}}{I_{111}} = \frac{h_{211} \cdot h_{211}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}.$$

In entsprechender Form erhält man die Spannungsrückwirkung

$$h_{12} = \frac{h_{121} \cdot h_{121}}{1 + h_{221} \cdot h_{111}}.$$

Werden nun für die allgemeinen Vierpolgrößen die speziellen Kurzzeichen der Transistor-Vierpolparameter [4] eingesetzt, dann erhält man unter der Voraussetzung, daß im Bild 2 der Ausgang der zweiten Stufe kurzgeschlossen ist, für die Grundschatungen des Darlington-Verstärkers entsprechend Bild 1 folgende Formeln aufstellung:

Kollektorschaltung (Bild 1a)

Eingangs-Widerstand:

$$h_{1e} = \frac{U_{BC1}}{I_{B1}} = h_{1e1} - h_{1e1} \frac{h_{re1} \cdot h_{re1}}{1 + h_{oc1} \cdot h_{re1}}.$$

Ausgangsleitwert:

$$h_{oc} = h_{oc11} - h_{oc11} \frac{h_{re11} \cdot h_{re11}}{1 + h_{oc11} \cdot h_{re11}}.$$

Stromverstärkfaktor:

$$h_{fe} = \frac{h_{re1} \cdot h_{re11}}{1 + h_{oc1} \cdot h_{re11}}.$$

Spannungsrückwirkung:

$$h_{re} = \frac{h_{re1} \cdot h_{re11}}{1 + h_{oc1} \cdot h_{re11}}.$$

Emitterschaltung (Bild 1b)

Bei der Umwandlung der Stromverstärkung von der Kollektorschaltung zur Emitterschaltung unter Berücksichtigung der Stromflußrichtung zur Zählpfeilfestlegung ist

$$\frac{I_{CE11}}{I_{B11}} = h_{fe} = -h_{re} - 1 \approx -h_{re}.$$

Eingangswiderstand:

$$\begin{aligned} h_{1e} &= \frac{U_{BE1} + U_{BE11}}{I_{B1}} \\ &= h_{1e1} + h_{1e11} \frac{h_{re1} \cdot h_{re1}}{1 + h_{oc1} \cdot h_{re11}}. \end{aligned}$$

Tab. I. Vergleich der Vierpolparameter von Transistoren und Darlington-Verstärker

Kurzzeichen	Eigenschaften	BFY 76 (T)	BFX 66 (DV)	Einheit
h_{ie}	Eingangswiderstand	8	40	kOhm
h_{oe}	Ausgangsleitwert	11	130	μS
h_{te}	Stromverstärkung	300	1200	—
h_{re}	Spannungsrückwirkung	$0,3 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	—

Ausgangsleitwert:

$$h_{oe} = h_{oe\ 11} + h_{oe\ 1} \frac{h_{re\ 11} \cdot h_{te\ 11}}{1 + h_{oe\ 1} \cdot h_{te\ 11}}$$

Stromverstärkungsfaktor:

$$h_{te} = \frac{h_{te\ 1} \cdot h_{te\ 11}}{1 + h_{oe\ 1} \cdot h_{te\ 11}}$$

Spannungsrückwirkung:

$$h_{re} = \frac{h_{re\ 1} \cdot h_{re\ 11}}{1 + h_{oe\ 1} \cdot h_{te\ 11}}$$

Bei der Verwendung von zwei Transistoren des Typs BFY 76 zum Aufbau eines Darlington-Verstärkers wird das Produkt der typischen Werte (s. Tab. I)

$$h_{oe\ 1} \cdot h_{te\ 11} = 11 \cdot 10^{-6} S \cdot 8 \cdot 10^3 \text{ Ohm} = 0,088$$

vernachlässigbar klein.

Unter dieser (für die Emitterschaltung allgemein gültigen) Voraussetzung erhält man die Näherungsformeln:

$$h_{ie} \approx h_{ie\ 1} + h_{ie\ 11} \cdot h_{re\ 1} \cdot h_{te\ 1},$$

$$h_{oe} \approx h_{oe\ 11} + h_{oe\ 1} \cdot h_{re\ 11} \cdot h_{te\ 11},$$

$$h_{te} \approx h_{te\ 1} \cdot h_{te\ 11},$$

$$h_{re} \approx h_{re\ 1} \cdot h_{re\ 11}.$$

Da meistens als Grundschaltung die Emitterschaltung zur Anwendung kommt, werden für diesen Einsatzfall typische Vierpolwerte von einem Einzeltransistor und einem Darlington-Verstärker zum Vergleich in Tab. I angegeben.

Da bei einem reinen Darlington-Verstärker die doppelte Schwellspannung gegenüber einer einfachen Transistorstufe dem Signal entgegensteht, ist bei den meisten Darlington-Verstärkern der Verbindungspunkt vom Emitter des ersten Transistors zur Basis des zweiten Transistors gehäuseextern zugänglich, damit die Schwellspannung über beide Transistorstufen durch Verbindung dieses Anschlusses mit einem hochohmigen Widerstand gegen Masse herabgesetzt werden kann.

Es gibt kaum ein Anwendungsgebiet der Transistortechnik, in dem nicht auch der Darlington-Verstärker eingesetzt wird. Ob es sich um eine Differenzeingangsstufe eines Analogverstärkers oder um eine Leistungsausgangsstufe handelt, in fast jedem Gebiet der elektrischen Schaltungstechnik erscheint der Darlington-Verstärker als eine wichtige Schaltungskomponente. Während bei einem konventionellen Schaltungsaufbau die Anzahl der Transistoren aus finanziellen Gründen klein gehalten wurde, ist die Darlington-Stufe in integrierten Schaltungen noch häufiger vertreten, da die Kosten der monolithischen Schaltung nur unwesentlich von der Anzahl der Transistoren abhängig sind.

Schriftum

- [1] ● Cattermole, K. W.: Transistor Circuits. 2. Aufl., New York, Baywood
- [2] Widhorn, G.: Mehrere unter einem Hut; Vielfach-IS-Bauelemente nach Kundenwunsch. oz-technik-trend, Beilage zur „elektronik-zeitung“, Ausgabe vom 26. 1. 1968
- [3] ● Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, I. Bd. Berlin 1959, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
- [4] ● Der Halbleiter; Fachausdrücke, Ausgabe 1965. Telefunken-Fachbuch

den ihn auch die für ihn so wichtigen Methoden der Gebührenfassung.

Danach werden die Methoden der Nachrichtenübertragung vorgeführt. Was muß geschehen und beachtet werden, damit ein Telefonat gesprochen, ein Fernschreiben, eine Rundfunk- oder Fernschaltung ungestört ihren Weg über Kabelleitungen oder drahtlos vom Absender zum Empfänger nimmt? Wie sind die Übertragungswege beschaffen? Auch der Richtfunk und die Nachrichtentechnik über Satelliten werden hier in ihrer Funktion erklärt.

*

In der Abteilung Bauelemente erfährt man nicht nur, daß die Technik der elektrischen Widerstände, Kondensatoren und Spulen, der Elektronenröhren und Transistoren keineswegs so einfach ist, wie mancher vielleicht glaubt, sondern auch welche erstaunliche Leistungen heute auf dem Gebiet der sogenannten integrierten Schalttechnik und der Mikroelektronik erreicht werden, die vor allem für die Ausstattungen von Satelliten und Raumraketen unentbehrlich sind.

*

Die Abteilung Meßtechnik zeigt nunmehr, daß die heutige komplizierte Nachrichtentechnik ohne die Verwendung besonders empfindlicher und den jeweiligen Anforderungen ganz speziell angepaßter Meßmethoden nicht denkbar ist.

*

In der Abteilung Fernwirktechnik wird gezeigt, welcher Aufwand nötig ist, um von einer Zentrale fernliegende unbemannte Rangierlokomotiven, Wasserversorgungsanlagen, Pipelines und dergleichen steuern und regeln zu können, oder auf welchem Weg etwa die Ein- und Ausschaltung der Beleuchtung von Straßenzügen und die Umschaltung der Haushalts-Elektrizitätszähler auf Nachttarif wie von Geisterhänden gesteuert erfolgt.

*

Die Abteilung Daten- oder Informationsverarbeitung erläutert nicht nur die verwickelten Vorgänge in den elektronischen Rechnern oder Computern, von denen zum Beispiel eine Rekonstruktion der ersten programmgesteuerten Rechenanlage „Z 3“ gezeigt wird, sondern sie zeigt auch, wie logische Gedankengänge in den „elektronischen Gehirnen“ verarbeitet werden. Auch die Grundlagen der im heutigen Groß-Bürobetrieb unentbehrlichen Lochkartentechnik werden hier erklärt.

*

In der Abteilung Funkortung und Navigation wird ein Überblick über die modernen Verfahren und ihre Entwicklung gegeben, die zur Standortbestimmung und zur Führung von Flugzeugen oder Schiffen auf dem vorgeschriebenen Weg verwendet werden. Die drahtlosen Signale, die hierzu dienen, sorgen für einen raschen und sicheren Verkehr zu Wasser und in der Luft und helfen Unfälle zu vermeiden. Hier wird auch die Funktion des Radars erläutert.

*

Den Abschluß der Abteilung „Nachrichtentechnik“ bildet die Aufnahme- und Wiedergabe-technik für Ton und Bild. Der Besucher sieht zunächst Mikrofone und Lautsprecher sowie Schallplatten-, Magnetton- und Lichttongeräte, die im Rundfunkstudio oder im Heim für eine gute Aufnahme und Wiedergabe von Sprache und Musik sorgen, und er lernt ihre physikalischen Grundlagen und ihre Arbeitsweise kennen. Natürlich wird in dieser Abteilung aber auch großer Wert auf die Erklärung der Fernsehverfahren vom Schwarz-Weiß-Bild bis zum modernen Farbfernsehen gelegt.

Die Entwicklung der Nachrichtentechnik im Deutschen Museum, München

Am 7. Mai 1968 wurde aus Anlaß der Jahresversammlung des Deutschen Museums der Öffentlichkeit die neue Abteilung „Nachrichtentechnik“ zum Besuch freigegeben. Sie gibt im Einführungsgespräch dem Besucher einen umfassenden Überblick über das Wesen einer Nachricht im Sinne der Nachrichtentechnik und erklärt die thematische Aufgliederung des Inhalts der umfangreichen Abteilung „Nachrichtentechnik“.

Anschließend wird die historische Entwicklung der elektrischen Nachrichtentechnik gezeigt. Sie beginnt am Anfang des 19. Jahrhunderts mit dem elektro-chemischen Telegrafen von Sömmerring (Original vorhanden). Unter den vielen interessanten Apparaten (fast durchweg alte Originale), die man hier findet, ist der Morse-Telegraf wegen seiner großen praktischen Bedeutung am bekanntesten geworden. Es ist nun zu sehen, wie bereits ein weites Netz von Telegrafenleitungen Länder und Kontinente überspannte, als die auf den Erfindungen von Philip Reis (Originale vorhanden) und Graham Bell fußende Telefonie sich entwickelte und die Telegraphie zurückdrängen begann. Schließlich läßt sich, ebenfalls an Hand von alten Originalapparaten und von modell-

mäßigen Darstellungen, verfolgen, wie durch die Einführung der Fernschreibmaschine die Telegrafie wieder an Bedeutung gewann. Diese entwicklungsgeschichtlich gegliederte Darstellung schließt mit der Geschichte der aus den Bedürfnissen des Nachrichtenverkehrs zur See erwachsenen drahtlosen Nachrichtentechnik ab, an deren Beginn der Funkenapparat von Marconi steht, und die an dieser Stelle etwa bis zum Aufkommen des ersten Röhrensenders von Alexander Meißner (Original vorhanden) und der Röhrenempfänger reicht.

Von nun ab ist die Abteilung „Nachrichtentechnik“ nicht mehr historisch-entwicklungs-geschichtlich untergliedert, sondern nach technisch-funktionsmäßigen Gesichtspunkten im modernen Sinn.

Als erstes lernt der Besucher die Vermittlungstechnik kennen, das heißt die Vorgänge, die sich vor allem in den verwirrend wirkenden Einrichtungen der postalischen Vermittlungsbüros abspielen müssen, damit eine Telefon- oder Fernschreibverbindung mit dem gewünschten Gesprächspartner zustande kommt. Der Besucher erfährt, welch außerordentlich komplizierten Mechanismus er beim Drehen der Wählscheibe seines Telefons in Gang setzt. Interessieren wer-

RC-Oszillator mit kleinem Klirrfaktor

Technische Daten

Frequenzbereich:
10 Hz..1 MHz in fünf Bereichen

Klirrfaktor:
0,01% bei 1 kHz,
< 0,05% bei 10 ..30 000 Hz

Ausgangsspannung:
5 V_{eff} ($\pm 2\%$ zwischen 10 Hz und 1 MHz)

Ausgangswiderstand:
etwa 1 kOhm

Frequenzdrift bei 1 MHz:
 10^{-4} /Stunde

Linearitätsverbesserung durch Rückkopplung

Da die Schwingbedingung eines Wienbrückeneszillators bereits bei einer Spannungsverstärkung von 3 erfüllt ist, läßt sich ein kleinerer Klirrfaktor der erzeugten Spannung dadurch erreichen, daß man mit einer bedeutend höheren Verstärkung arbeitet, die durch eine entsprechende Gegenkopplung wieder auf den gewünschten Wert gebracht wird. Bei mehrstufigen Verstärkern ergeben sich dabei jedoch infolge der dann auftretenden Phasendrehungen leicht wilde Schwingungen. Es ist aber möglich, die bei kleiner Stufenzahl erhaltene Verstärkung durch Rückkopplung zunächst zu erhöhen und dann durch Gegenkopplung wieder zu verringern. Dies ist jedoch nur sinnvoll, wenn die allgemeine Theorie, nach der die Rückkopplung die

Bild 1. Prinzip der verwendeten Rückkopplungsschaltung

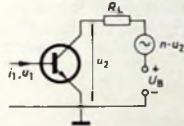
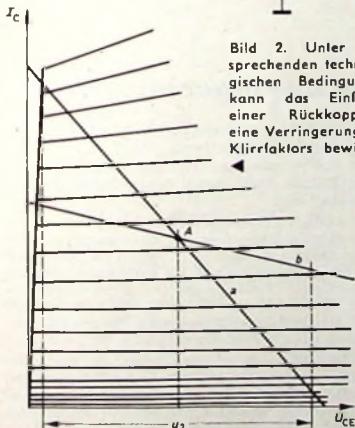


Bild 2. Unter entsprechenden technologischen Bedingungen kann das Einfügen einer Rückkopplung eine Verringerung des Klirrfaktors bewirken



Verzerrungen im gleichen Maß erhöht, wie die Gegenkopplung sie senkt, nicht erfüllt ist. Unter bestimmten technologischen Voraussetzungen kann das durchaus der Fall sein, und die Rückkopplung kann dann sogar eine Erhöhung der Linearität bewirken.

Die hier benutzte Rückkopplung (Bild 1) läßt sich durch eine mit der Betriebsspan-

nung U_B in Reihe liegende Spannungsquelle darstellen, die einen Bruchteil $n \cdot u_2$ der Ausgangsspannung liefert ($n < 1$). Es kann gezeigt werden, daß die durch die Eingangsgröße i_1 oder u_1 hervorgerufene Ausgangsspannung beim Anlegen dieser Rückkopplung um den Faktor $1/(1-n)$ zunimmt. Um den gleichen Faktor erhöht sich auch der scheinbare Wert des Lastwiderstandes R_L .

Die Auswirkungen einer solchen Rückkopplung werden im Bild 2 an Hand eines Kennlinienfeldes gezeigt, das etwa dem eines bipolaren Transistors entspricht, der mit einer Steuerquelle geringen Innenwiderstandes arbeitet. Im unteren Teil des Feldes sind die Kennlinien stark zusammen gedrängt (Spannungssteuerung). In der Mitte haben sie gleichmäßige Abstände, weil der Eingangswiderstand des Transistors dann so weit zurückgegangen ist, daß etwa Stromsteuerung vorliegt. Durch denselben Arbeitspunkt A führen die Last-

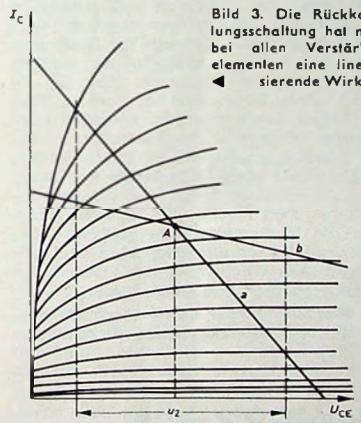


Bild 3. Die Rückkopplungsschaltung hat nicht bei allen Verstärker-elementen eine linearisierende Wirkung

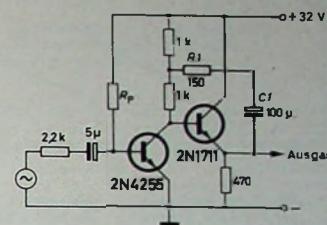


Bild 4. An dieser Schaltung, deren Prinzip auch in Leistungsverstärkern angewandt wird, läßt sich die durch Rückkopplung erhaltene Steigerung von Linearität und Verstärkung experimentell nachweisen

Bild 3 zeigt jedoch, daß sich dieses Prinzip nicht verallgemeinern läßt. Das hier dargestellte Kennlinienfeld ähnelt mehr dem eines Feldeffekttransistors oder einer Pentode. Während die Lastgerade a im Bereich von u_2 die Kennlinien in praktisch gleichen Abständen schneidet, ist das bei der Geraden b nicht der Fall. Die Einführung einer Rückkopplung würde hier tatsächlich höhere Verzerrungen zur Folge haben. Der Vergleich zeigt, daß es bei Verwendung von bipolaren Transistoren besonders einfach ist, einen geringen Klirrfaktor zu erhalten.

Die linearisierende Wirkung der Rückkopplung kann mit der Schaltung im Bild 4 experimentell nachgewiesen werden. R_P wird so gewählt, daß bei offenem Eingang eine Gleichspannung von etwa 16 V am Ausgang liegt. Ohne Rückkopplung wurden bei 5 V_{eff} Ausgangsspannung eine Spannungsverstärkung von 125 und ein Klirrfaktor von 1,7 % gemessen. Nach Einfügen von R_1 und C_1 stieg die Verstärkung auf 430, und der Klirrfaktor ging bei gleicher Ausgangsspannung auf 0,9 % zurück. Ähnliche Ergebnisse dürfte man auch mit anderen als den angegebenen Transistorarten erhalten. Das im Bild 4 gezeigte

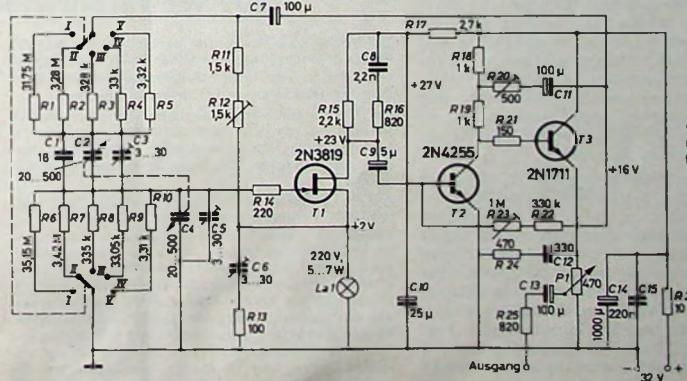


Bild 5. Die Oszillatorschaltung arbeitet mit einem Feldeffekttransistor, der eine Abstimmung mit Drehkondensatoren gestattet

Prinzip wird auch oft in Leistungsverstärkern angewandt.

Schaltung des Oszillators

Bild 5 zeigt die Schaltung des RC-Oszillators. Die Abstimmung der Wienbrücke erfolgt durch einen Doppeldrehkondensator

Bild 6. Printplatte für die Verstärkerstufen im Bild 5

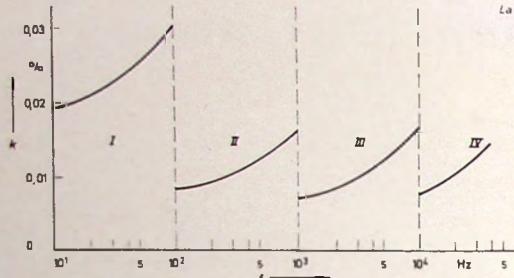


Bild 7. Am Mustergerät in Abhängigkeit von der Frequenz gemessener Gesamtklirrfaktor

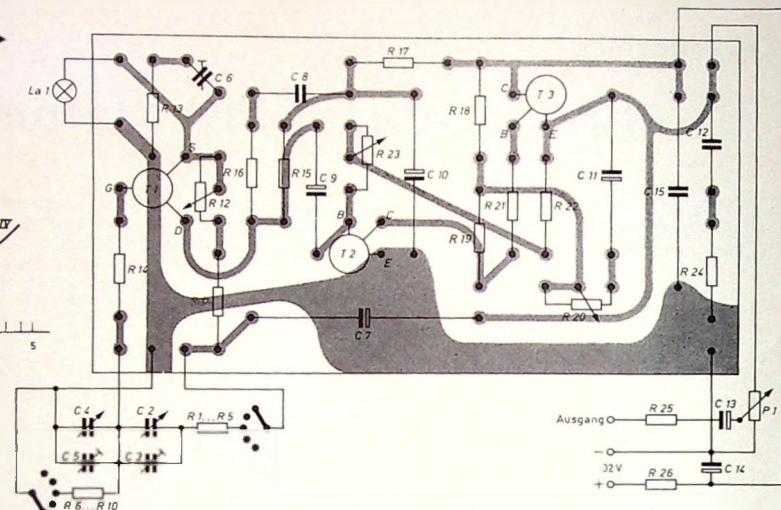
C 2, C 4. Die Frequenzbereiche ergeben sich durch Umschalten der Widerstände R 1 bis R 10. Die angegebenen Werte wurden meistens durch Reihenschaltung zweier Widerstände erhalten und nach Abgleich gemessen. Die Amplitudenregelung erfolgt im Widerstandszweig der Brücke mit der Glühlampe La 1. Heißleiter eignen sich weniger als Regelemente, da sie oft ihren Wert nicht nur mit der Temperatur, sondern auch mit der Augenblicksspannung verändern und damit Klirrfaktoren von mehr als 0,2 % bewirken.

Im Verstärker folgt auf den Feldefekttransistor T 1 die Schaltung nach Bild 4. Außer den angegebenen Typen können auch 2N3401, E 102, BF 245 für T 1, BF 195, BF 224, BF 238 für T 2 sowie 2N1420, 2N2049, 2N2192, 2N2219 und ähnliche für T 3 verwendet werden. Zur Phasenkorrektur dienen neben R 14 und R 22 die RC-Glieder C 6, R 13, C 8, R 16 und C 12, R 24. Sie verhindern nicht nur wilde Schwingungen, sondern ermöglichen auch eine genaue Deckung der Bereiche auf der Abstimmsskala, ohne daß dazu Trimmer umzuschalten sind.

Aufbau und Abgleich

Im Bild 6 ist die im Mustergerät verwendete Printplatte im Maßstab 1:2 dargestellt. Beim Aufbau ist auf kurze Leitungsführung und auf gute Isolation im Bereichschalter sowie zwischen Drehkondensator und Masse zu achten. Die zuletzt genannten Bauteile sind besonders sorgfältig abzuschirmen. Die Glühlampe sollte möglichst erschütterungsfrei in Plastikschaumstoff gelagert werden. Bei Belastung mit dem Betriebsstrom des Gerätes (etwa 50 mA) soll die Speisequelle nicht mehr als 100 μ V Reststrum aufweisen.

Bei der Inbetriebnahme wird zunächst R 12 auf Minimalwert gestellt und R 23 auf eine Gleichspannung von 16 V am Emitter von T 3 abgeglichen. Auf Bereich III regelt man dann R 12 bei voll eingedrehtem Drehkondensator so ein, daß 5 V_{eff} am Ausgang auftreten. Bei richtigen Widerstandswerten ist die Frequenz dabei etwa 800 Hz. Nun dreht man den Drehkondensator voll heraus und gleicht die Trimmer C 3 und C 5 so ab, daß sowohl die Ausgangsspannung von 5 V_{eff} , als auch eine Frequenz von etwa 11 kHz erhalten wird. Danach werden die Punkte für 1 kHz und 10 kHz genau auf der Skala markiert. Bei dem Punkt 1 kHz müssen sich dann auf den anderen Bereichen die Frequenzen 10 Hz, 100 Hz, 10 kHz beziehungsweise 100 kHz ergeben. Der Abgleich erfolgt nur mit den entsprechenden Widerständen der Wienbrücke, deren Wer-



te dabei so zu verändern sind, daß in allen Fällen eine Ausgangsspannung von 5 V_{eff} erhalten wird. Im Bereich V kann die Skaleneinstellung 1 MHz mit C 6 abgeglichen werden.

Nach endgültiger Eichung der Skala erfolgt dann der Abgleich auf minimalen Klirrfaktor durch wechselweise Verändern von R 20 und R 23. Während die Kenndaten von T 2 und T 3 wenig Einfluß auf die Verzerrungen haben, lohnt es sich, für T 1 verschiedene Exemplare eines oder mehrerer Typen auszuprobieren. Feldefekttransistoren mit zu hohem Gatereststrom haben nämlich im Bereich II und besonders im Bereich I einen Klirrfaktor zur Folge, der oft zehnmal höher ist als im Bereich III. Bild 7 zeigt, daß in allen Bereichen die Verzerrungen bei eingedrehtem Drehkondensator am geringsten sind. Die angegebenen Werte enthalten Oberwellengehalt, Rauschen und Reststrum.

Die Messung dieser Größen ist mit handelsüblichen Klirrfaktormeßbrücken kaum

möglich, da diese meistens schon wegen des Eigenklirrfaktors keine genügende Empfindlichkeit aufweisen. Deshalb sowie wegen ihres geringeren Aufwandes ist die Messung mit der Doppel-T-Brücke vorzuziehen [1].

Ohne die in [1] genannten Zusätze läßt sich diese Brückenschaltung verwenden, wenn man eine Dämpfung auf etwa 35 % bei der 2. Oberwelle und auf etwa 55 % bei der 3. Oberwelle berücksichtigt. Bei 5 V am Brückeneingang und 0,01 % Klirrfaktor erhält man damit weniger als 250 μ V am Ausgang. Der Abgleich der Brücke sowie die Frequenz des Generators müssen dabei sehr sorgfältig eingesetzt und nach Korrekturen an R 20 oder R 23 nachgestellt werden.

Schrifttum

- [1] Holle, W. u. Schütte, K. H.: Klirrfaktormeßzusatz für Niederfrequenz-Röhrenvoltmeter. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 3, S. 101-102

Erklärung des VDI zur Weiterentwicklung der Ingenieurschulen

Zur Weiterentwicklung der Ingenieurschulen hat der Verein Deutscher Ingenieure (VDI), mit 55000 Mitgliedern der größte technisch-wissenschaftliche Verein Europas, jetzt folgende Erklärung abgegeben:

Der Verein Deutscher Ingenieure (VDI) hat sich seit Jahrzehnten für die Förderung der deutschen Ingenieurschulen, für ihren Ausbau und für ihre ständige Anpassung an den technischen Fortschritt eingesetzt.

Auf eine Initiative des VDI beim Deutschen Ingenieurtag 1961 in Hamburg wurde 1961 die Deutsche Kommission für Ingenieursbildung gegründet. In ihr wirkt der VDI gemeinsam mit 22 an der Ingenieursbildung interessierten Organisationen aus Wirtschaft und Wissenschaft, aus den technisch-wissenschaftlichen und den berufständischen Ingenieurvereinen, aus den Gewerkschaften und den Ingenieursverbänden und besorgt treuhänderisch die Geschäfte der Deutschen Kommission. Durch die neutrale und objektive Haltung der Deutschen Kommission und die Sachlichkeit ihrer Verlaubungen ist sie zum anerkannten Gesprächspartner der Ständigen Konferenz der Kultusminister der Länder in der Bundesrepublik Deutschland (KMK) in allen Fragen des Ingenieurwesens geworden.

Zur Weiterentwicklung der Ingenieurschulen hat der VDI der Deutschen Kommission für Ingenieursbildung Vorschläge ausgearbeitet und unterbreitet, die von ihr angenommen und die Grundlage für ein Gespräch mit dem Präsidium der Kultusministerkonfe-

renz am 29. März 1968 waren. Sie enthalten u.a. folgende wichtige Forderungen:

1. Bei der Weiterentwicklung der Ingenieurschulen muß Einheitlichkeit in allen Bundesländern gewahrt bleiben.
2. Als künftige Zulassungsvoraussetzung soll der Abschluß einer Realschule mit einer anschließenden zweijährigen Ausbildung gelten, in die eine praktische Unterweisung und ein zusätzlicher theoretischer Unterricht einbezogen sind. Die Gesamtdauer der Vor-Ausbildung beträgt 12 Jahre und schließt mit einer Prüfung ab, über die ein Zeugnis mit internationaler Anerkennung zu erteilen ist.
3. Bei der Weiterentwicklung sollen die Ingenieurschulen in einen Gesamthochschulbereich mit differenzierten Zulassungsvoraussetzungen eingeordnet werden. Hierfür sollen einheitliche Rechtsgrundlagen für alle Bundesländer gelten.
4. Die Dauer der Ingenieursbildung beträgt unverändert wie bisher drei Jahre.
5. Die Ingenieursbildung schließt mit der Graduierung zum Ingenieur und der Verleihung des Grades „graduierter Ingenieur“ (abgekürzt: „grad. Ing.“) ab.

Der VDI wird sich in enger Zusammenarbeit mit der Deutschen Kommission für Ingenieursbildung darum bemühen, daß die Kultusministerkonferenz so rasch wie möglich Beschlüsse faßt, die diesen Forderungen Rechnung tragen.

Reduzierung der Einschaltströme von Anzeige-Glühlampen

Bei verschiedenen Bauelementen, den Kaltleitern, wird die elektrische Leitfähigkeit durch Erwärmung herabgesetzt. Durch Anlegen einer konstanten Betriebsspannung im kalten Zustand dieser Bauelemente, beispielsweise Glühlampen von Ziffernanzeigeeinheiten, tritt kurzzeitig ein hoher Einschaltstrom auf. Die im folgenden beschriebene Anordnung vermeidet derartig hohe Einschaltströme.

In elektronischen Geräten müssen häufig verschiedene Schaltzustände oder Ziffern automatisch angezeigt werden. Während eines Meßvorgangs oder eines sonstigen Funktionsablaufs werden dabei Anzeigeeinheiten eingeschaltet und ausgeschaltet. Die Anzeige kann zur optischen Kontrolle oder zur Darstellung von Meß- und Steuerdaten dienen.

In Geräten, die mit Elektronenröhren bestückt sind, erfolgen die notwendigen Anzeigen im allgemeinen mit Glühlampen und Ziffernanzeigeröhren, weil hier ohnedies die dafür erforderliche hohe Betriebsspannung vorhanden ist. Halbleiterbestückte Geräte benötigen dagegen vorwiegend niedrige Betriebsspannungen, die auch für die Anzeige herangezogen werden sollen. Abgesehen von elektromagnetischen Signaleinheiten, müssen deshalb Glühlampen für solche niedrigen Spannungen eingeschaltet und ausgeschaltet werden.

Glühlampen weisen im ausgeschalteten Zustand eine relativ hohe elektrische Leitfähigkeit auf. Als Folge davon fließt beim Anlegen einer konstanten Betriebsspannung an eine kalte Glühlampe ein hoher Strom. Infolge der Eigenerwärmung sinkt die elektrische Leitfähigkeit und damit der Strom bis zum Erreichen des Betriebsstroms ab. Die Änderung der Leitfähigkeit $G = 1/R$ einer Glühlampe ist im Bild 1 dargestellt. Der Kaltwiderstand R_k des Heizfadens im ausgeschalteten Zustand der Glühlampe beträgt etwa ein Zehntel

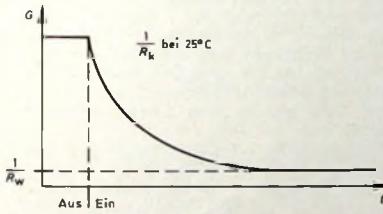


Bild 1. Änderung der Leitfähigkeit beim Einschalten einer Glühlampe

des Warmwiderstandes R_w . Demnach tritt beim Einschalten ein Spitzenstrom vom zehnfachen Wert des Betriebsstroms auf. Soll beispielsweise eine zehnstellige Zahl angezeigt werden, so ergibt sich unter Verwendung von zehn 6-V-Glühlampen je 0,2 A ein Dauerstrom von 2 A und ein Spitzenstrom von 20 A. Die Betriebsspannung wird häufig im Hinblick auf eine höhere Lebensdauer der Glühlampen bei Erschütterungen sehr niedrig gewählt; niedrige Betriebsspannung und ein entsprechend hoher Betriebsstrom bedingen einen dickeren und damit unempfindlicheren Heizfaden.

Wird eine Spannungsquelle zum Betrieb von Anzeigeeinheiten und der Elektronik verwendet, dann muß mit Rücksicht auf die Elektrotechnik im allgemeinen ein Absinken der Spannung vermieden werden. Erfordert die Elektronik beispielsweise einen

Strom von maximal 4 A, dann muß nach der vorhergehenden Annahme das Netzgerät für einen Strom von 24 A ausgelegt sein, obwohl nur ein maximaler Dauerstrom von 6 A fließt. Das bedingt neben einer höheren Investition größeren Raumbedarf, ein höheres Gewicht, höhere Verlustleistung im Netzgerät und einen hochbelastbaren Schalttransistor zum Einschalten der Glühlampen. Außerdem sind die durch das Einschalten der Glühlampen in den Leitungen entstehenden Stromspitzen unerwünscht.

Zur Abhilfe der angeführten Mängel bieten sich folgende Möglichkeiten an:

1. Vorheizen der Glühlampen

Die beim Einschalten der Glühlampen auftretenden Spitzenströme können durch Vorheizen der Glühlampen erheblich reduziert werden. Die Schaltungsanordnung zeigt Bild 2. Über den Widerstand R_{vh} fließt durch die Glühlampe im ausgeschal-

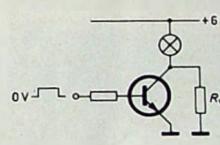


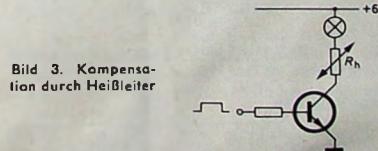
Bild 2. Herabsetzen des Einschaltstroms durch Vorheizen

teten Zustand ein Strom, der noch keine Lichtausbeute liefert, jedoch den Widerstand des Heizfadens erhöht. Der Schalttransistor braucht daher nur eine geringere Schaltleistung zu übernehmen.

Ein Nachteil dieser Anordnung ergibt sich durch den Dauer-Vorheizstrom in den Glühlampen. Die Lebensdauer der Glühlampen wird dadurch herabgesetzt, und der Gesamtstrombedarf ist angestiegen. Die Verlustleistung in den Widerständen R_{vh} und den Glühlampen erfordert ferner eine gute Wärmeableitung.

2. Kompensation durch Heißleiter

Eine Reduzierung der Einschaltströme ist auch durch Einfügen eines Heißleiters R_h in den Strompfad der Glühlampe möglich. Die Schaltungsanordnung zeigt Bild 3. Die



beste Kompensation ergibt sich bei inversem Widerstandsverlauf von Glühlampe und Heißleiter. Eine derartig exakte Kompensation ist mit den handelsüblichen Bauelementen jedoch für die beschriebene Anordnung nicht zu erreichen. Als Nachteil ergibt sich hier vor allem, daß der gesamte Lampenstrom durch den Heißleiter

fließt. Die Glühlampe liegt daher nur an der um den Spannungsabfall an R_h verminderten Spannung. Die im Heißleiter anfallende zusätzliche Verlustleistung erfordert eine entsprechende Wärmeabfuhr. Eine Kompensation durch Heißleiter bedingt jedoch einen geringeren Gesamtstrom als die unter 1. beschriebene Anordnung.

3. Kompensation durch Rückkopplung

Wird der Ausgang des Transistors, der die Lampe schaltet, in geeigneter Weise auf den Eingang der Schaltungsanordnung geführt, wie das im Bild 4 geschehen ist,

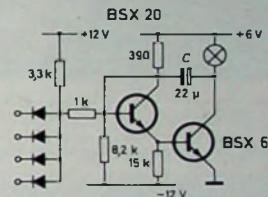


Bild 4. Kompensation durch Gegenkopplung

dann können die unter 1. und 2. angeführten Nachteile vermieden werden. Die Glühlampenspannung ist nur um die Restspannung des Schalttransistors verringert. Verluste in zusätzlichen Lastwiderständen entfallen. Die Gegenkopplung über den Kondensator C bewirkt, daß der Einschaltstrom nur auf den doppelten Wert des Lampendauerstroms ansteigt. Die Einschaltzeit für die Glühlampe wird verlängert. Diese Verlängerung ist jedoch noch

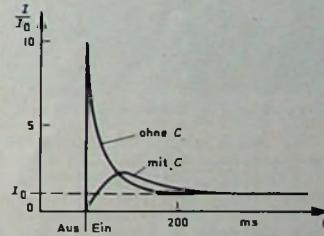


Bild 5. Einschaltstrom beim Anschalten einer Glühlampe mit der Schaltung nach Bild 4

nicht als Anzeigerzögerung wahrnehmbar. Bei der Dimensionierung des Schalttransistors ist zu beachten, daß bei dem langsameren Schaltvorgang die Verlustleistung nicht überschritten wird. Im Bild 5 ist der Schaltvorgang ohne und mit Gegenkopplung dargestellt. Durch die gewählte Gegenkopplung wird der Einschaltstrom um den Faktor 5 reduziert. Wegen der kleinen Abmessungen wurde zur Gegenkopplung ein Tantalropfenkondensator eingesetzt. Zwanzig derartige Schaltstufen nach Bild 4 mit Entschlußelung für BCD-Code konnten auf einer gedruckten Karte untergebracht werden, so daß eine Ansteuerung zweier dekadischer Ziffernanzeigeeinheiten mit einer Karte möglich ist.

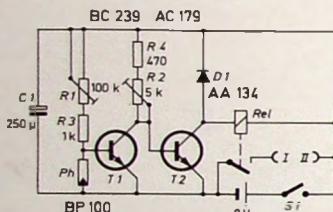


Einfache Lichtschranke

Technische Daten

Betriebsspannung: 9 V
Betriebsstrom: 2 mA, max. 30 mA
Transistoren: BC 239, AC 179
Abmessungen: 72 mm × 60 mm
Gewicht mit Batterie: 100 g

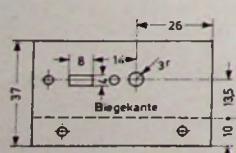
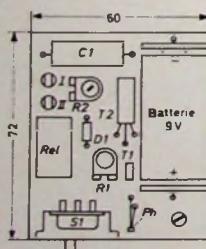
Diese einfache Lichtschranke kann beispielsweise als Alarmanlage oder zum Einschalten von Rolltreppen verwendet werden. Ferner ist es möglich, dieses Gerät



Schaltung der transistorisierten Lichtschranke



Gesamtansicht der Lichtschranke von vorn



Maßskizze der Frontplatte und Bestückungsplan des Chassis

als Zählmaschine für Kaufhäuser, Gaststätten usw., die über die Besucherzahl unterrichtet sein möchten, zu verwenden, wenn man ein Zählwerk dahinter schaltet.

Schaltung

Die Schaltung der Lichtschranke besteht aus einem zweistufigen Schaltverstärker mit NPN-Transistoren. Bei Beleuchtung des Photoelements Ph mit einer ausreichend starken Lichtquelle (Taschenlampe, Sonne) wird der Transistor T1 am Eingang kurzgeschlossen und dadurch der Transistor T2 durchgesteuert. Dann erhält das Relais genügend Strom und zieht an. Mit den Einstellpotentiometern R1 und R2 werden die Arbeitspunkte der beiden Transistoren T1, T2 festgelegt. Fällt kein Licht auf das Photosensor, dann öffnet der Transistor T1 und sperrt dadurch den zweiten Transistor T2. C1 verringert den Innenwiderstand bei Alterung der Batterie.

Aufbau

Das Gerät wurde auf einem 72 mm × 60 mm × 2 mm großen Resopalbrettchen



Gesamtansicht des Gerätes von hinten

aufgebaut. Relais und Lötosen sind auf der linken Seite befestigt. Die Einstellpotentiometer R1, R2 wurden liegend auf dem Brett montiert. Die Widerstände R3 und R4 sind beim Mustergerät nicht eingebaut worden. Ihre Verwendung empfiehlt sich aber, weil sonst bei versehentlich ganz kurzgeschlossenen Reglern R1, R2 der Transistor T1 beschädigt werden kann.

Die 9-V-Batterie findet ihren Platz auf der rechten Seite des Gerätes. Die Front-

Einzelteilliste

Relais „RA 1931/9“	(Kaco)
Aus-Schalter „S 2“	(Schadow)
Photoelement BP 100	(Siemens)
Einstellregler „1-8815“	(Prich)
Transistoren AC 179, BC 239	(Telefunken)
Diode AA 134	(Telefunken)
Batterie, 9 V, „Nr. 29“	(Varta)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

platte besteht aus einem 0,75 mm dicken Eisenblech. Auf der linken Seite liegt der Ausschalter. In der Mitte der Frontplatte befindet sich die Öffnung für das Photoelement. Es ist ungefähr 1½ mm dahinter angeordnet.

Inbetriebnahme und Abgleich

Vor der ersten Inbetriebnahme sollte noch einmal die Schaltung überprüft werden. Nun werden die beiden Trimmregler R1, R2 auf maximale Empfindlichkeit eingestellt, so daß das Relais bei beleuchtetem Photoelement anspricht, und wenn die Lichtquelle abgeschaltet ist, wieder abfällt. Im Ruhezustand sollte die Lichtschranke einen Strom von etwa 2 mA und bei angezogenem Relais einen maximalen Strom von 30 mA ziehen. Beim Einstellen der Regler sollte man die Spannung zwischen Kollektor und Emitter von T2 messen. Sie soll bei angezogenem Relais (Photoelement beleuchtet) nicht größer als etwa 0,5 V sein, damit keine nennenswerte Verlustleistung in T2 entsteht.

Werner W. Diefenbach

Für den Tonbandfreund

17. Nationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme

Die besten Tonaufnahmen bundesdeutscher Tonbandamateure sucht der „Ring der Tonbandfreunde“ in Hannover für den 17. Nationalen Wettbewerb. Der NWT 1968 gilt als Vorentscheidung zum „Internationalen Wettbewerb der besten Tonaufnahmen“ (IWT), der in diesem Jahr in Prag ausgetragen wird.

Die Schirmherrschaft über den NWT hat Agfa-Gevaert übernommen. Bis zum 1. September 1968 müssen Tonbandamateure ihre Beiträge in den Kategorien Montagen, Dokumentaraufnahmen und Reportagen, musikalische und gesprochene Aufnahmen, einmalige Tonaufnahmen, Trickaufnahmen oder technische Montagen und Schultonaufnahmen sowie zur neuen Gruppe „festes Thema“ eingesandt haben. Das feste Thema für das Jahr 1968 lautet: „Das Land, in dem ich lebe“.

Reglements und Begleitzettel für jedes einzureichende Band sind beim „Ring der Tonbandfreunde“, 3 Hannover-Hainholz, Postfach, zu erhalten. Die Bänder müssen an Rechtsanwalt Dr. Ernst Weisbach, 3 Hannover, Hildesheimer Straße 73, geschickt werden.

Agfa-Gevaert-Wanderpokal für englischen Tonandler

Den silbernen Agfa-Gevaert-Wanderpokal für die beste Stereo-Aufnahme gewann beim Britischen Amateur-Tonband-Wettbewerb Philip Towell mit seiner Arbeit „Belshazzars Feast“. Der 30 Zentimeter hohe Silberpokal wurde dem Gewinner jetzt im Londoner Russel Hotel überreicht. Towell darf den Pokal für ein Jahr behalten. Als Erinnerung an den Wettbewerb erhielt er außerdem ein Duplikat des Pokals, dessen Wert rund 1500 DM beträgt.

Mit zwei Agfa-Magnetonbändern PE 31 wurde die jüngste Wettbewerbstteilnehmerin bei der Preisverleihung belohnt. Das Alter der jungen Dame: sieben Einhalb Jahre.

Elektronik für den Flug zum Mond

I. Bodenelektronik für das Apollo-Programm

1. Einleitung

1952 erschien in der amerikanischen Zeitschrift Collier's Magazine eine wissenschaftliche Artikelreihe unter dem Titel „Man on the Moon“. Verfasser dieser Reihe war Wernher von Braun, und das heute Bemerkenswerteste, das er damals schrieb, war der Satz: „... im Jahre 1978 könnte die erste Expedition auf der staubbedeckten Oberfläche des Mondes landen.“ Wir schreiben jetzt 1968 und wissen, daß in zwei, höchstens vielleicht in drei Jahren der erste Mensch den Mond betreten wird. Hauptanlaß, daß die amerikanische Raumfahrt eine derartige Aktivität entwickelte, war ohne Zweifel in erster Linie der Start des sowjetischen Satelliten Sputnik I am 4. Oktober 1957. Ein Tag, den man gern als den eigentlichen Geburtstag der amerikanischen Raumfahrt bezeichnen möchte. An diesem Tage nämlich erkannte Amerika richtig die ungeheure Bedeutung der Weltraumfahrt, und es dauerte nicht lange, bis die benannte Raumfahrt mit in das nationale Programm aufgenommen wurde.

Kurze Einmann-Erdumkreisungen, das Mercury-Programm, und länger dauernde Zweimann-Flüge, das Gemini-Programm, wurden für Studienzwecke und als wichtigste Vorstufen für das Hauptprojekt, für den bemannten Mondflug, durchgeführt. Heute schon ist das Projekt des bemannten Mondfluges in ein Stadium getreten, wie man es noch vor fünfzehn Jahren in den kühnsten Träumen nicht zu hoffen wagte.

Daß Menschen die Erde umkreisen und demnächst sogar den Mond erreichen werden, ist nun nicht nur das Verdienst der Raketenfachleute, sondern – und vielleicht sogar in erster Linie – ein Verdienst der Elektroniker, wobei das, was die Raketenfachleute geleistet haben, keineswegs geschrägert wird.

In zwei Berichten soll hier die „Elektronik des Apollo-Programms“ betrachtet werden, und zwar einmal die Elektronik, die das Gelingen des Programms vom Boden aus sicherstellen soll, und dann die Elektronik, die die Männer auf ihrem Flug zum Mond begleiten wird. Bei der Komplexität des Gesamtprojektes kann dabei nur auf das Wesentliche eingegangen werden. Das dürfen ohne Zweifel die Flugleitung und die Flugüberwachung sein – eine Bodenorganisation, die für die sichere Rückkehr der Astronauten zur Erde eine ganz besondere Rolle spielt. Bereits für die Flüge im Mercury- wie im Gemini-Programm war eine umfangreiche Bodenorganisation erforderlich. Aber, da der Mondflug um vieles komplizierter ist als alle bisher durchgeföhrten Raumfahrtunternehmungen, werden doch ganz andere, höhere und auch neue Anforderungen an sie gestellt.

Befanden sich nämlich die Mercury- und Gemini-Astronauten immer noch „nur im Vorhof der Erde“, so wird die dreiköpfige Apollo-Mannschaft bis in eine Entfernung von rund 400 000 km in den Weltraum vordringen, wird auf einem anderen Himmelskörper landen und von diesem zur Erde zurückkehren. Vom ersten Augen-

Bild 1. Blick in den Mission Operation Control Room des Manned Spacecraft Center der NASA in Houston. Von hier aus wird der gesamte bemannte Mondflug geleitet (Aufnahme: NASA)



blick des Abhebens der Trägerrakete bis zur Wiederlandung der Kapsel auf der Erde muß nicht nur eine ständige Nachrichtenverbindung gewährleistet sein, sondern muß auch das Raumfahrzeug auf seiner Bahn in jeder Phase seines Fluges von der Erde aus verfolgt und überwacht werden können. Der Nachrichtenverbindung und der Bahnverfolgung dient eine riesige Organisation, deren Hauptinstrumente elektronische Geräte sind und deren Fäden letztlich alle in Houston, in Texas im „Mission Control Center“ zusammenlaufen.

2. Das „Mission Control Center“ (MCC)

Bereits bei den Vorprogrammen erfolgte die Einsatzleitung zentral vom Mission Control Center (MCC) der NASA in Houston aus. Für das Apollo-Programm wurde jedoch notwendig, das Fernmeldenetz, das NASCOM, und die Bodenstellen des „Manned Space Flight Network“ (MSFN) wesentlich zu erweitern und auszubauen, und zwar einmal im Hinblick darauf, daß jederzeit direkter Sprechfunkverkehr zwischen Einsatzleitung und Astronauten bestehen muß, gleichgültig ob diese sich in Erd- oder Mondnähe befinden, wie auch wegen der Übertragung und Verarbeitung der bei diesem Flug anfallenden riesigen Datenmenge.

Als Mittler zwischen Raumschiff und Einsatzleitung dient das MSFN, wobei für die Verbindungen zwischen MSFN und MCC im Mindestfall je zwei Duplex-Kanäle in der Sprechbandbreite vorgesehen sind, die eine Übertragungskapazität von 2400 bit/s bei einer durchschnittlichen Fehlerrate von 1 in 10⁶ haben. Diese Kanäle laufen über Landkabel, Mikrowellen-Richtfunkstrecken, Unterseekabel, HF-Verbindungen und über Fernmeldesatelliten, wobei die meisten der Verbindungen gemietet und einige staatlicher Besitz sind.

Das Mission Control Center (Bild 1) der NASA im Manned Space Craft Center in Houston in Texas, das von der Philco-Ford-Corporation als Hauptauftragnehmer geschaffen wurde, hat zwei mitein-

ander identische Kontrollzentralen, zwei „Mission Operations Control Rooms“ (MOCR), die sich unabhängig voneinander für verschiedene Aufgaben verwenden lassen können. So kann zum Beispiel von dem einen MOCR aus das laufende Apollo-Programm geleitet und überwacht werden, während der andere Kontrollraum bereits auf den nächsten Raumfahrtstart vorbereitet wird.

Funktionsmäßig ist das Mission Control Center in ein Darstellungs- und Leitsystem, ein FernmeldeSystem, den Simulations-, Prüf- und Ausbildungskomplex sowie den Real-Time-Datenverarbeitungskomplex unterteilt.

Da das Darstellungs- und Leitsystem alle Einrichtungen zur Anzeige der vielfältigen Informationen für das Einsatzleitungspersonal umfaßt, ist seine wichtigste Anlage ein Fernsehdarstellungssystem mit insgesamt 384 Bildschirmen, 136 Kameras und 64 Digital-Fernsehbildwandlern. Dieses System kann an jedem Kontrollpult die Daten von Rechnern oder die von den Kameras aufgenommenen Bilder oder die auf rund 28 000 Diapositiven archivierten Daten darstellen. Jeder der beiden Kontrollräume ist mit fünf Projektionswänden ausgestattet, von denen eine 3 m × 6 m und vier jeweils 3 m × 3 m groß sind und auf die von insgesamt 14 Projektoren von hinten und mehrfarbig die jeweils benötigten Anzeigen geworfen werden. Die gewünschten Informationen für die Darstellung werden dabei vom Personal an den einzelnen Konsolen durch Knopfdruck abgerufen.

3. Das FernmeldeSystem NASCOM im MCC

Zum FernmeldeSystem des Mission Control Center gehören als wichtigste Bestandteile die automatische Datenübermittlungsanlage des NASCOM-Netzes, ein doppelt vorhandenes digitales Real-Time-Kommandosystem und eine Datenverarbeitungsanlage.

Sehr interessant ist das eigentliche, NASCOM genannte (NASA Communi-



Bild 2. Einer der beiden zum digitalen Real-Time-Kommmandosystem im Manned Spacecraft Center der NASA gehörenden Univac-Elektronenrechner „494“ (Aufnahme: Univac)

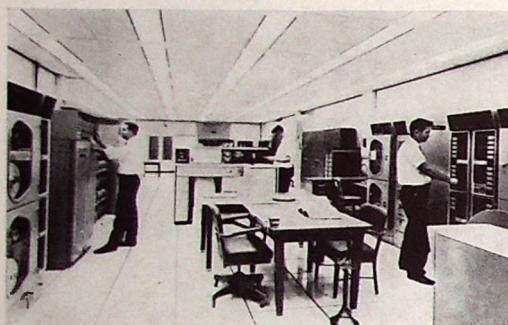


Bild 3. Typisches Blockschema einer Station des NASCOM, des elektronischen Datenübertragungssystems für den bemannten Mondflug

Bild 4. Verschiedene Bodenstationen des Manned Space Flight Network verfügen im Rahmen des NASCOM über diese Univac-Elektronenrechner „1230“, die der Datenverarbeitung und der automatischen Datenübertragung dienen (Aufnahme: Univac)

cations) elektronische Datenübertragungssystem, ein Computernetzwerk, das die gigantische Aufgabe hat, ständig mit der Raumkapsel in Verbindung zu stehen und alle Nachrichten zwischen Kapsel und Kontrollzentrum zu übertragen. Dieses Netzwerk besteht dazu aus einer Reihe von Verbindungsstationen zu Lande, zu Wasser und in der Luft, den später noch näher beschriebenen Stationen des Manned Space Flight Network. Hier bei diesen Stationen sind für das NASCOM Elektronenrechner eingesetzt (Bild 2), die besonders in drei Bereichen tätig sein müssen, und zwar

- in der Datenverarbeitung bei den 15 Rechenzentren, die sich entsprechend den Bahnverfolgungsstationen in einem zwischen dem 40° nördlichen und dem 40° südlichen Breitengrad die Erde umspannenden Gürtel befinden,
- in einer automatischen Nachrichtenvermittlung, die im Goddard Space Flight Center installiert ist, und als
- Kommandostelle in Houston.

Vierzehn der Bodenstationen (Bild 3) sind mit Univac-Rechnern „1230“ ausgerüstet (Bild 4), um Informationen und Befehle zu bearbeiten sowie um zwischen der Kontrollstation in Houston und dem Raumschiff zu vermitteln. Herzstück dieses gesamten „Network“ sind zwei große Univac-Real-Time-Computer „494“, von denen einer im Goddard Space Flight Center und einer im Manned Spacecraft Center in Houston installiert ist. Für die Nachrichten- und Kommandoübertragung sind außerdem noch Univac-Rechner „418“, sowie einige Univac-Rechner „1218“ eingesetzt.

4. Das Real-Time-Datenverarbeitungssystem im MCC

Bevor nun näher auf das Manned Space Flight Network, das weltumspannende System von Bahnverfolgungsstationen, dem die genannten Rechner zugeordnet sind, und seine Sende- und Empfangsanlagen eingegangen werden soll, noch ein Blick auf den Real-Time-Datenverar-

beitungskomplex im MCC, dem folgende Aufgaben zufallen:

- Verarbeitung der Bahnverfolgungs- und Telemetriedaten und ihre Aufbereitung für die Darstellung kritischer Parameter,
- Ermittlung von Bahndaten als Erfassungshilfe für die MSFN-Stationen,
- Überwachung der Tätigkeit des Personals und der Funktion der Geräte an Hand von verarbeiteten Meßwerten und schließlich
- Errechnung künftiger Positionen des Raumschiffes zur Unterstützung und Erleichterung des Bergungseinsatzes.

Die ursprünglich aus fünf Rechnern des IBM-Typs „7094-II“ bestehende Anlage erwies sich für den Apollo-Einsatz als zu

stungsfähigsten elektronischen Datenverarbeitungssystem, das bis jetzt entwickelt werden konnte. Diese Anlage übertrifft alle bisher bekannten Großcomputer um ein Vielfaches und kann in einer einzigen Sekunde bis zu 16,6 Millionen Rechenoperationen ausführen. Eine wechselnde Anzahl von Programmen kann in diesem System gleichzeitig ablaufen. Die zentrale Recheneinheit führt je einen Grundfunktionsschritt innerhalb von 60 milliardst Sekunden aus, und in diesem gleichen Rhythmus werden ihr auch die Daten aus dem Hauptspeicher zugeführt.

Der Speicher kann zwei Millionen Alphabetezeichen oder vier Millionen Dezimalziffern in gleicher Weise abrufbereit aufnehmen. Man schätzt im Raumflugzentrum, daß während des Apollo-Einsatzes täg-

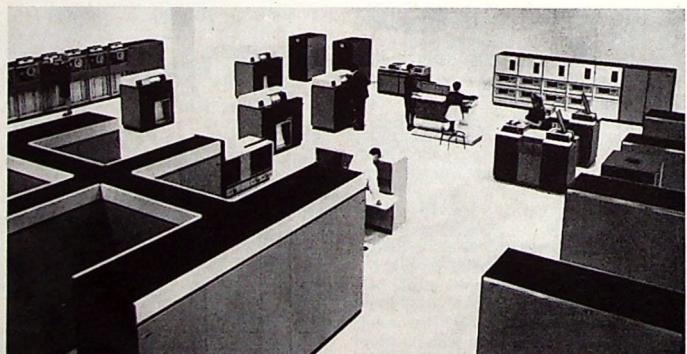


Bild 5. Das „System/360 75 J's“ der IBM löste als derzeit leistungsfähigstes elektronisches Datenverarbeitungssystem die bis jetzt in Houston für die Flugprogrammierung eingesetzten IBM-Rechner „7094-II“ ab

leistungsschwach – ohne Rücksicht darauf, daß ihr Programm das größte der Welt war und aus 550 000 Einzelbefehlen bestand, wobei die Rechner an einem einzigen Flugtag im Gemini-Programm zusammen 25 Milliarden Rechenoperationen durchführten. Man hat diese Multi-Processing-Anlage durch das „System /360 75 J's“ (Bild 5) der IBM ersetzt, dem lei-

lich etwa eintausend Aufgaben mit vielen Milliarden Rechenoperationen von diesem System bearbeitet werden müssen – Aufgaben, die von der Überwachung des Flugkurses des Raumschiffes bis zur Kontrolle der Körperfunktionen der Astronauten und deren medizinische Auswertung reichen und die im einzelnen detailliert ein ganzes Buch ergeben. (Schluß folgt)

Leistungsfähige 1-kW-Linear-Endstufe

In diesem Beitrag wird der Bau einer Linear-Endstufe für Amateur-Kurzwellensender beschrieben, die den Lizenzbestimmungen der Deutschen Bundespost entspricht. Unter Verwendung moderner, preisgünstiger Fernsehempfängerröhren erreicht man mit der Endstufe einen Input von über 1 kW, der etwa in der Größenordnung industriell hergestellter ausländischer Erzeugnisse liegt, so daß der deutsche Amateur hinsichtlich seiner Sendeleistung bei Beteiligung an internationalen Contests nicht benachteiligt ist. Besonderer Wert wurde bei dem Gerät auf Sicherheit, also die Einhaltung der VDE-Bestimmungen, gelegt. Daher wurde von der transformatorlosen Direktspeisung aus dem Netz abgesehen.

1. Wahl der geeigneten Röhren

Nach der Amateurfunkverordnung der Deutschen Bundespost können die Inhaber der Lizenzklasse B in der Endstufe Röhren verwenden, deren Anodenverlustleistung 150 W nicht übersteigt [1]. Bei mehreren parallel geschalteten Röhren darf die Summe der Anodenverlustleistungen diesen Maximalwert nicht überschreiten. Dabei gilt der im Datenblatt des Herstellers angegebene Wert. Da spezielle Senderröhren sehr teuer sind, benutzen die Hersteller von Amateurfunkgeräten meistens die preisgünstigen Zeilen-Endröhren von Farbfernsehempfängern. Wegen der hohen Leistungsabuseite erwiesen sich die Typen PL 509 und 6LQ6 (RCA) mit einer Anodenverlustleistung von 30 W als besonders geeignet, zumal sie auch einen separaten herausgeführt Bremsgitteranschluß haben. Die wichtigsten Daten sind in Tab. I zu-

finden. Ausgangskreises zu ändern, kann bei etwa gleicher Leistung auch die Zeilen-Endröhre PL 509 (Heizdaten: 40 V, 0,3 A) eingesetzt werden. Dann muß aber der Netztransformator eine Heizspannung von 40 V bei einem Strom von 1,2 A (bei Reihenschaltung 160 V, 0,3 A) liefern. Außerdem muß man die Verdrahtung an der Röhrenfassung ändern.

2. Stromversorgung aus dem Netz mit oder ohne Netztransformator

Häufig wird zur Stromversorgung von Endstufen eine transformatorlose Direktspeisung aus dem Netz empfohlen, um die Kosten für den Netztransformator einzusparen. Daher wurde zunächst die Spannungsstabilität einer solchen Schaltung (Bild 1) untersucht, da ja bei CW- und SSB-Betrieb starke Belastungsschwankungen auftreten. In der gewählten Schaltung erfolgte eine Verdreifachung der Netzzspannung (220 V) auf 930 V. Wie man aus der Belastungskennlinie (Bild 2, Kurve b) eines solchen Stromversorgungssteils er sieht, sinkt die Spannung von 930 V im Leerlauf bei der maximal auftretenden Stromentnahme von etwa 1,5 A auf 450 V ab. Wenn man auch nur mit einem Mittel-

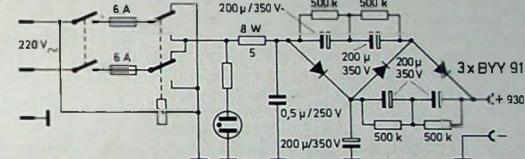
Elektrolytkondensatoren 200 μ F/350 V etwa 62 DM, und das Starkstromrelais für die Phasenumschaltung kostet 21 DM, also insgesamt 83 DM. Für den Anodentransformator muß man etwa 80 DM und für die beiden hintereinander geschalteten Elektrolytkondensatoren 200 μ F/550 V rund 30 DM, zusammen also etwa 116 DM ausgeben.

Aus der Belastungskennlinie der Transformatorschaltung (Kurve a im Bild 2) ist die wesentlich bessere Spannungsstabilität bei Belastungsschwankungen ersichtlich. Die Anodenspannung beträgt bei Belastung mit dem Ruhestrom von 100 mA rund 950 V und sinkt bei der maximal vorkommenden Stromentnahme von 1,5 A auf 800 V ab. Auf Grund vorstehender Meßergebnisse und der sonstigen Vorteile wurde der Stromversorgung aus dem Netz über Transformatoren der Vorzug gegeben.

3. Schaltung der Endstufe

Nach Klärung der Frage der Stromversorgung soll nun die Schaltung der Linear-Endstufe (Bild 3) beschrieben werden. Der Eingang ist niederohmig zum Anschluß an den 50- oder 60-Ohm-Koaxialausgang des

Bild 1. Verdreibacherschaltung zur Gewinnung der Anoden spannung aus dem Netz



Tab. I. Technische Daten der für Linear-Endstufen geeigneten Fernsehempfängerröhren

	PL 500	6JS6-A	PL 509	6LQ6
Heizspannung U_H	27 V	6,3 V	40 V	6,3 V
Heizstrom I_H	0,3 A	2,25 A	0,3 A	2,5 A
Anodenspannung U_{A0}	550 V	990 V	700 V	990 V
U_{As}	7 kV	7,5 kV	7 kV	7,5 kV
Anodenverlustleistung P_A	12 W	28 W	30 W	30 W
Katodenstrom I_K	250 mA	315 mA	500 mA	350 mA
I_{KB}		1100 mA		1200 mA
Sockel	Magnoval	EIA 12 FY	Magnoval	Magnoval

sammengefaßt, wobei zum Vergleich noch die Werte der oft für diesen Zweck verwendeten Zeilen-Endröhre PL 500 sowie der 6JS6-A mit aufgeführt sind.

In der Endstufe werden vier Röhren parallel geschaltet, so daß die gesamte Anodenverlustleistung 120 W beträgt. Wegen des getrennt herausgeführten Bremsgitters kann die Gitterbasischaltung angewendet werden, so daß die bei Katodenbasisbetrieb erforderliche, jedoch nicht einfach zu beherrschende Neutralisation erübrig. Zur Ansteuerung an der Katode benötigt die Endstufe einen Exciter (Sender) mit einer Leistung von mindestens 100 W PEP, die heute aber wohl immer gegeben ist.

Wegen des günstigen Preises und der üblichen Heizspannung von 6,3 V wurde für das Gerät die Röhre 6LQ6 verwendet. Ohne etwas an der Dimensionierung des Ein-

wert von 0,75 A rechnet, so liegt die Anodenspannung dann bei nur 620 V; die volle Röhrenleistung könnte daher nicht ausgenutzt werden. Eine größere Stabilität ließe sich zwar durch Verdopplung der Kapazitätswerte erreichen, jedoch sind dann die Materialkosten höher als bei Verwendung einer Transformatorschaltung. Außerdem benötigt man zur Unterbringung der zehn Elektrolytkondensatoren mehr Platz auf dem Chassis.

Die Kosten für die Transformatorschaltung sind gegenüber einem Verdreibacher nach Bild 1 laut nachstehender überschläglicher Berechnung um rund ein Drittel höher. Dem stehen aber auch große Vorteile gegenüber: erheblich stabilere Ausgangsspannung, größere Betriebssicherheit und Einhaltung der VDE-Bestimmungen. Bei dem Verdreibacher kosten fünf

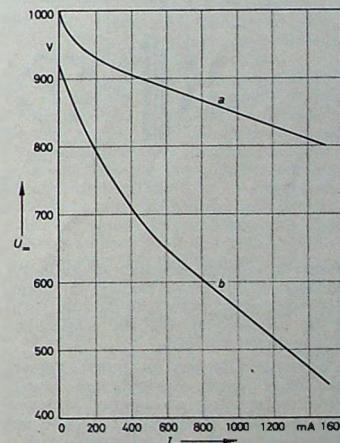


Bild 2. Belastungsdiagramm der Anoden spannungs quelle bei einem Netzteil mit Transistor und Brückengleichrichtung (a) und bei Spannungsver dreifachung (b) nach Bild 1

Senders (Exciters) mit einem Input von 100 bis etwa 350 W PEP ausgelegt. Das Signal gelangt von $Bu 1$ über das Tiefpaßfilter $L 1, C 1, C 2$ mit einer Grenzfrequenz von etwa 35 MHz für die Unterdrückung unerwünschter Oberwellen zu den Katoden der vier parallel geschalteten und in Git-

terbasisschaltung betriebenen Röhren 6LQ6. Sie erhalten beim Senden über den Spannungsteiler P 2 (Rosenthal-Drahtwiderstand „DWS 12“ mit Abgreifschelle) eine Gittervorspannung von etwa -9 V und bei Empfang eine Gittersperrspannung von etwa -18 V. Obwohl die Katoden der Röhren

doch hat es sich als günstiger erwiesen, die Verstärkung der vier Röhren durch die Eingangsspannung zu steuern. Zur Gewinnung der Regelspannung wird über 10 pF ein kleiner Anteil der HF-Eingangsspannung an der Kathode abgenommen, mit der Diode D 3 gleichgerichtet und nach Sie-

Relais im Sender. Ein freier Kontaktensatz dieses Relais, der an Bu 3 angeschlossen wird, steuert dabei das Relais A. Er führt der Erregerspule von A über Masse (Plus-Pol an Masse) die erforderliche Betriebsspannung zu. Außerdem erhalten dann die Röhren über den Spannungsteiler P 2 die erforderliche Gittervorspannung.

Die Endstufe lässt sich auch in Bereitschaftsstellung (Röhren geheizt) betreiben. Sie ist dann bei Bedarf sofort betriebsfähig. Dazu liegt in der Leitung zum Kontaktensatz des Sender-Relais der Schalter S 1, der im geöffneten Zustand (Bereitschaftsstellung) eine Steuerung des Relais A verhindert.

Zur Überwachung der Betriebswerte und des Abstimmvorganges dient das Meßinstrument M 1, mit dem der Katodenstrom (Stellung 2), der Gitterstrom (Stellung 1) und die Anodenspannung (Stellung 3) der Röhren 6LQ6 sowie die relative Ausgangsspannung (Stellung 4 von S 4) gemessen

Tab. II. Wickeldaten der Spulen

Spule	Induktivität	Windungszahl	Draht	Spulenkörper
L 1	0,4 μ H	8	1,5 CuL	freitragend, 12 mm Ø; eng gewickelt
L 2a	0,7 μ H	5, Anzapf. bei 2 $\frac{3}{4}$ Wdg.	4 CuAg oder 4x2 CuAg	freitragend, 45...50 mm Ø; Windungsabstand 4 mm
L 2b	5,0 μ H	19, Anzapf. bei 3 u. 6 Wdg.	2 CuAg	Spulenkörper 45...50 mm Ø; Windungsabstand 2 mm
Dr 1	110 μ H	90	0,5 CuL	Spulenkörper 20 mm Ø; eng gewickelt
Dr 2	2 x 0,55 μ H	2 x 35	1 CuL	Ferritstab 10 mm Ø, 85 mm lang; zweifädig eng gewickelt
Dr 3	110 μ H	90	0,5 CuL	Spulenkörper 20 mm Ø, 120 mm lang; eng gewickelt

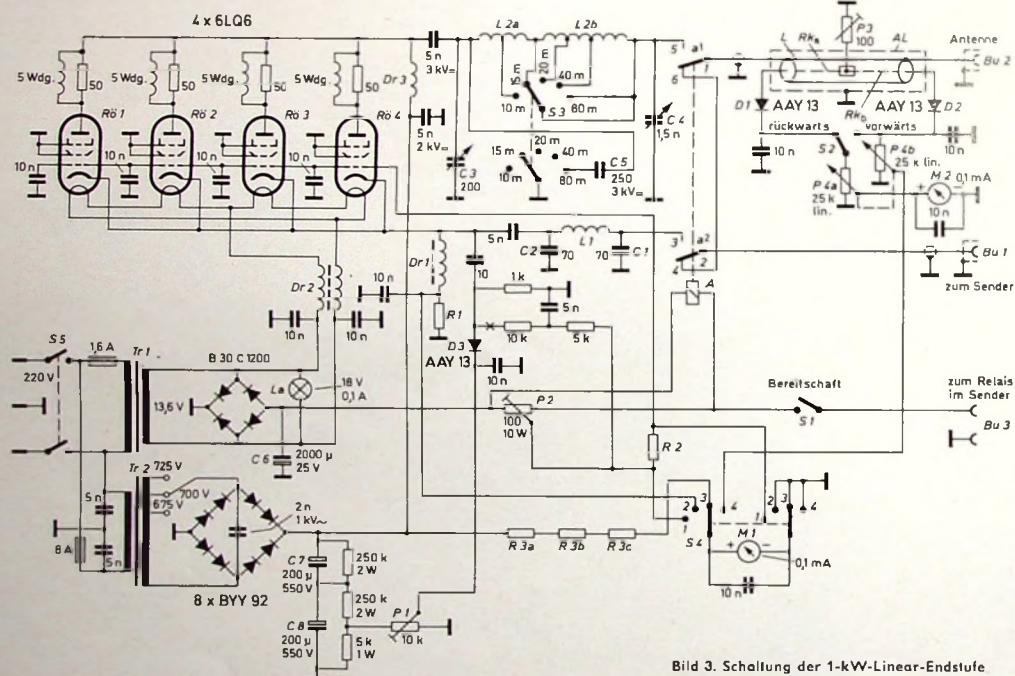


Bild 3. Schaltung der 1-kW-Linear-Endstufe

ren indirekt geheizt werden, ist es nötig, die Heizfäden auf HF-Potential zu legen, um Überschläge von der Kathode zum Heizfaden zu verhindern, die die Emissionschicht zerstören würden.

Die Steuergitter liegen an jeder Röhrenfassung über einen keramischen 10-nF-Scheiben kondensator an Masse, während die Schirm- und Bremsgitter direkt mit Masse verbunden sind. Eine Drossel-Widerstands-Kombination direkt am Anodenanschluß jeder Röhre verhüttet wilde UKW-Schwingungen. Der Anodenkreis besteht aus einem Pi-Filter, das auch weitgehend Oberwellen unterdrückt. Sein unsymmetrischer Ausgang lässt sich für Antennen mit Fußpunktwiderrästen zwischen 50 und 120 Ohm anpassen.

Um Übersteuerungen der Endstufe zu vermeiden, ist eine ALC-Regelung vorhanden. Zwar könnte die erforderliche Regelspannung dem Sender entnommen werden, je-

bung den Steuergittern zugeführt. Damit die Regelung nicht zu früh, sondern erst bei Beginn der Übersteuerung einsetzt, erhält D 3 eine positive Vorspannung, die einem dem Ladekondensator parallel geschalteten Spannungsteiler entnommen wird. Mit dem Potentiometer P 1 lässt sich der genaue Einsatzpunkt für die Regelung einstellen.

Die Umschaltung der Antenne auf den Ein- und Ausgang der Linear-Endstufe erfolgt durch das HF-Relais A (Haller, Typ „509“, 12 V). Beim Senden ist der Senderausgang mit dem Eingang (Bu 1) der Endstufe und deren Ausgang (Bu 2) mit der Antenne verbunden. In Empfangs- und auch in Bereitschaftsstellung sowie bei ausgeschalteter Endstufe wird die Antenne direkt zum Eingang (Bu 1) und somit zum Senderausgang durchgeschaltet (Relais A in Ruhestellung). Die Umschaltung der Antenne auf den Empfänger erfolgt durch das

werden. Die eingebaute Stehwellenmeßbrücke zur Kontrolle der Antennenanpassung ist zwischen dem Pi-Filter und Bu 2 angeordnet. Da ihr Eingang in der Ruhestellung von A über die Kontakte a¹ und a² an Bu 1 liegt, ist sie auch bei Betrieb ohne Endstufe funktionsfähig. Die gewählte Schaltung mit dem Tandempotentiometer P 4a, P 4b ($2 \times 25 \text{ k}\Omega$, linear) ermöglicht es, mit dem Instrument M 2 der Meßbrücke den reflektierten Anteil der Ausgangsleistung und gleichzeitig mit M 1 auch den Output selbst (in Stellung 4 von S 4) abzulesen, was den Abstimmvorgang wesentlich erleichtert. Dabei müssen jedoch Meßinstrumente mit gleichen elektrischen Daten verwendet werden.

Bei der Stehwellenmeßbrücke [3] fließt der Antennenstrom über ein Kupferröhrchen L, in dessen Inneren sich eine in der Mitte angezapfte und dort mit dem Regelwiderstand P 3 abgeschlossene Richtkoppel-

leitung R_k befindet. Damit wird auf einfache Weise sichergestellt, daß bei Verwendung von Dioden D_1 und D_2 mit übereinstimmenden Daten die beiden Teile R_{k_a} und R_{k_b} der Richtkoppelleitung elektrisch und in der Ankopplung übereinstimmen, was für eine exakte Balance von größter

teil (rückwärts) mit dem Instrument M_2 gemessen. Daraus kann dann das Stehwellenverhältnis bei der angeschlossenen Antennenanlage ermittelt werden. Der Außenleiter AL des koaxialen Brückensystems besteht aus einem U-förmig gebogenen Blech, an dem auch die Koaxialbuchse „PL

Der Anodenspannungs-Netztransformator Tr_2 mit einem Kern EI 150c hat sekundärseitig eine 725-V-Wicklung für Brückengleichrichtung mit Anzapfungen bei 675 und 700 V. Damit sind die Anpassung an die Spannungsverhältnisse des Netzes (Über- oder Unterspannung) und die Einhaltung der erforderlichen Anodenspannung von etwa 925 V möglich. Eine höhere Anodenspannung würde die Röhren gefährden und außerdem einen weiteren in Serie geschalteten Elektrolytkondensator erfordern. Für den Brückengleichrichter werden acht Siliziumgleichrichter BYY 92 (Intermetall) verwendet, die für 1 A Nennstrom (ohne Kühlblech) und eine periodische Spitzenspannung von 1500 V ausgelegt sind. Zur Siebung dienen zwei in Serie geschaltete Elektrolytkondensatoren 200 μ F/550 V mit Ausgleichswiderständen.

Die Heizspannung liefert ein separater Netztransformator Tr_1 (Kern M 85) mit einer Sekundärwicklung für 13,6 V, 5 A. Bei den vier Röhren 6LQ6 sind jeweils zwei Heizfäden in Reihe geschaltet. Die Gittervor- und Gittersperrspannung sowie die Erregerspannung für das Relais A werden mit einem Selen-Brückengleichrichter und einem 2000- μ F-Elektrolytkondensator als Ladekondensator aus der Heizspannung gewonnen. Wegen der großen Wärmeentwicklung der Röhren (allein 60 VA Heizstromverbrauch!) muß durch Einbau eines Ventilators für die nötige Luftumwälzung und Kühlung gesorgt werden.

4. Mechanischer Aufbau der Endstufe

Die Linear-Endstufe wurde als Brettaufbau erprobt und durchgemessen. Die dabei als günstig gefundene Anordnung der größeren, platzbestimmenden Bauelemente auf und unter dem Chassis sowie an der Frontplatte zeigen die Bilder 4 und 5. Die Lage der übrigen Teile (Widerstände, Kondensatoren, Dioden, Drosseln usw.) ergibt sich zwangsläufig aus der Platzierung der eingezzeichneten Bauelemente. Der Transformator Tr_2 wird liegend mit Abstandsstücken auf dem Chassis montiert, weil sonst die Höhe des Gehäuses nicht erreicht. Die Bohrskizze der Frontplatte (Bild 6) erleichtert den Nachbau.

Trotz des großen Netztransformators kann der Linearmischer in einem verhältnismäßig kleinen und flachen Gehäuse mit 425 mm Breite, 185 mm Höhe und 300 mm Tiefe untergebracht werden. Da die Röhren viel Wärme entwickeln, ist ein Gehäuse aus Lochblech zu verwenden. Um außerdem zur Kühlung der Röhren die Kaminwirkung heranziehen zu können, sollte der Chassissteil auf dem sich die Röhren und der HF-Teil befinden, mit zusätzlichen Bohrungen (3,5 mm \varnothing) versehen werden. Man kann aber auch einen Chassisrahmen aus Winkeleisen (20 mm \times 20 mm) anfertigen und auf diesen ein Lochblech zur Montage der Bauelemente schrauben. Wegen der schweren Netztransformatoren empfiehlt es sich, das Lochblech mit Winkeleisen zu verstärken.

Die Chassis Höhe ist 40 mm. Das genügt, um Relais, Stehwellenmeßbrücke und die übrigen Bauelemente unterhalb des Chassis zu montieren. Allerdings ist es erforderlich, beim Relais den nicht benötigten Schließkontakt abzuschrauben. Ein geeignetes stabiles Lochblechgehäuse aus 2-mm-Stahlblech in den genannten Abmessungen liefert H. Bauer, Bamberg, unter der Bestell-Nr. „AG/1B“. Der HF-Teil der Endstufe (Röhren, Drehkondensatoren, Pi-Filter) sollte über dem Chassis zusätzlich ein Abschirmgehäuse aus Lochblech (Lochdurchmesser 3 ... 4 mm) erhalten.

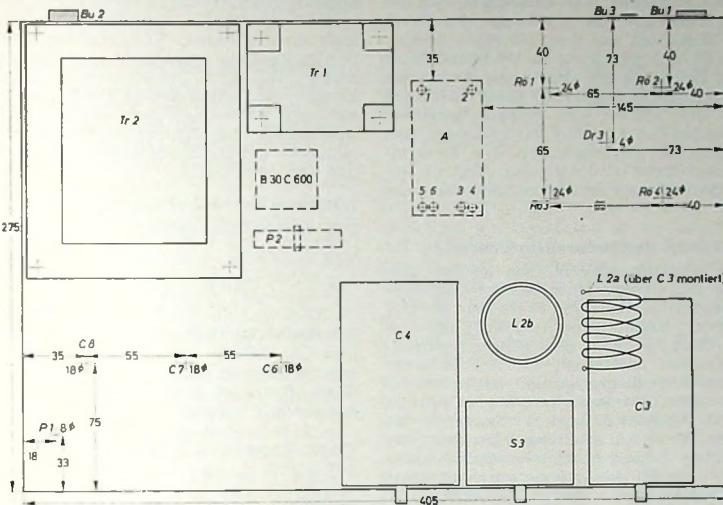


Bild 4. Anordnung der wichtigsten Bauelemente auf und unter dem Chassis.

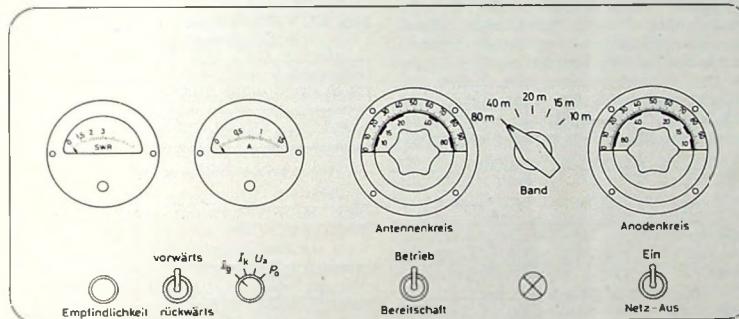


Bild 5. Anordnung der Bedienungsorgane auf der Frontplatte

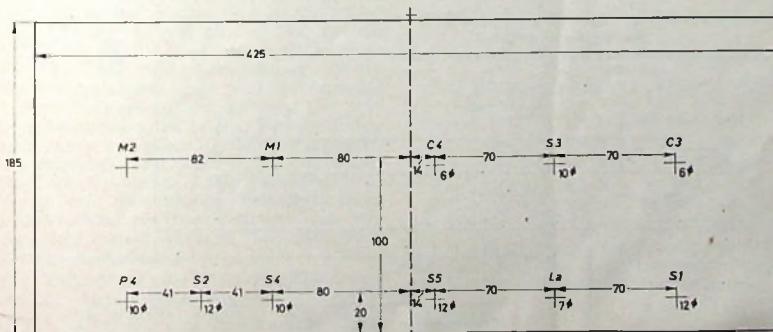


Bild 6. Bohrzeichnung für die Frontplatte

Wichtigkeit ist. Mit dem Trimmpotentiometer P_3 läßt sich die Brücke bei Bedarf auf 50, 60 oder 72 Ohm Impedanz anpassen. Im Teil R_{k_b} der Richtkoppelleitung wird die abgehende Leistung (vorwärts) und im Abschnitt R_{k_a} der reflektierte An-

239° für den Antennenanschluß sowie das Trimmpotentiometer P_3 befestigt sind. Dadurch werden auch Streukopplungen zwischen den beiden Anschlüssen von R_k vermieden, die sonst das Meßergebnis verfälschen würden.

Die Wickeldaten für die Drosseln und das Pi-Filter sind in Tab. II zusammengestellt. Es kann auch über den Amateurfachhandel erhältliches Material genommen werden, wenn es in den Abmessungen übereinstimmt. Die UKW-Drosseln an den Anoden der Röhren bestehen aus 5 Wdg. 1-mm-CuAg-Draht, die auf einen 50-Ohm-Schichtwiderstand mit 1 W Belastbarkeit gewickelt sind.

Bei dem Anodendrehkondensator C 3 genügt ein Plattenabstand von 1 mm. Ein größerer Abstand würde eine zu große Baulänge und somit Unterbringungsschwierigkeiten ergeben. Beim Versuchsgerät wurde ein 220-pF-Drehkondensator aus einem Geloso-Pi-Filter verwendet. Für das 80-m-Band wird der 250-pF-Kondensator C 5 zugeschaltet. Der kleinere Variationsbereich des Drehkondensators erleichtert die Abstimmung bei den kürzeren Bändern. Die Nenngleichspannung von C 5 sollte möglichst nicht unter 3 kV liegen. Für den Antennendrehkondensator C 4 verwendet man einen Rundfunkdrehkondensator mit 3×465 oder $3 \times 500 \text{ pF}$, bei dem die drei Statorpakete parallel geschaltet werden. Auf den Skalen (Rahmen „180“, Skala „162-11“, Zeigerknopf „155-1“, Mozart“) kennzeichnet man die später ermittelten Einstellungen bei den einzelnen Bändern. Für die HF-Siebung sind keramische Scheiben kondensatoren zu verwenden.

Zur Bandumschaltung dient ein HF-Drehschalter „630“ von SEL mit zwei Ebenen (jeweils 1×5 Kontakte) in summierender Schaltart. Für die Umschaltung der Meßbereiche beim Instrument M 1 verwendet man einen Preh-Zwergstufenschalter mit 2×5 Kontakten. Bei dem zpoligen Netzauschalter sollte die Kontaktbelastbarkeit möglichst nicht unter 10 A bei 220 V liegen.

Für die Überwachung der Betriebswerte hat sich ein Drehspulinstrument mit 100- oder 150teiliger Skala als zweckmäßig erwiesen, weil damit die Ablesung der angezeigten Werte erleichtert wird. Zur Messung des Kationstroms gleicht man den Widerstand R 1 auf 1,5 A Vollausschlag und für den Gitterstrom R 2 auf 1 A Vollausschlag ab. Der Vorwiderstand zur Messung der Anodenspannung ist in drei Einzelwiderstände R 3a, R 3b und R 3c aufgeteilt, deren Wert und Belastbarkeit sich nach den elektrischen Daten des verwendeten Instruments richtet. Sie werden für einen Vollausschlag von 1000 V gewählt.

5. Mechanischer Aufbau der Stehwellenmeßbrücke

Bei der hier verwendeten Stehwellenmeßbrücke handelt es sich um eine abgeänderte Ausführung der in [3] beschriebenen Brücke. Zur Herstellung des U-förmigen Außenleiters AL des koaxialen Brückensystems kann man 1 mm dickes Weiß-Aluminium-, Messing- oder Kupferblech verwenden. Die Abmessungen mit den Bohrungen gehen aus Bild 7 hervor. Die Leitung L besteht aus einem Kupfer- oder Messingröhren mit 6 mm Außendurchmesser, in dessen Mitte mit einer Vierkantfeile ein $3,5 \text{ mm} \times 3,5 \text{ mm}$ großes Loch gefeilt wird (Bild 8a). Für die Richtkopplleitung Rk verwendet man den Innenleiter (mit der Isolation) eines Koaxialkabelstückes „RG 59 U“ oder eines ähnlichen deutschen Kabels. Nach Entfernen der Isolation in der Mitte (Bild 8b) wird dort ein isolierter Draht zum Anschluß des Trimpotentiometers P 3 angelötet. Zunächst ist jedoch das eine Ende der Leitung L an der am Brückenträger AL angeschraubten Ko-

axialbuchse anzulöten. Das andere Ende von L wird an der gegenüberliegenden Seite des Brückenträgers an einem Lötstützpunkt angelötet, der die Leitung so festlegt, daß sie sich in gleicher Höhe und Entfernung zu AL wie bei der Koaxialbuchse befindet. Nach dem Abköhlen der Lötstellen wird die Richtkopplleitung Rk in das Röhren L so eingezogen, daß der Anschlußdraht für den Regler P 3 durch das Mittelloch aus dem Röhren herausführt. Die Verbindung zu P 3 ist möglichst kurz zu halten. An den beiden Enden des Brückenträgers sind Lötbleisten zur Montage der Dioden und Siebkondensatoren sowie für den Anschluß der Leitungen zum Umschalter S 2 angebracht. Die Stehwellemeßbrücke wird nach dem Abgleich unter dem Chassis an dessen Rückseite montiert.

6. Abgleich der Stehwellenmeßbrücke

Zum Abgleich schließt man an den Eingang der Brücke einen Sender mit einer Ausgangsimpedanz von 50 bis 100 Ohm und an den Ausgang eine künstliche Antenne an. Letztere muß den gleichen Anpaßwiderstand aufweisen, auf den auch die Brücke abgeglichen werden soll (beispielsweise für 50 Ohm Heathkit „Cantenna HN 31“). Zunächst wird der Sender in üblicher Weise bei Stellung „vorwärts“ des Schalters S 2 auf maximalen Output abgestimmt, damit die Impedanzen von Sender und künstlicher Antenne übereinstimmen. Dann regelt man mit dem Potentiometer P 4 das Meßinstrument M 2 auf Vollausschlag. Anschließend schaltet man S 2 auf „rückwärts“ und verändert das Trimpotentiometer P 3 auf Nullanzeige. Dieser Abgleichvorgang wird mehrmals wiederholt. Damit ist die Brücke auf die Impedanz der angeschlossenen künstlichen Antenne abgeglichen. P 3 kann jetzt auch durch einen Festwiderstand ersetzt werden, dessen Wert dem mit P 3 eingestell-

ten Widerstandswert entspricht. Hierfür ist jedoch ein induktionsarmer (nichtgewendelter) kapellenloser Schichtwiderstand mit axialen Drahtanschlüssen zu verwenden. Abschließend wird noch die elektrische Gleichheit der Dioden D 1 und D 2 kontrolliert. Dazu sind die Anschlüsse von Sender und künstlicher Antenne an den bereits abgeglichenen Brücke zu vertauschen. Dann muß in Stellung „rückwärts“ das Meßinstrument ebenfalls Vollausschlag zeigen, und in Stellung „vorwärts“ muß der Ausschlag Null sein. Nennenswerte Abweichungen sind auf ungleiche Dioden zurückzuführen. Man muß dann andere, besser einander abgestimmte Dioden (Pärchen) einbauen und die Brücke erneut abgleichen und kontrollieren.

7. Eichung der Stehwellenmeßbrücke

Das Stehwellenverhältnis SWR läßt sich mit der Formel

$$SWR = \frac{U_v + U_r}{U_v - U_r}$$

berechnen (U_v Skalenwert, U_r in Stellung „rückwärts“ angezeigter Wert). Verwendet man ein Instrument mit 100teiliger Skala, dann ist beispielsweise bei einer Anzeige von $U_r = 30$

$$SWR = \frac{100 + 30}{100 - 30} \approx 1,9.$$

In Tab. III sind die Eichpunkte für ein Instrument mit 100teiliger Skala angegeben. Ein größeres Stehwellenverhältnis als 3 : 1, bei dem bereits 25 % der Leistung reflektiert wird.

Tab. III. SWR-Eichung für das Instrument der Stehwellenmeßbrücke

angezeigter Wert U_r	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
SWR	1,0	1,2	1,5	1,9	2,3	3,0	4,0	5,7	9,0	19	∞

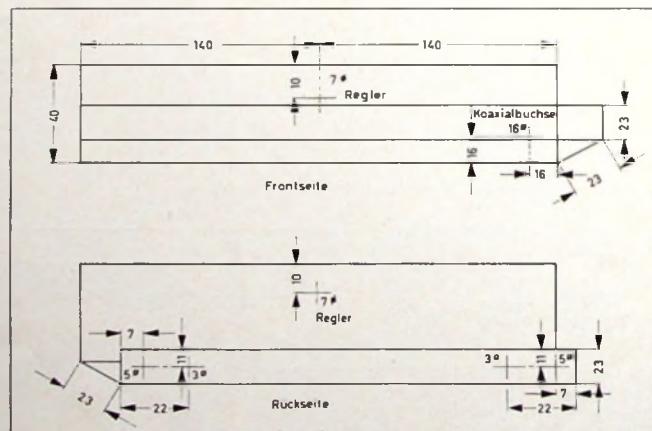


Bild 7. Abmessung des Brückenträgers AL der SWR-Meßbrücke

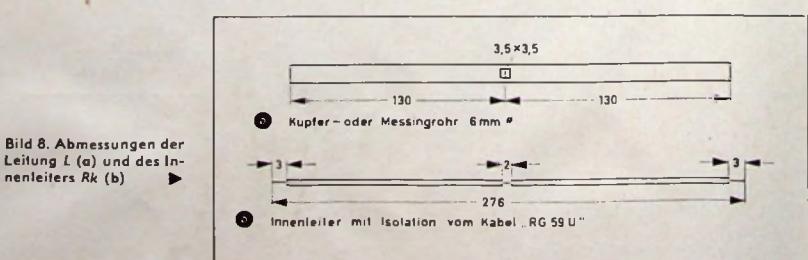


Bild 8. Abmessungen der Leitung L (a) und des Innenleiters Rk (b)

tier werden, sollte man im Betrieb nicht mehr zulassen.

Zur SWR-Messung im Betrieb ist der Sender auf maximalen Output in Schalterstellung „vorwärts“ abzustimmen und mit dem Potentiometer P_4 Vollausschlag des Instruments M_2 einzustellen. In Stellung „rückwärts“ kann dann auf dem geeichten Instrument direkt das Stehwellenverhältnis abgelesen werden.

8. Abgleich und Einstellung der Endstufe

Zunächst wird der Brückengleichrichter an den Abgriff 675 V von T_2 gelegt, Bu_3 kurzgeschlossen und ohne Ansteuerung durch den Sender nur der Heiztransformator T_1 eingeschaltet. Dann stellt man die Gittervorspannung mit P_2 auf 9 V ein und schaltet anschließend T_2 ans Netz. Durch entsprechende Wahl der Anzapfung soll der Hochspannungsnetzteil bei einer Belastung von 100 mA eine Anodenleichspannung von 900 bis maximal 950 V liefern. Den Anodenruhestrom der vier Röhren stellt man durch Verändern der Gittervorspannung mit dem Potentiometer P_2 auf insgesamt 100 mA ein.

Für den Pi-Filter-Abgleich werden an die jetzt auf „Bereitschaft“ geschaltete Linear-Endstufe der Sender sowie eine künstliche Antenne angeschlossen. Der Kurzschluß an Bu_3 wird entfernt, die ALC-Regelspannungsleitung bei der Diode D_3 an der durch \times gekennzeichneten Stelle unterbrochen und der Sender nach der Bedienungsvorschrift auf das gewünschte Band optimal abgestimmt. Dann nimmt man die Ansteuerung beim Sender weitgehend zurück und schaltet das Instrument M_1 auf Katodenstrommessung sowie das SWR-Instrument M_2 mit S_2 auf Output („vorwärts“). Nach Umschalten von S_1 in die Betriebsstellung kann jetzt die Abstimmung des Pi-Filters der Endstufe in der üblichen Weise erfolgen. Das darf aber nur wenige Sekunden dauern, damit keine Überlastung der Röhren eintritt.

Der Hersteller gibt zwar für die Röhre 6LQ6 für die Dauer von 40 Sekunden eine Anodenbelastbarkeit von 200 W an, was im unabgestimmten Zustand einem Gesamtanodenstrom von etwa 900 mA entsprechen würde. Man sollte aber grundsätzlich auch während der Abstimmung die Röhren nicht bis zur Grenze der Belastbarkeit betreiben. Fangen dabei sogar die Anoden leicht rot zu glühen an, dann ist sofort die Ansteuerung ganz zurückzunehmen und zu warten, bis die Röhren wieder abgekühlt sind. Der Katodenstrom darf bei der Grundabstimmung 400 mA nicht übersteigen, sonst muß die Ansteuerung zurückgenommen werden. Der Abstimmvorgang wird in der vorbeschriebenen Weise auf allen Bändern (Bandmitte) durchgeführt und dabei die Einstellung des Anoden- und Antennendreh kondensators auf den Skalen markiert. Beim Funkbetrieb und bei Vollaustastung der Endstufe bedarf es dann nur noch einer kleinen Korrektur.

Die Einstellung der ALC-Regelspannung erfolgt nach Beseitigung der Unterbrechung der Regelleitung mit Hilfe eines Monitor-Skopes [2] oder Oszilloskopen. Dabei ist zunächst einmal die Linearität des Senders zu prüfen und dieser mit einem Zweittonsignal so weit auszusteuren, daß das Schirmbild gerade noch eine einwandfrei sinusförmige Umhüllende (Bild 9) zeigt. Bei Übersteuerung ist die Umhüllende oben und unten abgeflacht (Bild 10). Dann wird das Ausgangssignal bei eingeschalteter und bereits vorher optimal ab-

Bild 9. Umhüllende bei Zweittonansteuerung und einwandfrei eingestellter Endstufe

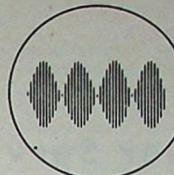
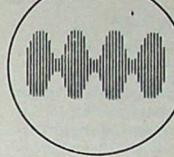


Bild 10. Umhüllende bei Übersteuerung des Exciters oder der Linear-Endstufe



gestimmter Linear-Endstufe betrachtet. Mit dem ALC-Regler P_1 ist jetzt die Vorspannung der Diode D_1 so einzustellen, daß bei optimaler Ausgangsspannung eine gerade noch einwandfrei sinusförmige Umhüllende auf dem Oszilloskopenschirm erscheint. Auch dieser Einstellvorgang darf nur wenige Sekunden dauern. Damit ist der ALC-Abgleich beendet und die Linear-Endstufe einsatzbereit.

Wie bei allen derartigen Linear-Endstufen, ist bei optimaler Ansteuerung ein Dauerstrichbetrieb nicht zulässig. Bei AM-Sendungen muß daher die Ansteuerung so weit zurückgenommen werden, daß ein Katodenstrom von maximal 350 mA nicht überschritten wird. Bei CW-Betrieb liegt der maximale Anodenstrom bei 1,5 A und der Gitterstrom bei 300 mA. Bei Ansteuerung des Senders (200 W PEP) mit einem Eintonignal sowie bei Telegrafie gab die Endstufe auf dem 80-, 40-, 20- und 15-m-Band eine Ausgangsleistung von etwa 700 W ab; auf dem 10-m-Band waren es etwa 20 % weniger.

Zum Schluß erfolgten noch Vergleichsmessungen mit den industriell hergestellten KW-Linear-Endstufen Heathkit „SB 200“ (300 W Anodenverlustleistung, in Deutschland nicht zulässig), „FL 1000“ (112 W Anodenverlustleistung) sowie einer von einem anderen Amateur gebauten Endstufe mit vier Röhren PL 509 (120 W Anodenverlustleistung). In allen Fällen diente zur Ansteuerung der Sender Drake „T-4X“ (200 W PEP), der bei Ansteuerung mit einem Eintonignal einen Output von etwa 120 W lieferte. Die gemessenen Werte sind in Tab. IV zusammengestellt. Eine Endstufe

Tab. IV. Ausgangsleistung von Linear-Endstufen bei Eintonansteuerung

Band	Endstufen				
	„SB 200“	„FL 1000“	4 × 6LQ6	4 × PL 509	
10 m	840 W	450 W	570 W	490 W	
15 m	965 W	580 W	720 W	560 W	
20 m	1015 W	580 W	740 W	625 W	
40 m	1015 W	540 W	740 W	560 W	
80 m	880 W	510 W	660 W	480 W	

mit 4 × 6LQ6 wurde inzwischen von DJ 7 VF nach Angaben des Verfassers gebaut. Sie arbeitet zur vollen Zufriedenheit.

Schrifttum

- [1] Koch, E.: Über die Definition und die maximal zulässige Sendeleistung bei Amateurfunkanlagen. *Funk-Techn.* Bd. 23 (1968) Nr. 2, S. 59-60
- [2] Koch, E.: Der neue Überwachungsoszilloskop „HO-10“ für Amateursender. *Funk-Techn.* Bd. 18 (1963) Nr. 14, S. 510 bis 511, und Nr. 15, S. 540-542
- [3] Koch, E.: Antennenanpaßgerät mit Stehwellenmeßbrücke und Outputanzeige. *Funk-Techn.* Bd. 22 (1967) Nr. 1, S. 21-23

KW=Kurznachrichten

Seltene Ehrung für deutschen Funkamateure

Am 25. Mai 1968 hatte der Distrikt Hamburg des Deutschen Amateur Radio Clubs einen großen Tag. Der Ehrenpräsident des DARC, Dipl.-Ing. Rudi Rapcke, DL1WA, der einer der ältesten deutschen Amateurfunker ist, erhielt für seine Verdienste um volkerverbundende Kontakte sowie Verständigung und Freundschaft über Rassen- und Religionsunterschiede hinaus einen Ehrenpreis der „Liga Mexicana de Radio Experimentadore“. Das ist der mexikanische Amateur-Club. Wie selten diese Ehrung verliehen wird, geht schon daraus hervor, daß Rudi Rapcke der erste Amateur in Europa und Asien ist, dem diese hohe Auszeichnung zuteil wurde. Die Mexikaner wählten für die Überreichung nicht einfach den Postweg, sondern schickten eigens als Delegierten OM Rudolf Reitelsdorf nach Deutschland, der in Gewahrung des deutschen Club-Präsidenten, des Distriktvorsitzenden von Hamburg und Vertretern der Behörden diesen feierlichen Akt vornahm.

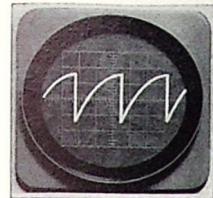
Begriffsverwechslung: „Funkamateure“ ist keine Bezeichnung, sondern ein Titel

Der DARC weist auf folgendes hin: Immer wieder erscheinen vor allem in der Tagespresse Berichte über unerlaubte Sender, die meistens Jugendliche im Kurzwellen- oder im UKW-Bereich betrieben und die schließlich die Bundespost aushob. Bedauerlich ist, daß man aus Unkenntnis die Überläufer als „Funkamateure“ oder „Amateurfunker“, manchmal sogar als „unbekannte Funkamateure“ bezeichnet. Beides ist falsch. Beides gibt es gar nicht, und beides setzt – sicherlich ungewollt – das Ansehen der wirklichen Funkamateure beim flüchtigen Leser herab. „Funkamateure“ ist nämlich keine Bezeichnung, die man sich so einfach zulegen darf, sondern ein Titel, der durch Ablegen einer staatlichen Prüfung ähnlich mühsam verdient sein will, wie etwa der eines Meisters oder Ingenieurs. Nicht umsonst spricht das Fernmeldegesetz vom „Amateurfunkdienst“ und bringt damit zum Ausdruck, daß der Amateurfunkverkehr ein „Funkdienst“ wie jeder andere ist. Er beschränkt sich auf die ihm zugewiesenen Wellenbereiche, er unterliegt internationalen Absprachen, und er wird nur von Funkern abgewickelt, die sich bei der Bundespost tatsächlich qualifizierten. „Unbekannte Funkamateure“ gibt es überhaupt nicht, denn wer eine Funklizenz besitzt, erhält auch ein offizielles Rufzeichen, zu dem das freiwerklische „Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen“, das man beim Briefträger bestellen kann, Name und Adresse des Lizenzinhabers nennt.

Zumindest im Ausland kennt die Öffentlichkeit längst die Verdienste der Funkamateure. Sie weiß, daß diese in den Zwanziger Jahren überhaupt erst die Eignung der kurzen Wellen für weltweiten Funkverkehr entdeckten, daß sie in Katastrophenfällen die einzigen waren, die noch Nachrichten vermittelten konnten, daß sie seit Jahrzehnten in lebensbedrohenden Fällen drahtlos seltene Medikamente besorgten und daß sie laufend an internationale Forschungsaufgaben der Wissenschaftler mitarbeiteten.

Funkamateure arbeiten auch gern und erfolgreich mit der Bundespost zusammen, die bei uns die Funkhoheit ausübt, besonders wenn es um das Ermitteln unerlaubter Sender geht. Funkamateure schätzen „weiße Westen“, denn Bastler, die ohne Lizenz senden, sind für sie Leute, die ganz einfach zu faul oder zu dumm sind, um sich den Titel „Funkamateure“ zu verdienen. Sie sind schlicht und einfach „Schwarzsender“ oder „Atherpiraten“.

Ist es unbillig, wenn sich eine weltweite Elite von Fachleuten und Idealisten dagegen wehrt, wenn ihr mühsam verdienter Titel „Funkamateure“ an Piraten verliehen wird?



Die Technik moderner Service-Oszillografen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 12, S. 478

2.6.2.7. Getriggertes Sanatron

Das Sanatron ist eine Variante der großen Phantastron-Gruppe, die in Amerika weit verbreitet ist, in Europa aber nicht oft zur Anwendung kommt. Da man für solche Schaltungen Mehrgitterröhren braucht, können sie nicht ohne weiteres in Transistor-technik verwirklicht werden. Sie sind jedoch wegen ihres geringen Aufwandes und ihrer guten Brauchbarkeit recht interessant,

Die Röhre leitet dann, und der Spannungssprung überträgt sich über R_6 auf das Bremsgitter von $Rö_1$, so daß dieses wieder so negativ wird, daß der Anodenstrom verschwindet. Nunmehr springt die Spannung am Punkt a entsprechend der durch R_3 und die kapazitive Belastung gegebenen Zeitkonstante wieder bis zur Betriebsspannung hoch. In dieser Stellung verhartet die Schaltung bis zum erneuten Eintreffen eines Triggerimpulses.

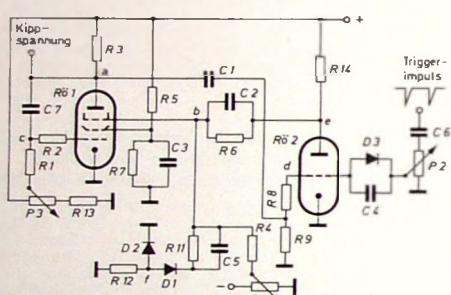


Bild 100. Das Sanatron mit Triggerung

so daß wir ein Beispiel an Hand von Bild 100 näher besprechen wollen.

Das Sanatron ist eine Abart des Miller-Transitrons, das wir bereits besprochen haben. Zwar könnte man schon diese Schaltung getriggert arbeiten lassen, erhielte dann aber eine nur relativ kleine Kippspannungsamplitude, was mit der bei dieser Schaltung ausgenutzten Stromübernahme zusammenhängt. Diesen Nachteil vermeidet das Sanatron. Es ermöglicht eine sehr weitgehende Aussteuerung der Kippröhre, und zwar einerseits bis fast zur Betriebsspannung, andererseits bis zur Anodenrestspannung. Das Sanatron läßt sich auch sehr exakt triggern und liefert einen Hinlauf mit sehr guter Linearität. Die Schaltung arbeitet folgendermaßen:

Im Ruhezustand leitet die Röhre $Rö_2$, weil ihr Steuergitter über R_8, R_9 an Masse liegt. Das Potential am Punkt e , also an der Anode von $Rö_2$, ist dann so niedrig, daß das Bremsgitter von $Rö_1$ über den Spannungsteiler R_6, R_4, P_1 eine verhältnismäßig hohe negative Vorspannung erhält, die genügt, um den Anodenstrom von $Rö_1$ gesperrt zu halten. Den richtigen Arbeitspunkt kann man mit P_1 einstellen. Es fließt jedoch ein beträchtlicher Schirmgitterstrom, der durch den Spannungsteiler R_5, R_7 (kapazitiv mit C_3 überbrückt) gegeben ist. Ferner hängt der Schirmgitterstrom von der Steuergitterspannung ab, die an P_3 eingestellt werden kann. Im übrigen wird bei $Rö_1$ der Miller-Effekt ausgenutzt, wofür der Kondensator C_7 vorhanden ist. Die Spannung am Punkt a entspricht im Ruhezustand nahezu der Betriebsspannung, weil kein Anodenstrom fließt.

Führt man nun den Gitter von $Rö_2$ über D_3, C_4, P_2, C_6 einen negativen Triggerimpuls zu, so entsteht an der Anode von $Rö_2$ ein positiver Impuls, der sich über R_6 auf das Bremsgitter von $Rö_1$ überträgt und damit den schon beim Miller-Transitron beschriebenen Startsprung auslöst (kurzzeitiger Abfall der Anodenspannung am Punkt a). Dieser Sprung gelangt über C_1 und R_8 zum Gitter von $Rö_2$ und erniedrigt den Anodenstrom zusätzlich, so daß diese Röhre jetzt gänzlich gesperrt wird. Das Bremsgitter von $Rö_1$ bleibt daher genügend positiv, um einen zeitlinearen Abfall der Anodenspannung von $Rö_1$ nach Maßgabe des Miller-Effektes zu ermöglichen. Dieser Abfall liefert einen dauernden Umladestrom über C_1, R_9 , und zwar derart, daß das Gitter von $Rö_2$ stets so weit negativ gehalten wird, daß $Rö_2$ gesperrt bleibt. Der zeitlineare Miller-Abfall an $Rö_1$ vollzieht sich demnach ungestört, bis $Rö_1$ ihre Anodenrestspannung erreicht hat. Dann bleibt die Anodenspannung auf diesem Niveau, der Umladestrom durch C_1 verschwindet, und das Gitter von $Rö_2$ wird positiver.



Bild 101. Ausgangsspannung eines Sanatrons bei relativ schwacher Zeitdehnung; die Warlezeit ist kurz gegenüber der Hinlaufzeit

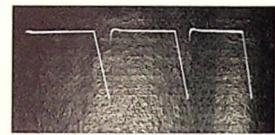


Bild 102. Ausgangsspannung eines Sanatrons bei starker Zeitdehnung; die Warlezeit ist groß gegenüber der Hinlaufzeit

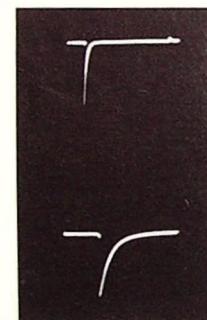


Bild 103. Auswirkung der Zeitdehnung nach Bild 101 und Bild 102 bei schwacher (oberes Bild) und stärkerer (unteres Bild) Zeitdehnung

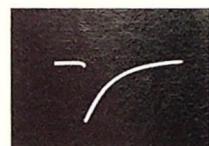


Bild 104. Noch stärkere Zeitdehnung gegenüber Bild 103



Bild 105. Nur schwach gedehnter impulsartiger Vorgang

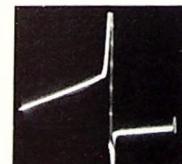


Bild 106. Stärkere Zeitdehnung gegenüber Bild 105; die in dem steilen Anstieg enthaltenen gedämpften Schwingungen sind jetzt deutlicher zu erkennen

Um dem System einen exakten negativen Impuls mit guter Flankensteilheit zuzuführen, ist die Parallelschaltung C_4, D_3 vorhanden. Den am Bremsgitter beim Umkippen entstehenden Spannungssprung kann man weiter verwerten und den Impuls sauber begrenzen, was durch die Schaltglieder R_{11}, C_5, D_1, D_2 erfolgt. Man erhält dann am Punkt f einen gut begrenzten negativen Impuls. Er kann zur Hell- oder Dunkeltastung der Elektronenstrahlröhre herangezogen werden (die Bilder 101 bis 106 wurden mit einer Sanatronschaltung gewonnen).

2.6.2.8. Sonstige Einzelheiten

Wenn man rückblickend den technischen Stand der Oszillografentechnik vor etwa 20 Jahren mit dem heutigen Stand vergleicht, so erkennt man, daß insbesondere von der Entwicklung neuer Bauteile her, die ursprünglich für andere Zwecke bestimmt waren, starke Impulse ausgegangen sind, die aus einem empfindlichen und oft nicht ganz zuverlässigen Laborinstrument ein robustes, allen praktischen Anforderungen entsprechendes und unentbehrlich gewordenes elektronisches Meß- und Prüfgerät gemacht haben. Wer die bis jetzt behandelten Schaltungen aufmerksam verfolgt hat, wird zum Beispiel erkennen, daß die früher in den Kippgeräten üblichen gasgefüllten Entladungsrohren entweder durch Elektronenröhren oder durch Halbleiterysteme abgelöst wurden. Auffällig ist ferner der immer stärker zum Ausdruck kommende Übergang von der Wechselstromkopplung

zur Gleichstromkopplung, und zwar nicht nur in Verstärkern, sondern auch in den Zeitablenkeräten. Daß das möglich war, verdanken wir vor allem der ausgiebigen Anwendung des Gegenaktprinzips und den modernen Halbleiterbauelementen, bei denen Gleichstromkopplungen wegen der kleineren Spannungsunterschiede zwischen den einzelnen Stufen verhältnismäßig leicht durchführbar sind. Die Bandbreiten des Y-Verstärkers konnten dank der Entwicklung von Hochleistungsröhren erstaunlich vergrößert werden, und die sich immer mehr durchsetzende Einführung des Triggerbetriebs hat nicht nur zu sehr stabilen, ruhigen Oszillogrammen, sondern auch zu deren besserer Auswertbarkeit geführt. Wir werden das noch in weiteren Teilen der Aufsatzerie erkennen.

Besonders in der Technik der Zeitablenkung sind nun die Schaltungen nicht nur verbessert worden; sie wurden auch komplizierter und aufwendiger. Ein Nachteil dabei ist, daß unter Umständen die Bedienung erschwert wird. Speziell der Triggerbetrieb, bei dem nicht wie bei den selbstschwingenden Kippgeräten dauernd eine Leuchtlinie als Zeitachse auf dem Oszillografenschirm zu sehen ist, macht dem Anfänger erfahrungsgemäß Schwierigkeiten. Es wurde gezeigt, daß man zum Auslösen eines triggerbaren Kippgerätes eine bestimmte Mindestspannung braucht, um überhaupt die Zeitablenkung hervorzurufen. Ist nun die zugeführte Meßspannung zu niedrig oder wurden die Einstellorgane für das Triggerniveau nicht richtig bedient, so kann es vorkommen, daß überhaupt kein Oszillogramm auf dem Schirm erscheint. Wir haben aber auch gesehen, daß monostabile Schaltungen, wie sie in der Triggertechnik weitgehend üblich sind, eine sehr genaue Arbeitspunktregulierung erfordern, damit sie nicht selbständig zu kippen anfangen. Auch dieser Arbeitspunkt muß von Hand mit einem meistens als Stabilitätsregler bezeichneten Bedienungsknopf eingestellt werden. Wer nun den Oszillografen, ohne sein Inneres zu kennen, nur als Meßmittel benutzt, kann daher unter Umständen Mißerfolge erleben.

Um die Bedienung „narrensicher“ zu machen, enthalten moderne hochwertige Oszillografen Sonderschaltungen, die dafür sorgen, daß auf jedem Fall eine Zeitlinie geschrieben wird. Sobald man dann die Meßspannung anlegt, schaltet sich das Gerät automatisch auf Triggern um. Diese automatische Triggerung macht die Bedienung besonderer Regelorgane überflüssig und schützt vor Mißverfolgen, die aus der Unkenntnis der Wirkungsweise des Gerätes entstehen könnten. Da diese Schaltungen jedoch recht speziell sind, wollen wir nicht näher darauf eingehen.

Wie schon früher erwähnt, muß man häufig einmalige Vorgänge oszillografisch untersuchen. Manche hochwertigen Oszillografen haben auch hierfür Spezialeinrichtungen, bei denen man von Hand den einmaligen Vorgang, das heißt auch das einmalige Schreiben der Zeitlinie, auslösen kann. Durch Gleichstromkopplungen ist dafür gesorgt, daß Niveaumverschiebungen der Zeitlinie nicht möglich sind. Da diese Einrichtungen in Service-Oszillografen keine Rolle spielen, wollen wir sie ebenfalls nicht näher besprechen.

Schließlich wurde bereits die verzögerte Zeitablenkung erwähnt, die den Zweck hat, die Auslösung zu einem beliebigen Zeitpunkt der Vorgangsperiode hervorzurufen. Interessieren zum Beispiel Einzelheiten gegen das Ende dieser Periode, so kann man auf die Darstellung der vorausgehenden Teile verzichten und die Zeitablenkung erst dann auslösen, wenn die wirklich interessierenden Oszillogrammteile erscheinen. Diese können dann noch einer Dehnung unterworfen werden, so daß eine sehr genaue Auswertung möglich ist. Kleineren Verzögerungen lassen sich mit Laufzeiteiten oder Laufzeitgliedern erreichen, für größere Verzögerungen dagegen wendet man meistens Monovibratorschaltungen an. Sie sind aber gegenüber Einstreuungen aus dem Netz sehr empfindlich und können zu instabilen Oszillogrammen führen. Auch hier hat man Abhilfemaßnahmen eronnen. Beispielsweise wendet man Torschaltungen an, die erst nach Ablauf der Verzögerungszeit den Synchroniserkanal freigeben. Solche Schaltungen sind aber hochwertigen Labor-Oszillografen vorbehalten.

Auf die praktische Bedeutung der Helligkeitssteuerung in Verbindung mit der Einblendung von Zeitmarken haben wir ebenfalls schon hingewiesen. Es ist möglich, mit Hilfe negativer Impulse am Wehneltzylinder, die eine ganz bestimmte Phasenlage zum Meßvorgang haben, das Oszillogramm an bestimmten Stellen dunkel zu steuern oder „auszublenden“. Das wurde bereits besprochen. Bei hochwertigen Oszillografen findet man eingebaute Zeitmarkengeneratoren, deren Frequenz sehr genau bekannt ist und die eine für die Steuerung des Wehneltzylinders geeignete Spannung liefern. An Stelle des Wehneltzylinders wird häufig auch die Kathode der Oszillografenröhre gesteuert, vor allem dann, wenn man den Wehneltzylinder bereits zur Hell- oder Dunkeltestung benötigt.

Zeitmarken kann man auch auf andere Weise in den Vorgang einführen, beispielsweise mit Hilfe eines Elektronenstrahlschalters oder durch Überlagern der Zeitspannung mit der Meßspannung. Am besten hat sich jedoch die Helligkeitssteuerung bewährt. Immer aber braucht man Generatoren mit genau bekannter Frequenz, die natürlich auch den Zeitmaßstab festlegt. Die Frequenz dieser Generatoren muß in irgendeiner Form mit der Kippspannung synchronisiert werden, um stehende Zeitmarken

Bild 107. Eine aus einer Sinusspannung (oben) gewonnene Rechteckspannung (unten), aus der man durch Differenzierung Signale für Zeitmarken, Eichfrequenzen usw. ableiten kann ▶

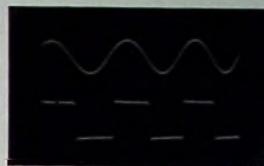


Bild 108. Gleichphasige (oben) und phasenverschobene (unten) Sinusschwingungen, wobei man eine Schwingung zur Zeitmessung bzw. Phasenmessung heranziehen kann ▶

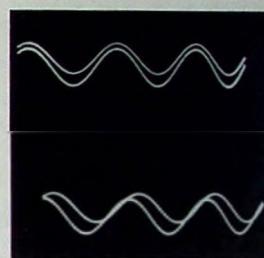


Bild 109. Einfluß der Hinfälligkeit einer Kippschwingung auf die entstehende Kurve. Man sieht, daß die Kippschwingung nicht absolut linear war, denn der Abstand zwischen den Maxima der Sinusschwingung wird immer größer ▶



zu erhalten. Auch hierfür gibt es spezielle Schaltungen, wobei man zur Erzeugung der Hilfsschwingung LC-Generatoren, aber auch Multivibratoren oder Kombinationen beider heranziehen kann (Bilder 107, 108, 109).

2.6.3. Synchronisierverstärker

Synchronisierverstärker haben vor allem bei selbstschwingenden Zeitablenkschaltungen Bedeutung. Um eine stabile Synchronisierung zu gewährleisten, muß die von den Verstärkern abgegebene Ausgangsspannung unabhängig von der Eingangsspannung sein. Der Verstärker soll außerdem keine große Empfindlichkeit gegenüber Streuungen zeigen und natürlich einen so großen Frequenz-

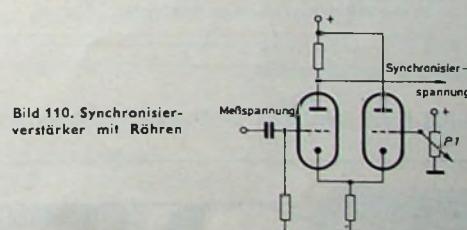


Bild 110. Synchronisierverstärker mit Röhren

bereich haben, daß die Meßspannung nicht nennenswert verformt wird. Unter Umständen soll der Synchronisierverstärker auch in der Lage sein, Signale mit besonders hoher Flankensteilheit zu liefern, die sich besonders gut zur exakten Synchronisierung eignen.

Katodengekoppelte Verstärkerstufen beziehungsweise solche mit Emitterkopplung erfüllen die genannten Forderungen ausgezeichnet. Beispielsweise ist eine Schaltung nach Bild 110 gut als Ver-

stärker für die Synchronisiersignale geeignet. Werden die Röhren übersteuert, so liefern sie nur Signale höherer Flankensteilheit, was stets erwünscht ist. Außerdem kann man solche Verstärker, wie schon früher beschrieben, umpolen und so die Phase des synchronisierenden Signals um 180° verschieben. Bei Gleichstromkopplung läßt sich außerdem mit dem Potentiometer P_1 eine bestimmte Ansprechschwelle einstellen. Prinzipiell ergeben sich ähnliche Verhältnisse wie bei den Impulsformern für die Triggertechnik. Deshalb können den Synchronisierverstärkern beispielsweise auch Schmitt-Trigger oder ähnliche Einrichtungen vor- oder nachgeschaltet werden [2, 6, 8, 12, 13, 18].

2.7. Eigenschaften des X-Verstärkers

Der X-Verstärker, auch Horizontalverstärker genannt, hat im allgemeinen zwei verschiedene Aufgaben: erstens die einwandfreie Verstärkung der vom Zeitablenkgerät gelieferten Spannung und zweitens – wenn die Zeitablenkung nicht benötigt wird – die Verstärkung einer anderen, von außen zugeführten Spannungskomponente. Man erkennt daraus, daß der X-Verstärker ähnliche, sogar nahezu gleichartige Eigenschaften wie der Y-Verstärker haben muß. Wir können daher weitgehend auf die Darlegungen über den Y-Verstärker verweisen, können uns also kurz fassen und uns im wesentlichen nur auf die Besprechung derjenigen Probleme beschränken, die für den X-Verstärker typisch sind.

2.7.1. Allgemeine Eigenschaften

Im Abschnitt 2.3. haben wir die Eigenschaften des Y-Verstärkers besprochen und dabei auch verschiedene Begriffe im Sinn der Norm DIN 43 740 definiert. Diese Definitionen gelten sinngemäß auch für den X-Verstärker. Er weist also einen bestimmten Ablenkkoeffizienten auf, sein Frequenzbereich sowie die Anstiegszeit und die Dachsrägen lassen sich angeben. Ferner kann man ihm eine Eingangsimpedanz, eine Gesamtverstärkung usw. zuordnen. Es sei darauf hingewiesen, daß ein X-Verstärker im Hinblick auf die exakte Übertragung der zeitlinearen Ablenkspannung besonders hohen Anforderungen an die Linearität genügen muß. Bei dieser Gelegenheit wollen wir den Begriff Nichtlinearität im Sinne der DIN-Norm definieren: Unter Nichtlinearität versteht man die prozentuale Abweichung des Ablenkkoefizienten bei 75 % der Aussteuerung von dem bei 25 %, gemessen im waagerechten Teil der Frequenzkurve und von der Schirmmitte aus. Als weiterer Wert für die Nichtlinearität kann außerdem die Abweichung des Ablenkkoefizienten bei 100 % der Aussteuerung von dem bei 33 1/3 % angegeben werden. Da die Ausgangsspannung des X-Verstärkers annähernd in der gleichen Größenordnung wie die des Y-Verstärkers liegt, sind auch in dieser Hinsicht die Verhältnisse vergleichbar. Ein neuer Gesichtspunkt ergibt sich wegen der mit einem X-Verstärker möglichen zusätzlichen Oszilloskammardehnung, die wir anschließend besprechen wollen.

(Fortsetzung folgt)

Vorsteuernachweis für unsere Postabonnenten!

Da sich die Post nicht in der Lage sieht, auf ihren Quittungen den Vorsteuerbetrag anzugeben, bestätigen wir hiermit zur Vorlage beim Finanzamt, daß in dem für unsere Zeitschrift kassierten Bezugsgeld

in der Zeit vom 1. 1. – 30. 6. 1968: 5%
in der Zeit vom 1. 7. – 31. 12. 1968: 5,5%

Mehrwertsteuer enthalten sind.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Ausbildung

Fortbildungsseminar „Spezielle Anwendungsgebiete der Elektronik“

Am 14. Oktober 1968 beginnt in der Schulungsstätte des Zentralverbandes des Deutschen Elektrohandwerks (ZVEH) in Schotten ein Fortbildungsseminar „Spezielle Anwendungsgebiete der Elektronik in den Elektrohandwerken“. In dem Lehrgang, der sich ganztägig über 10 Wochen erstreckt, werden folgende Themen behandelt: Herkömmliche elektronische Bauteile, Halbleiterbauteile, Röhren, elektronische Bausätze, elektronische Grundschaltung, Zählen, Schalten, Steuern, Regeln – als einleitende Übersicht. Den Schwerpunkt bildet: Anwendung der Elektronik in Haushalt, Gewerbe, Industrie. Ausbildungsziel ist die Vervollständigung der Kenntnisse in der Elektronik unter besonderer Berücksichtigung der praktischen Anwendung von elektronischen Bauteilen sowie deren Prüfung und Reparatur in besonderen Experimentieraufbauten.

Das Fortbildungsseminar wird in erster Linie für Meister und Meisteranwärter aller Elektroberufe veranstaltet. Der Besuch der Lehrgänge in „Allgemeiner Elektronik“ mit Abschlußprüfung, die in der Schulungsstätte Schotten durchgeführt werden, bilden im allgemeinen die Voraussetzung für die Teilnahme am Elektronik-Seminar. Daneben werden als Teilnehmer zugelassen: Meister und Meisteranwärter in einem Elektrohandwerk oder Personen mit einer gleichwertigen Ausbildung, die in den Grundlagen der Elektronik an Lehrgängen mit mindestens 180 Stunden teilgenommen und hierüber eine Abschlußprüfung mit Erfolg abgelegt haben.

Über den Wissenstoff, der in diesem Seminar behandelt wird, kann eine Prüfung abgelegt werden, über die ein Zeugnis erteilt wird. Eine Berechtigung ist mit dieser Prüfung nicht verbunden. Die Seminargebühr beträgt 600 DM. Kosten für Unterkunft und Verpflegung sind darin nicht enthalten. Die Unterbringung und Verpflegung kann zu günstigen Preisen in Hotels und Gaststätten durch das Städtische Verkehrsamt, 6479 Schotten, erfolgen. Die Einbeziehung des Seminars in das Leistungsförderungsprogramm des Bundesministers für Arbeit und Sozialordnung ist vorgesehen. Anmeldungen können ab sofort an die Geschäftsstelle des ZVEH, Frankfurt a. M., Rheinstr. 19, erfolgen.

Lehrgang „Einführung in die Elektronik“

Für Ingenieure mit abgeschlossenem Studium veranstaltet die Kursstätte A für Kerntechnik und Strahlenschutz der Staatl. Ingenieurschule für Maschinenwesen Jülich (517 Jülich, Berliner Str. 3, Telefon [02 461] 4051) in der Zeit vom 11. – 29. 11. 1968 (3 Wochen) einen Lehrgang „Einführung in die Elektronik“.

Dieser Lehrgang soll die Kenntnisse vermitteln, die der Nichtelektroniker zum Verständnis der wichtigsten Anwendungen der modernen Elektronik braucht. Darüber hinaus wird der Kursteilnehmer so weit geführt, daß er einfache Schaltungen selbst dimensionieren und damit ganze Geräte aufbauen kann.

Besucher dieses Lehrgangs können auch an dem Lehrgang über „Nukleare Elektronik“, der anschließend (2. 12.–20. 12. 1968) stattfindet, teilnehmen.

Lehrgangsgebühren werden nicht erhoben. Es ist nur ein Laborersatzgeld in Höhe von 20 DM zu zahlen.

Folgende Fachgebiete werden behandelt:

1. Mathematische Methoden	12 Stunden
2. Schaltelemente der Elektronik	12 "
3. Lineare Verstärker	12 "
4. Grundschaltungen der Impulstechnik	12 "
5. Elektronische Meßtechnik	12 "
6. Spannungsversorgung	12 "
7. Praktikum	35 "

Berichtigung

Neue Rundfunkempfänger. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 12 S. 452–454. Auf den Seiten 453 und 454 sind die Bilder der Kofferempfänger „Florida“ von Kuba und „Passat“ von Philips miteinander zu vertauschen.



Dieses Zeichen
garantiert für Qualität!

RIM RIM-Stil'68



Der bewährte

Vielzweck-Oszilloskop »ROG 7A« in neuer Ausführung

Hauptmerkmale: Elektronen-Strahlöhre DG 7-32. Mu-Metall-Abschirmzylinder • Y-Breitbandverstärker bis 5 MHz bei -4,5 dB • Rücklaufverdeckung • Hohe Empfindlichkeit: 25 mV/mm/cm • Kippfrequenzen 7 Hz...550 kHz in 10 Stufen • Positive und negative Synchronisation • Stufiger Eingangsteiler • Geringe Abmessungen: B 30 x H 13 x T 22 cm • Gewicht: 5,7 kg

Eine ideale Neuerung für alle alten und neuen »ROG«-Besitzer. Elektronisch stabilisierte Baugruppe für Anodenspannung »7A-S« mit Siliziumtransistoren

Für unruhige Netze sehr zu empfehlen!
Montage in kürzester Zeit
Nur „Drossel raus – Baugruppe rein“

Baugruppe »7A-S«, betriebsfertig, einschließlich Plan DM 39,80
»ROG 7A«, neue Standardausführung, mit deutschen Röhren und Abschirmzylindern DM 379,-
Bausatz DM 5,80, betriebsfertig DM 439,-
Aufpreis für Ausführung »ROG 7A-S«, wie oben DM 39,80
Fordern Sie bitte Prospekt »ROG 7A-II« und Mappe »Meßgeräte« an!

RADIO-RIM

Elektronische Orgeln selbstgebaut

Tongeneratoren m. Netz. u. Vibr.

12x 6 Octaven, Bausatz DM 438,50
12x 8 Octaven, Bausatz DM 529,50
Stummelpedal 13 Tasten DM 76,70
Stummelpedal 25 Tasten DM 127,70
Kirchenorgelpedal
30 Tasten DM 229,50
Schwellen m. Fußwiderst. DM 35,-
Orgelgehäuse auf 4 Beinen mit Deckel für 1 Manual DM 99,-
Orgelgehäuse mit durchgehenden Wangen für 1 Manual DM 176,50
dito für 2 Manuale DM 350,-
Bänke 60 cm DM 79,50
100 cm DM 120,-
125 cm DM 136,50

Fordern Sie bitte meine kostenlose Preisliste mit genauer Beschreibung der Artikel an.

Karl-Erich Seelig
205 Hamburg 80, Hornackring 9



• Elektronische Selbstbau-Orgeln •

alle Größen. Nettoliste kostenlos, direkt von

Electron Music, 4951 Döhren 70,

Postfach 10/18

Preiswerte Halbleiter

AA 116	DM .50
AA 117	DM .55
AC 122 gn	DM 1,25
AC 151 V	DM 1,60
AC 187/188 K	DM 3,45
AD 133 III	DM 6,95
AD 148 V	DM 3,95
AF 118	DM 3,35
BC 107 A:B	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108 A:B:C	DM 1,10 10/DM 1,-
BC 109 B:C	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170 B	DM 1,05 10/DM .95
BF 115	DM 3,20 10/DM 3,-
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,40
2N 706	DM 1,66 10/DM 1,55
2N 708	DM 2,35 10/DM 2,20
2N 2218	DM 3,10 10/DM 2,90
2N 2219 A	DM 4,35 10/DM 3,95
2N 3702	DM 1,60 10/DM 1,50

Nur 1. Wahl. Schneller NN-Versand! Kostenlose Bauteile-Liste anfordern.

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



Moderne Elektronik-Fachbücher
für Techniker – Studenten – Amateure.
Verlangen Sie kostenlos „RIM-Literaturfibel“!

RIM-Electronic-Jahrbuch '68

– 464 Seiten – Schutzgebühr DM 3,90, Nachn. Inland DM 5,70. Vorkasse Ausland DM 5,60, (Postscheckkonto München Nr. 13753).

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

Telex 05-28166 rarim-d.

RADIO-RIM



KÖRTING RADIO WERKE GmbH, in der Nähe des Chiemsees gelegen, suchen für Entwicklungsarbeiten an Ultraschallgeräten u. Hochfrequenz-Industriegeneratoren befähigte, vielseitig einsetzbare

Entwicklungsingenieur

(Ing. grad.)

Erfahrung in der Halbleitertechnik ist erforderlich.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Bewerber, die diesen Anforderungen entsprechen, bitten wir, Bewerbungsunterlagen wie Zeugnisschriften, Lebenslauf mit Angabe der Gehaltswünsche und des frühesten Eintrittstermins einzureichen an

KÖRTING RADIO WERKE GMBH • 8211 GRASSAU IM CHIEMGAU

Telefon: (08641) 2051

Transformatoren und HF-Spulen zum Radiobasteln mit Transistoren. Kahoelektroversand, 65 Mainz/2333

Kaufgesuche

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikneue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

Hans Kaminzky

8 München-Solln
Spindlerstraße 17

UHF-Telle! Tuner – Converter

UT 2 Orig.-Philips-UHF-Tuner, PC 88, PC 86, kpl. m. Balunrafo u. form-schönem Abstimmenknopf, mit Groß-Feintrieb
1 St. 26,50 3 St. à 24,50 10 St. à 22,50
UT 67 Telefunken-Trans.-Tuner, 2X AF 139, Balunrafo, separater Feintrieb und Schaltung
1 St. 30,- 3 St. à 28,50 10 St. à 26,50
AF 60 Converter-Tuner, AF 239 u. AF 139, im Eing. m. Balunrafo, Aus-Symmetrierglied und Schaltung
1 St. 32,- 3 St. à 30,- 10 St. à 27,50
UC 29 Trans.-Converter in kleinem Flachgehäuse, UHF-VHF-Umschalter, Linearskala, setzt Band IV und Band V auf Band I um. AF 239, AF 139 (Maße 170 x 130 x 65 mm)
1 St. 62,50 3 St. à 59,- 10 St. à 55,-
UAE 5 Telef.-UHF-Tastenaggregat, Trans.-Tuner, UHF-VHF-Umschalter plus 3 Progr.-Tasten, 2 X AF 139
1 St. 39,50 3 St. à 37,50

SIEMENS TRANSISTOREN

SI 139
1 St. 2,90 10 St. à 2,70 100 St. à 2,10
AF 239
1 St. 3,25 10 St. à 2,90 100 St. à 2,30
Versand p. Nachn. ab Lager. Preise inklusive Mehrwertsteuer. Aufträge unter 25,- Aufschlag 2,-. Katalog gegen 2,- in Briefmarken. Bei Auftragerteilung ab 25,- wird Schutzgebühr mit 1,50 vergütet.

Conrad 8452 Hirschau Fach 11 FT
Ruf 0 96 22 / 2 25 Anrufbeantworter

REGEL-TRENN-TRANSFORMATOR Type TR 8

für Farbfernseh-Service und Laborbedarf · Nennleistung 800 VA umschaltbar 220/120 Volt - Liste 171



ENGEL GMBH

62 WIESBADEN-SCHIERSTEIN
Rheingaustraße 34-36
Telefon: 6 0821 · Telex: 4 186 860

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band:	728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
II. Band:	760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
III. Band:	744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
IV. Band:	826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
V. Band:	Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band:	765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
VII. Band:	743 Seiten · 538 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
VIII. Band:	In Vorbereitung	

Oszilloskop-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen von Elektronenstrahl-Oszilloskopen

von J. CZECH

684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Bauart Dipl.-Ing. GEORG ROSE

223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch

von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA

156 Seiten · 103 Bilder Ganzleinen 21,— DM |

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren im VHF- und UHF-Bereich

von ULRICH L. ROHDE

163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik

von HANS HERBERT KLINGER

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

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

I. Band:	Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke 650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ..	Ganzleinen 36,— DM
II. Band:	Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen 603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ..	Ganzleinen 36,— DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

E - Thälmann - 565.56

10020

67296