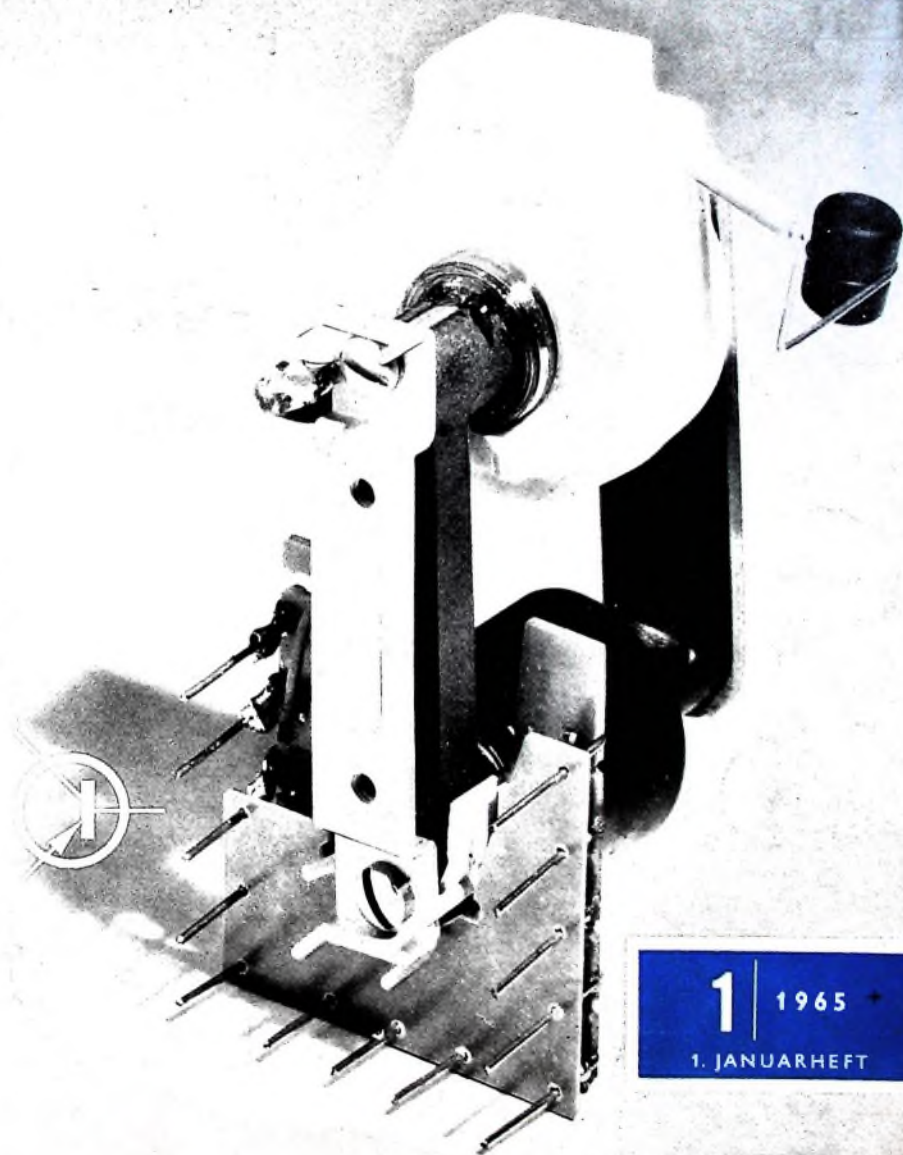
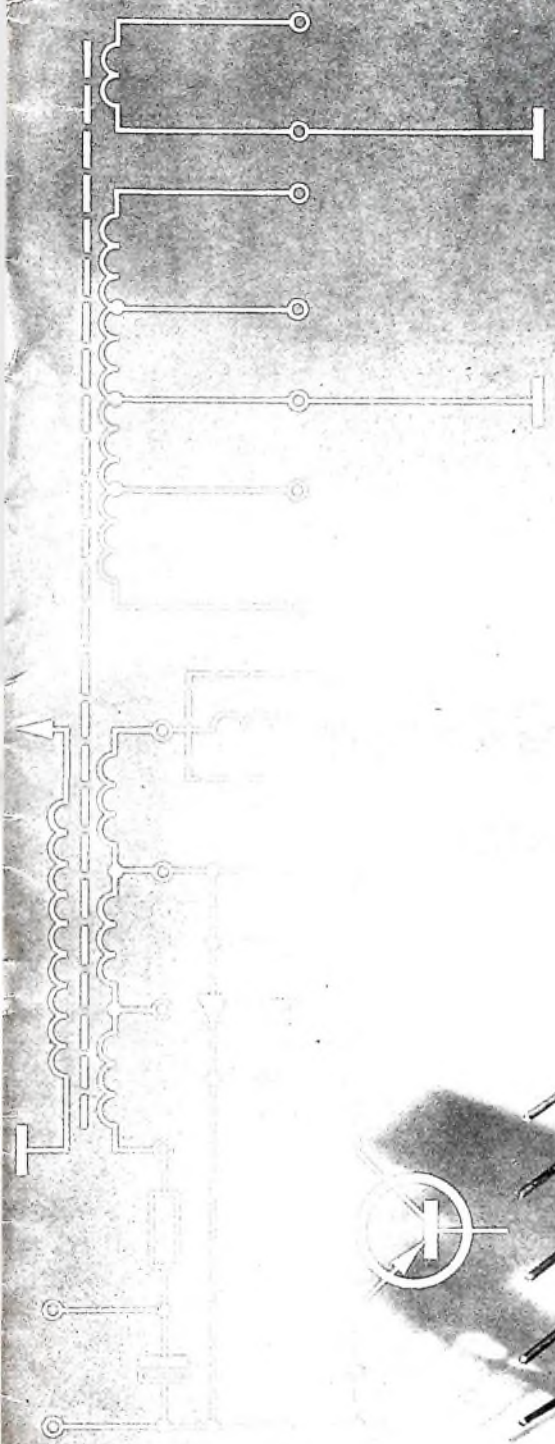


BERLIN

# FUNK- TECHNIK

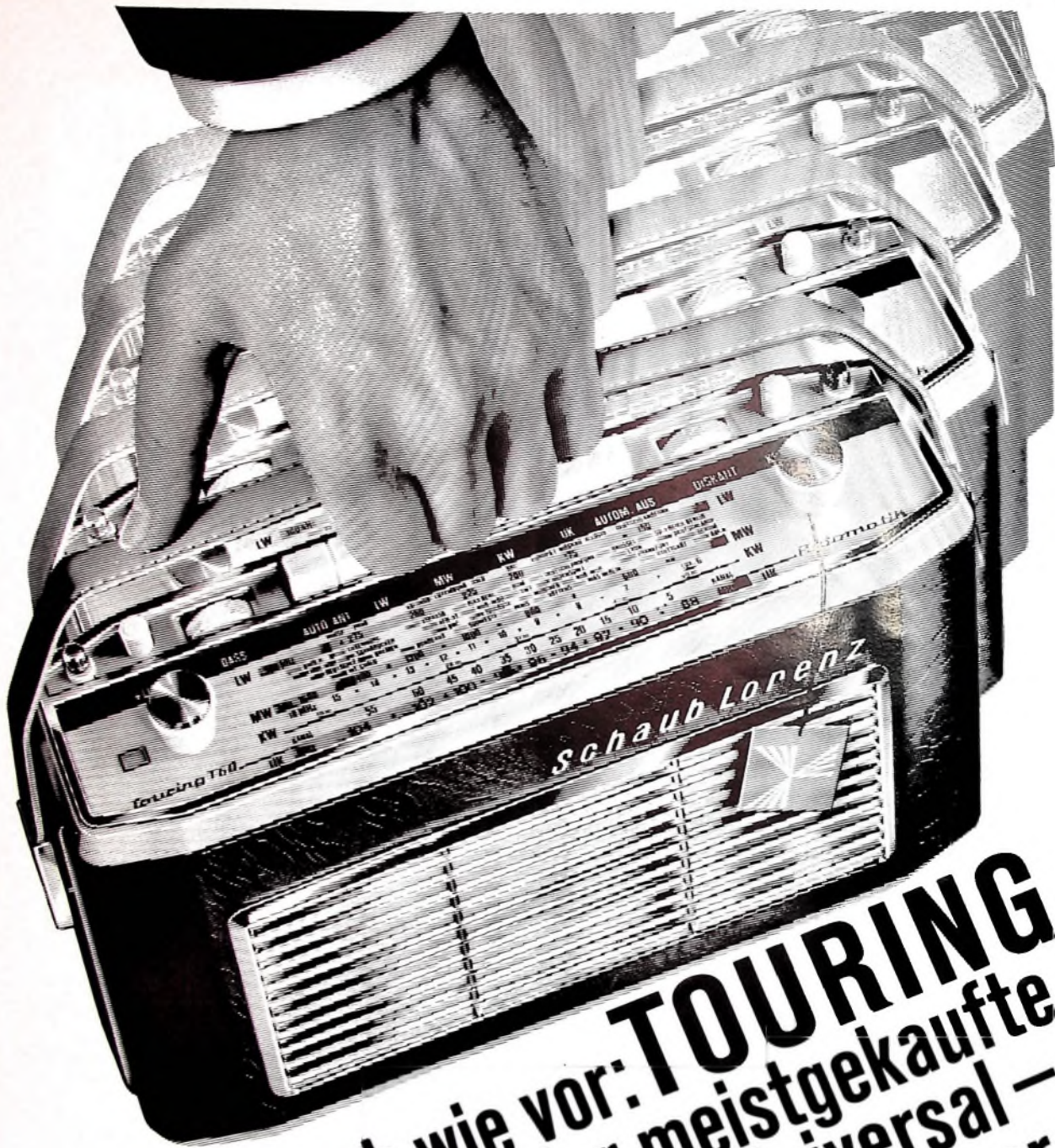
A 3109 D



1 | 1965

1. JANUARHEFT





# nach wie vor: **TOURING** der meistgekaufte Universal-Super

**Warum?** Der TOURING kennt keine Kompromisse. Er ist und bleibt unumstritten ein Empfänger der Spitzenklasse. Der Name TOURING bürgt für technische Perfektion.

Mit einer großzügigen, imposanten Werbung in Funk, Fernsehen, Tageszeitungen, Illustrierten und in der Motorsportpresse werden Millionen Verbraucher über den TOURING von SCHAUB-LORENZ wirkungsvoll informiert, 1965 noch viel intensiver als im vergange-

nen Jahr. Und nun endlich: Der TOURING hat als einziger Universal-Super einen festen Preis. Damit können Sie arbeiten. Ein mutiger und entschlossener Schritt aus dem Preisdilemma.

**Darum** wird der TOURING für Sie wieder zum außergewöhnlichen Umsatzträger. Man kennt ihn und fragt nach ihm. Disponieren Sie bald den neuen TOURING T 60 Automatik, damit auch Sie am vorteilhaften TOURING-Verkauf teilhaben.



# SCHAUB-LORENZ

Für technischen Fortschritt, für Leistung und Erfahrung bürgt der SEL-Strahlenstern. Funk-Navigationsanlagen für den Luftverkehr tragen ihn ebenso, wie man ihn auf Fernsehsendern und in Fernsprechanlagen der Bundespost findet. Überall dort, wo höchste Präzision verlangt wird, wo höchste technische Anforderungen gestellt werden, steht dieser Stern. Auch der TOURING trägt ihn.



**Kolloquium Trägheitsnavigation**  
Die Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation e. V. veranstaltet am 15. Januar 1965, 9.00-17.30 Uhr, im Haus der Wissenschaften in Düsseldorf, Palmstraße 16, ein Einführungs-kolloquium über Trägheitsnavigation. Das Programm soll vor allem der Unterrichtung von Anwendern über dieses neue Navigationsverfahren dienen und sieht u. a. Vorträge über Grundlagen der Trägheitsnavigation sowie über die Technik und Anwendungen dieses Navigationsverfahrens vor. Teilnehmeranmeldungen sind zu richten an Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation e. V., 4 Düsseldorf, Postfach 2622.

**Rechenzentrum in Berlin**  
Die AC-Service Gesellschaft für automatische Datenverarbeitung mbH, Frankfurt, eine Tochtergesellschaft der Automation Center International AG in Wettingen bei Zürich, die Daten im Lohnverfahren bearbeitet und besonders den Klein- und Mittelbetrieben die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung ermöglichen will, plant in Berlin ein unabhängiges Rechenzentrum zu eröffnen. Es ist vorgesehen, im Frühjahr 1965 zunächst ein Kontaktbüro zu errichten, das aber bereits Aufträge annehmen wird, die in einem westdeutschen Rechenzentrum der AC-Service bearbeitet werden. Anfang 1966 soll das Berliner Kontaktbüro dann zum Rechenzentrum mit einem General Electric-Computer der Serie „400“ ausgebaut werden.

**AEG-Telefunken:**  
11 % Umsatzzuwachs  
Es wird erwartet, daß der Gesamtumsatz von AEG-Telefunken und den maßgeblichen inländischen Beteiligungen — nach Abzug der gegenseitigen Lieferungen — in dem auf das Kalenderjahr umgestellten Geschäftsjahr 1964 etwa 3,7 Mrd. DM (1962/63 3,387 Mrd. DM) erreichen wird. Das entspricht einer Zuwachsrate des konsolidierten Umsatzes von rund 11 % (Vorjahr 9 %) gegenüber 1962/63, dem letzten vollen Geschäftsjahr vor der Umstellung. Die Anzahl der Mitarbeiter hat sich seit Anfang 1964 um 2 % auf 127.000 erhöht.

Mehr als 3000 Mitarbeiter bei R. Bosch Elektronik  
Bei der Robert Bosch Elektronik GmbH, Berlin-Wil-

mersdorf, waren am 1. November 1964 zum ersten Male mehr als 3000 Mitarbeiter beschäftigt. Damit ist dieses Werk — gemessen an der Betriebsstärkte — die zweitgrößte Bosch-Tochtergesellschaft.

**Zunehmendes Exportgeschäft bei Nordmende**

Um 17 % ist das Exportgeschäft der Norddeutschen Mende Rundfunk KG in den ersten neun Monaten dieses Jahres gegenüber dem gleichen Zeitraum 1963 angestiegen. So erhöhte sich zum Beispiel der Export in die USA um 45 %, nach Holland um 55 %, nach Dänemark um 35 % und in die Schweiz um etwa 10 %. Auch Österreich und Frankreich kristallisieren sich als neue Hauptmärkte heraus.

**Lehrtafel „Der Transistor“**

Für den Unterricht in Schulen und Lehrlingswerkstätten hat Telefunken eine Lehrtafel (60 cm x 84 cm) mit dem Schnittbild eines Transistors in Glasausführung herstellen lassen, die auch eine Erläuterung des Leitungsmechanismus im Kristall und die Analogie zur Röhre in bildhafter Darstellung enthält. Die Tafel wird auf Anforderung kostenlos abgegeben (Telefunken AG, Fachbereich Röhren/Halbleiter, Technischer Kundendienst, 79 Ulm/Donau, Soflinger Straße 100).

„Transonette 70“ jetzt auch im Inland erhältlich

Die „Transonette 70“ von Grundig, ein mit sechs Transistoren bestückter Export-Batterieempfänger für MW und KW, ist jetzt auch auf dem Inlandmarkt erhältlich.

**6. Philips-Tonbandwettbewerb für Amateure**

Nur noch wenige Wochen verbleiben den Tonbandamateuren, um beim 6. Philips-Tonbandwettbewerb dabei zu sein. Einsendeschluß ist der 31. Januar 1965. Die genaue Teilnahmebedingung sind aus einem Merkblatt zu ersehen, das beim Fachhandel erhältlich ist oder von den Philips-Fillialen angefordert werden kann.

**Lautsprecher für den HI-FI- und Stereo-Freund**

Die 24seitige Broschüre „Isophon-Lautsprecher richtig eingebaut“ unterrichtet den HI-FI- und Stereo-Freund über die bei der Auswahl von Lautsprechern, deren Zusammenschaltung sowie beim Einbau zu beachtenden Gesichtspunkte. Sie bringt außerdem zahlreiche dimen-

sionierte Hinweise für die Zusammenschaltung sowie für die Abmessungen von Lautsprechergehäusen. Zusätzlich erschien ein 6seitiger Prospekt, der das Angebot 1965 des Handelsprogramms (Chassis, Übertrager und Drosseln, Gehäuse-lautsprecher, Spezial-Kombinationen) mit technischen Daten enthält.

**Neues Verbindungskabel für Bausteinprogramm**

Zum Anschluß der zum Selbstbau geeigneten Stereo-Lautsprecherkombinationen „LS 20“, „LS 21“, „LS 31“ und „LS 40“ an alle Stere Rundfunkempfänger, Steuergeräte, Musikschränke und das Rundfunkempfangsteil „HF 35“ von Grundig ist jetzt ein neues Kupplungskabel „284“ lieferbar. Es hat lautsprecherseitig eine Oktalkupplung. Geräteseitig sind zwei Kabelstränge mit Lautsprecher-Normsteckern vorhanden, die mit „links“ und „rechts“ gekennzeichnet sind.

**Die 200. Funkamateurin in der Bundesrepublik**

Am 5. Dezember 1964 konnten die deutschen Amateurfunkrinnen ein besonderes Jubiläum feiern. An diesem Tage begrüßten sie die 200. „Kollegin“, die gerade nach bestandener Prüfung von der Bundespost ihre Lizenzurkunde und ihr Rufzeichen DL 8 YY erhalten hatte.

**Telefunken AG erwirbt Elekluft-Majorität**

Telefunken hat die Kapitalmehrheit der Elektronische und Luftfahrtgeräte GmbH (Elekluft) in Bonn, bisher eine Tochtergesellschaft der General Electric Company, USA, erworben. Die Elekluft wird weiterhin elektronische Anlagen warten und die dafür erforderlichen Ersatzteile liefern. Die General Electric hält einen Anteil am Kapital der Elekluft. Für Spezial-Service, der amerikanisches Personal erfordert, wird die General Electric Service Co. der Elekluft auch künftig amerikanische Spezialisten zur Verfügung stellen.

**Selbstwahl im Telexverkehr nach den USA**

Am 1. Dezember 1964 wurde die Selbstwahl der Telexverbindungen von der Bundesrepublik Deutschland nach den USA eingeführt. In den USA können sämtliche Teilnehmer der Telexnetze der International Telephone & Telegraph Corp. (ITT), der Radio Corporation of America Communications Inc. (RCA), der Western Union International Inc. (WUI) und der Western Union Telegraph Co. (WUD) nach Wahl der Landes-kennzahl 23 und der darauffolgenden Rufnummer erreicht werden. Zu den Telexteilnehmern der American Telephone and Telegraph Company (ATT) werden die Verbindungen wie bisher über die Handvermittlung in Frankfurt a. M. abgewickelt.



RUNDFUNK  
FERNSEHEN  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURFUNK  
MESSTECHNIK  
ELEKTRONIK

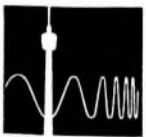
**AUS DEM INHALT**

1. JANUARHEFT 1965

FT meldet ..... 3  
Fernsehen und Rundfunk im neuen Jahr .. 5  
gelesen · gehört · gesehen ..... 6  
Neue Röhren und Ablenkmittel für Fernsehempfänger ..... 7  
Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger..... 8  
Video-Endstufe mit videoseitiger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200 11  
Empfangsanlage für Bildsendungen von Wettersatelliten ..... 12  
Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation ..... 13  
Die Antennenstrahlung..... 15  
Transistorisierte Baugruppen für Stere Rundfunkempfänger Tuner-Baugruppe »312-2404« ..... 16  
Ein Spannungswandler mit Tunnelknoten für kleine Gleichspannungen..... 18  
»Nicolette de Luxe« — Ein Taschenempfänger in Mikroelektronik ..... 19  
Persönliches ..... 20  
Speisegerät zur Nachbildung alternder Batterien ..... 21  
Für den KW-Amateur  
Frequenzstabiler VFO für das 2-m-Band 23  
FT-Bastel-Ecke  
Transistor-Pendelaudion für 30 MHz.... 26  
Service an Stereo-Decodern ..... 27  
Aus Zeitschriften und Büchern  
Drei elektronische Kleinhiermastele ..... 29

Unser Titelbild: Der neue Zellentransformator „AT 2042“, der durch einen Leistungs-Schalttransistor angesteuert wird (s. a. S. 8-10)

Werkfoto: Valva



Die Silhouette des Stuttgarter Fernsehturms — mit stilisierter Darstellung einer frequenzmodulierten Schwingung gekuppelt — ist das Signum der

**Deutschen Funkausstellung 1965**

Diese große Leistungsschau der deutschen Funkindustrie findet vom 27. August bis 5. September 1965 auf dem Stuttgarter Killasberg statt.

Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfassers. Seiten 2, 4, 25, 31, 33-36 ohne redaktionellen Teil

**Nicht für jeden, aber für die Vielen, die Prestige kaufen:**



## **ATRIUM - mit 65-cm-Panorama-Großbild**

Sie kennen diese Kunden. Sie kaufen eben nicht nur technische Funktion, sie wollen auch bei Gütern der Serienfertigung ihren individuellen Geschmack zum Ausdruck bringen. Und weshalb auch nicht? Sie haben es doch in der Hand, dieses Höchstmaß an Exklusivität zu bieten. Verkaufen Sie Ihren Kunden ein Gerät, das ihnen die Gewißheit gibt, etwas anderes erstanden zu haben als die anderen. Anders als die anderen - so ist ATRIUM. Mit dem neuen 65-cm-Panorama-Großbild bietet dieser Empfänger nahezu 20 Prozent mehr Bildfläche. Kommt hinzu, daß auch das Gehäuse anders ist; es wurde den großzügigen Dimensionen der Bildröhre harmonisch angepaßt, und zwar so, daß auch der Lautsprecher an der Vorderseite placiert werden konnte. Nur die Bedienungselemente (mit der bewährten Kombination von VHF-Speichertuner + UHF-Vierfachtastensatz) sowie das technische Innenleben sind nicht anders - sie sind zuverlässig wie bei allen LOEWE OPTA-Geräten. Ein aussichtsreiches Geschäft also. Denn Kunden, die Prestige kaufen, gibt es viele.

**LOEWE**  **OPTA**

BERLIN/WEST · KRONACH/BAYERN · DÜSSELDORF



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

H. RINDFLEISCH

Technischer Direktor des  
 Norddeutschen Rundfunks

## Fernsehen und Rundfunk im neuen Jahr

Das deutsche Fernsehen wird mit der Inbetriebnahme von Sendernetzen für das dritte Fernsehprogramm im Jahre 1965 einen bemerkenswerten Abschnitt erreichen. Bereits 1964 sind der Bayerische und der Hessische Rundfunk vorangegangen; der Norddeutsche Rundfunk, der SFB und Radio Bremen beginnen gemeinsam Anfang Januar 1965, und die übrigen Rundfunkanstalten folgen. Damit werden dann aber auch die Möglichkeiten für eine volle flächenhafte Versorgung des Bundesgebiets erschöpft sein, wenn man von Lösungen wie einer Abstrahlung vom Flugzeug oder gar von Satelliten aus absieht. (Der für künftige Entwicklungen vorsorglich reservierte Zentimeter-Wellenbereich von 11,7...12,7 GHz dürfte wohl nur für lokale Versorgung in Frage kommen.) Für den Wellenbereich IV/V arbeiten Experten der Rundfunkanstalten und der Bundespost zur Zeit gemeinsam einen Frequenzplan aus, der in Ergänzung des Stockholmer Frequenzplanes von 1961 für alle drei Programme eine Reihe von größeren Füllsendern und viele Hunderte von Umsetzern vorsieht.

Aber auch wenn alle Füllsender und Umsetzer errichtet sind, wird die Fernsehversorgung nach hier und da Lücken aufweisen, nicht nur in abgelegenen Gebirgstälern, sondern zunehmend auch in den großen Städten, in denen die immer zahlreicher entstehenden Hochhäuser heute schon in manchen Stadtteilen einen reflexionsfreien Fernsehempfang unmöglich machen. Einige amerikanische Großstädte sind ein warnendes Beispiel dafür, was wir in Europa zu erwarten haben. Abhilfe läßt sich nur durch die Errichtung von Gemeinschafts-Antennenanlagen erreichen, die über Kabelnetze die Empfangsgeräte in weitem Umkreis versorgen. Es ist zu hoffen, daß das Jahr 1965 dieser Entwicklung, die in den USA, in England, Holland und der Schweiz bereits lebhaft in Gang ist, auch in der Bundesrepublik Deutschland einen kräftigen Auftrieb geben wird. In dem Ausbau derartiger Kabelnetze liegt grundsätzlich auch die Möglichkeit der Verbreitung zusätzlicher lokaler Fernsehprogramme, die bereits von verschiedenen Seiten gefordert wird.

Beim Farbfernsehen steht noch eine wichtige Entscheidung bevor: die Wahl der Norm. Überall in Europa hat man die Absicht, eine einheitliche Norm festzulegen, und zwar möglichst bald. Bereits vor einigen Jahren konnte man sich auf den entscheidenden Grundwert des Bild-Farbträger-Abstands von 4,43 MHz einigen. Auf dieser Basis läßt sich Farbfernsehen sowohl in den Wellenbereichen I und III dort einführen, wo — wie bei uns — die Sender nach der Gerbernorm in einem 7-MHz-Raster arbeiten, als auch in den Wellenbereichen IV und V, die einheitlich für ganz Europa nach einem 8-MHz-Raster aufgeteilt sind. Jetzt geht es nur noch um die Modulation des Farbträgers. In der Bundesrepublik sind Rundfunk, Bundespost und Industrie nach gründlichen gemeinsamen Untersuchungen im November 1964 zu der Überzeugung gelangt, daß das PAL-Verfahren technisch vorteilhafter ist als das „klassische“ amerikanische NTSC-Verfahren und das in Frankreich entwickelte SECAM-Verfahren. Wie die Diskussion auf der CCIR-Tagung in Wien im März/April 1965 verlaufen wird, ist nach nicht voraussehen, zumal wahrscheinlich leider politische Erwägungen mitspielen werden. Immerhin kann man noch hoffen, daß sich eine einheitliche Empfehlung erreichen läßt.

Die Entscheidung über die Norm ist jedoch nur eine der Voraussetzungen für die Einführung des Farbfernsehens. Für den Termin der Einführung sind in erster Linie die wirtschaftliche Situation der deutschen Empfängerindustrie und die Produktionsvorbereitungen bei den Rundfunkanstalten bestimmend. Die Rundfunkanstalten haben im Dezember 1964 die Frage des Beginns der regelmäßigen Ausstrahlung von Farbsendungen mit der Industrie und der Bundespost abgestimmt. Dabei wurde als Termin für den Beginn regelmäßiger Farbfernsehensendungen in der Bundesrepublik die Funkausstellung 1967 genannt. Die Rundfunkanstalten haben vor allem auf der Produktionsseite noch umfangreiche und sorgfältige Vorbereitungen zu treffen, um gleich zu Beginn des regelmäßigen Betriebes Farbfernsehprogramme in guter Qualität und ausreichender Quantität bereitstellen zu können.

Neben den im Vordergrund stehenden Problemen des Fernsehens darf man nicht übersehen, daß auch der Hörfunk vor allem infolge der weiten Verbreitung der kleinen Transistorgeräte in der letzten Zeit wieder an Bedeutung gewonnen hat. Einige Mittelwellensender der Bundesrepublik sollen in ihrer Leistung erheblich verstärkt werden, um damit vor allem auch die Fernempfangsmöglichkeiten in Europa zu verbessern. Die Ultrakurzwellen-Sendernetze sind in der Bundesrepublik bereits 1964 so weit ausgebaut worden, daß jetzt fast von jedem Standort drei, gelegentlich sogar vier Programme gesendet werden. Einen zusätzlichen Anstoß hierzu gab die Notwendigkeit, Sonderprogramme für die ausländischen Gastarbeiter auszustrahlen. Mit dem Ausbau dieser Sender werden damit dann allerdings im UKW-Bereich die Möglichkeiten für die Errichtung von Sendern voll ausgeschöpft sein.

Mit regelmäßigen Stereoa-Sendungen werden im Laufe des Jahres 1965 nach den bereits sendenden Anstalten SFB, NDR, WDR und SR wohl auch alle übrigen Rundfunkanstalten beginnen. Neben von der Schallplattenindustrie gelieferten Bändern (Industriebändern) stehen mehr und mehr auch eigene Bandproduktionen der Rundfunkstudios zur Verfügung. Umfang und Tempo des Ausbaus der Sendernetze und der Erweiterung der Sendezeiten werden letzten Endes von dem Interesse abhängen, das das Publikum diesen Sendungen entgegenbringt.

Beim Blick auf 1965 darf man zwei Ausstellungen dieses Jahres nicht vergessen: die Deutsche Funkausstellung in Stuttgart und die Internationale Verkehrsausstellung (IVA) in München. Die in diesen Zeiten angedeuteten Entwicklungslinien treten auch im Bild dieser Ausstellungen sichtbar hervor. Die internationalen Verbindungen des Rundfunks werden auf der IVA übrigens besonders auch auf dem Stand der UER (Union Européenne de Radiodiffusion) demonstriert. Die UER, der sowohl ARD als auch ZDF als Mitglieder angehören, wird dabei unter anderem den Weg der Übertragung der Olympischen Spiele aus Tokio anschaulich darstellen. Ferner wird der Besucher der Ausstellung eine Vorstellung von dem Ausmaß der weltweiten Verbindungen erhalten, die dem Hör- und Fernseh Rundfunk in naher Zukunft zur Verfügung stehen. Wichtig für die Bundesrepublik ist hier die im letzten Jahr von der Bundespost errichtete Satelliten-Bodenstation in Raisting, die schon im Frühjahr 1965 über den geplanten Synchron-Satelliten „Early Bird“ regelmäßig Verbindung mit den USA aufnehmen wird.



### Deutsches Rundfunkmuseum in Berlin

Am 30. November 1964 wurde in der Akademie der Künste zu Berlin der Verein „Deutsches Rundfunkmuseum“ gegründet. Er soll satzungsgemäß die Sammlung und Darstellung aller Tatbestände betreiben, die für die geschichtliche Entwicklung des Rundfunks in Deutschland wichtig waren. Dazu gehören sowohl technische Einrichtungen und Geräte auf der Sender- und Empfängerseite als auch Übersichten über die Programmarbeit des Rundfunks. Darüber hinaus sollen Kontakte mit ähnlichen Institutionen in anderen Ländern gepflegt werden. Als erster Vorsitzender wurde Senatsdirektor a. D. Dr. Hans Hirschfeld gewählt, als sein Vertreter Bruno Voigt. Direktor des Museums ist Oberregierungsrat Dr. Herbert Antoine (Senatsverwaltung Wissenschaft und Kunst).

Das Museum entsteht zu Füßen des Berliner Funkturms in dem ehemaligen Sendergebäude des SFB, der auch die notwendigen Umbaukosten übernimmt. Als erste Starthilfe stellt der Berliner Senat 150.000 DM aus dem Etat 1965 zur Verfügung. Die Fertigstellung soll möglichst bis zum Oktober 1965 erfolgen. Für die Führungen durch das Museum stehen dem Besucher dann kleine Tonbandgeräte mit Kopfhörer zur Verfügung, und die Datenverarbeitungsanlage im „Haus des Rundfunks“ beantwortet nach Wahl einer entsprechenden Kennziffer schriftlich Fragen zur Geschichte des Rundfunks. Auch Bastlergeräte, die geeignet sind, die technische Entwicklung des Rundfunks bis zum Jahre 1939 zu dokumentieren, sollen dort einen Platz finden. Die FUNK-TECHNIK ist gern bereit, entsprechende Geräteangebote ihrer Leser an die zuständigen Stellen weiterzuleiten.

### Testsendezeiten der Fernsehsender für das zweite und dritte Fernsehprogramm

Für die Fernsehsender des zweiten und dritten Programms sind von der Deutschen Bundespost einheitliche Testsendezeiten festgelegt worden. Ab 1. Januar 1965 gelten hierfür: montags, dienstags, donnerstags, freitags und sonnabends von 10 Uhr bis Programmbeginn (in der Zeit von 12 bis 14 Uhr ist jedoch damit zu rechnen, daß zur Ausführung technischer Arbeiten einzelne Sender abgeschaltet werden); mittwochs von 14 Uhr bis Programmbeginn; sonn- und feiertags zwei Stunden vor Programmbeginn.

Die Fernsehsender für das zweite Programm strahlen das elektronische Testbild mit kreisförmigem Innenfeld und einen 800-Hz-Meßton aus. Die Sender für das dritte Programm sind mit dem elektronischen Testbild mit rechteckigem Innenfeld und einem 800-Hz-Meßton moduliert. Bei allen Fernsehsendern wird jeweils zur vollen Stunde für 5 Minuten ein örtliches Kennungsdiagramm eingeblendet.

Bei Sendern, die noch nicht für ein drittes Fernsehprogramm eingesetzt sind, werden die Testsendungen (nur an Wochentagen) um 18 Uhr beendet.

### Änderung bei den Fernseh-Testsendungen des Bayerischen Rundfunks

Am 1. Januar 1965 tritt im Ablauf der Vormittags-Testsendungen des Bayerischen Rundfunks eine Neuerung ein. Bei allen Fernsehsendern (außer Ochsenkopf und Kreuzberg) wird wochentags von 10.05 bis 11.00 Uhr das RMA-Testbild ausgestrahlt. Auf Wunsch des Fachhandels dient dieses Testbild als Ergänzung zu dem bisher fast ausschließlich abgestrahlten elektronischen Testbild. Bis 10.30 Uhr bleibt dabei der Tonkanal unmoduliert. Der Tonsender ist jedoch mit seiner normalen Leistung eingeschaltet. Während dieser Zeit haben die Werkstätten die Möglichkeit, die Fernsehgeräte auf bestimmte Eigenschaften, insbesondere Intercarrierbrummen, zu überprüfen.

Weil die Sender Kreuzberg und Ochsenkopf zwischen 10.00 und 11.00 Uhr ein Vormittagsprogramm ausstrahlen, wird bei diesen Stationen das RMA-Testbild dienstags, donnerstags und sonnabends von 9.20 bis etwa 9.50 Uhr gesendet.

### Drittes Fernsehprogramm des SFB und „Berlin-Musik“

Vom 4. Januar 1965 an strahlt der SFB täglich auf Kanal 39 in der Zeit von 19.00 bis etwa 21.30 Uhr ein drittes Fernsehprogramm aus. Von 19.00 bis 20.00 Uhr wird an jedem Werktag ein Kursprogramm mit informierenden und bildenden Sendungen ausgestrahlt, dann folgen die Tagesschau und im Anschluß daran das Abendprogramm.

Neu im Hörfunk ist das Nur-Musik-Programm „Berlin-Musik“, das montags bis freitags pausenlos von 16 bis 23 Uhr über UKW (92,4 MHz, K 18) ausgestrahlt wird. Es bringt ausschließlich leichte Musik mit eingestreuten 5-Minuten-Nachrichten.

### Stereo-Rundfunksendungen

Da in den Programmzeitschriften seit einiger Zeit auf Stereo-Sendungen besonders hingewiesen wird, sehen wir in Zukunft von einer laufenden Veröfentlichung der Einzelsendungen ab und gehen nur auf grundsätzliche Änderungen ein.

#### HR

Der Hessische Rundfunk beginnt Ende März 1965 mit regelmäßigen Stereo-Versuchssendungen. Über die Senderkette des zweiten Programms – ausgenommen die Sender Würzburg und Biedenkopf – werden etwa 80 Prozent der Bevölkerung des Sendegebietes diese Versuchssendungen empfangen können.

#### NDR

Der Norddeutsche Rundfunk strahlt über die UKW-Sender Hamburg (K 2) und Hannover (K 30) ab 20. Dezember 1964 bis Ende Mai 1965 täglich – auch an Sonntagen – von 18 bis 19 Uhr Stereo-Musik aus. Etwa Mitte des Jahres 1965 sollen die stereophonen Sendungen in das zweite Programm des NDR übernommen und außerdem zusätzlich über die Sender Kiel und Harz West ausgestrahlt werden. Es ist geplant, diese Sendungen zu einem späteren Zeitpunkt über das gesamte Sendernetz des zweiten Programms zu verbreiten. Stereo-Testsendungen werden nach wie vor über die Sender Hamburg und Hannover montags bis sonnabends in der Zeit von 13.30 bis 15.00 Uhr ausgestrahlt.

#### SR

Vom 3. Januar 1965 an wird der UKW-Sender II Götterborner Höhe, Kanal 14, 91,3 MHz, mit einer Strahlungsleistung von 100 kW die stereophonen Sendungen des Saarländischen Rundfunks ausstrahlen. Gleichzeitig ändert der Saarländische Rundfunk seine Stereo-Programmdarstellungen. Statt bisher eine Stereo-Programmsendung am späten Sonntagabend wird es mit Beginn des Jahres 1965 zwei Stereo-Konzertsendungen geben, und zwar am Sonntag in der Zeit von 21.30 bis 22.30 Uhr und am Dienstag in der Zeit von 16.00 bis gegen 17.00 Uhr. Je Woche wird nur noch eine Stereo-Sendung für den Fachhandel (Testsendung) ausgestrahlt, und zwar sonnabends in der Zeit von 11.00 bis 12.00 Uhr. Außerdem bringt der Saarländische Rundfunk in seinem Stereo-Programm von Zeit zu Zeit freitags 20.00 Uhr oder sonntags 11.00 Uhr Originalübertragungen und Wiederholungen seiner öffentlichen Konzertveranstaltungen im Funkhaus Halberg.

Mit der Erhöhung der Sendeleistung auf 100 kW wird nicht nur für das Saarland und die angrenzenden Gebiete ein guter Empfang gewährleistet; in steigendem Maße melden sich Hörer aus dem Rhein-Neckar- und Rhein-Main-Gebiet, die mit ihren UKW-Geräten einen guten Empfang bestätigen.

#### SWF

Der Südwestfunk beabsichtigt, ab Februar 1965 an drei Tagen der Woche in begrenztem Umfang mit der Ausstrahlung stereophoner Programme über sein UKW-1-Netz zu beginnen. Von diesen stereophonen Sendungen werden zunächst etwa 85 Prozent der Bevölkerung des SWF-Sendegebietes erreicht.

### Fachtagung „Elektronik“ zur Hannover-Messe 1965

Während der Hannover-Messe 1965 wird das „Institut für elektrische Anlagen und Steuerungstechnik“ an der Technischen Hochschule Hannover – Institutsleiter: Professor Dr. Dr. Harry Weissmann – in Zusammenarbeit mit der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG eine Fachtagung „Elektronik“ durchführen. Die für den 28. und 29. April vorgesehene Tagung steht unter dem Generalthema:

#### „Elektrische und elektronische Voraussetzungen der industriellen Elektronik für die Automation“

Zu jedem der acht Hauptreferate, für die in- und ausländische Wissenschaftler gewonnen werden konnten, sind Korreferate von Vertretern aus Kreisen der Aussteller der Hannover-Messe und der Wissenschaft sowie von Beauftragten interessierter Industrieverbände vorgesehen.

Die Veranstalter beabsichtigen, die Fachtagung „Elektronik“ auch in den kommenden Jahren durchzuführen. So stehen die Hauptreferate für 1966 unter dem Obertitel: „Modell- und Simulierteknik als Hilfsmittel für die Anwendung der Elektronik“, während 1967 über den neuesten Stand der Laser- und Masertechnik referiert werden wird.



# Neue Röhren und Ablenkmittel für Fernsehempfänger

DK 621.397.62

Zum Beginn des neuen Jahres stellten *SEL*, *Telefunken* und *Valvo* einige neue Röhren für Fernsehempfänger vor. Es handelt sich dabei um zwei neue Bildröhren mit 28-cm-Diagonale (A 28-12 W und A 28-13 W), um eine Bildröhre mit 65-cm-Diagonale (A 65-11 W), um zwei neue Hochspannungs-Gleichrichterröhren (DY 51 und DY 900) sowie um eine Video-Endstufenröhre (PCL 200). Gleichzeitig machten die Hersteller der Bildröhren mit neuen Ablenkmitteln bekannt.

Diese neuen Röhren und Bauelemente bringen voraussichtlich keine grundsätzliche Änderung der zur Zeit im Fernsehempfängerbau herrschenden Tendenz. Im Vordergrund steht offensichtlich das Bestreben, den Geräteherstellern auch schutzscheibenlose Bildröhren nicht zu kleinen Bildformats für den Bau von tragbaren Fernsehempfängern zur Verfügung zu stellen und damit das Zweitempfängergeschäft zu beleben.

Mit dem Erscheinen einer ersten deutschen Bildröhre mit 65 cm Diagonale folgt man dem amerikanischen Bildröhrenangebot. Wegen ihres gegenüber der 59-cm-Bildröhre um mindestens 100 DM höheren Preises (beim Endverbraucher) wird dieses Bildröhrenformat wohl Fernsehempfängern höherer Preisklassen für die Verwendung in besonders großen Wohnräumen vorbehalten bleiben.

## Bildröhren

**A 28-13 W:** Diese neue schutzscheibenlose 11"-Bildröhre (Schirmdiagonale 28 cm) steht jetzt bei *Telefunken* und *Valvo* für transportable Fernsehgeräte mit Röhren- oder Transistorbestückung zur Verfügung. Um eine besonders geringe Ablenkleistung zu erreichen, wurden ein Ablenkwinkel von 90° und ein Halsdurchmesser von 20 mm gewählt. Mit außerdem nur 0,75 W Heizleistung ist diese Röhre auch für batteriebetriebene Geräte geeignet. Der Bildschirm ist weitgehend rechteckig und nur schwach gekrümmt. Die Transparenz des Glases ist etwa 65%. Die Gesamtlänge der Bildröhre ist  $245 \pm 5$  mm. Nähere Angaben über technische Daten und die Verwendung der Röhre enthält der Aufsatz „Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger“ auf den Seiten 8-10 dieses Heftes.

**A 28-12 W:** Standard Elektrik Lorenz legte die neue 11"-Bildröhre (Schirmdiagonale 28 cm) für netzgespeiste tragbare Fernsehempfänger aus. Für die Heizung (6,3 V, 0,3 A) sowohl in Parallel- als auch in Serienspeisung sind etwa 1,8 W erforderlich. Die Anodenbetriebsspannung ist 12 kV. Der von den größeren Bildröhren her übliche Ablenkwinkel von 110° wurde beibehalten, ebenso der Halsdurchmesser von 28,6 mm. Für die Lichtdurchlässigkeit des Bildschirmglases werden vom Hersteller 61% angegeben. Auch mit dieser Röhre ergibt sich also eine selbst bei Tageslicht zufriedenstellende Bildwiedergabe. Die A 28-12 W sitzt - wie bei schutzscheibenlosen Bildröhren üblich - in einem Metallmantel. Die Gesamtlänge der Bildröhre ist  $229,5 \pm 6,4$  mm.

**A 65-11 W:** Für schutzscheibenlose Fernsehempfänger der höheren Preisklassen wurde von der *SEL* die neue Bildröhre A 65-11 W entwickelt. Es ist die bisher einzige deutsche 65-cm-Bildröhre. Die nutzbare Bildfläche ist etwa  $2085 \text{ cm}^2$  (gegenüber etwa  $1810 \text{ cm}^2$  bei der A 59-12 W). Der aus Filterglas bestehende Bildschirm hat 40% Lichtdurchlässigkeit; hierdurch wird der Kontrast gesteigert, und Lichtreflexionen von außen werden stark absorbiert. Mit 6,3 V Heizspannung und 0,3 A Heizstrom ist die neue Röhre für Parallel- oder Serienheizung ausgelegt. Die Steuerspannung mit 40 ... 77 V bei 400 V Schirmgitterspannung liegt in der gleichen Größe wie bei der A 59-12 W. Mit 18 kV Anodenbetriebsspannung wird auch bei dieser großen Schirmfläche ein helles, kontrastreiches und scharfes Bild erreicht. Die neue Bildröhre ist mit der üblichen Metallumantelung versehen. Die Gesamtlänge dieser Bildröhre ist  $383 \pm 8$  mm.

## Hochspannungs-Gleichrichterröhren

**DY 51:** Nähere Daten dieser besonders kleinen Gleichrichterröhre von *Valvo* (Heizleistung 0,77 W bei 1,4 V und 0,55 A) sind ebenfalls im Aufsatz auf den Seiten 8-10 genannt.

**DY 900:** Die für die Bestückung von kleinen und mittleren Fernsehempfängern von *Telefunken* entwickelte Hochspannungsgleichrichterröhre DY 900 hat gegenüber der Vorläuferröhre DY 86 einen kleineren Glaskolben und einen Pico-7-Miniatursockel. Bei 1,4 V Heizspannung und 0,15 A Heizstrom benötigt sie mit 0,21 W nur etwa ein Viertel der Heizleistung der DY 86. Sie kann daher außer für röhrenbestückte Geräte auch für transistorisierte Empfänger verwendet werden. Die aus den Zeilenrücklaufimpulsen gleichgerichtete Hochspannung ist 16 kV.

## Video-Endstufenröhre

Auf die Vorteile der neuen Triode-Pentode PCL 200 für Video-Endstufen und getastete Regelung ist ausführlich im Aufsatz „Video-Endstufen mit videoseitiger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200“ auf den Seiten 11-12 eingegangen. Die Röhre entstand als Nachfolgetyp der PCL 84. Sie hat ein wesentlich verbessertes Pentodensystem mit Spannungsgitter und vergrößerter Katodenoberfläche. Auch die Anode wurde vergrößert, so daß eine Verlustleistung von 6 W erreicht wird. Diese Verbesserung vereinfacht die Auslegung einer breitbandigen Schaltung des Video-Endverstärkers mit kleinem Außenwiderstand. Das Triodensystem, meistens als Taströhre für die Erzeugung der Regelspannung benutzt, ähnelt dem der PCL 84.

## Ablenkmittel

Die *Valvo*-Ablenkmittel für die Bildröhre A 28-13 W sind ebenfalls auf den Seiten 8 bis 10 beschrieben.

Für Fernsehgeräte mit den gebräuchlichen Bildröhren von 28,6 mm Halsdurchmesser und 110° (bzw. 114°) Ablenkwinkel brachte *SEL* ein neues Ablenkensystem und einen dazu passenden Horizontal-Ausgangstransformator heraus.

Bei dem Ablenkensystem „AS 110-7“ (Bild 1) konnten durch einen sorgfältig ausgeführten Spulenaufbau Geometrieverzerrungen bei der Bildwiedergabe klein gehalten werden. Eventuell noch notwendige Korrekturen lassen sich mit „Gummimagne-



Bild 1. Ablenkensystem „AS 110-7“ (SEL)

ten“ ausführen; diese können nach Bedarf auf die am Ablenkensystem befindlichen Dorne gesteckt werden und gestatten durch Drehen oder Verschieben die Einstellung auf optimale Bildgeometrie. Der eingebaute NTC-Widerstand kompensiert die infolge Erwärmung entstehende Widerstandsänderung in der Vertikalspule und unterbindet eine Änderung der Bildhöhe.

Der neue Horizontal-Ausgangstransformator „AT 1118-8“ (Bild 2) von *SEL* ist für



Bild 2. Horizontal-Ausgangstransformator „AT 1118-8“ (SEL)

den direkten Einbau in gedruckte Leiterplatten vorgesehen. Seine versilberten Kontaktstifte lassen aber auch eine steckbare Anordnung zu. Die Hochspannungsspule ist mit einem flammwidrigen Gießharz imprägniert und umhüllt. Die bisher zusätzlich angebrachten Wicklungen für Synchronisation, getastete Regelung und Dunkelsteuerung des Zeilenrücklaufs entfallen bei der neuen Ausführung. Die erforderliche Impulsspannung wird dem Transformator jetzt an den Anschlüssen für das Ablenkensystem entnommen. Der so vereinfachte Aufbau ergibt einen verringerten Wickeldurchmesser und bessere Kopplungsverhältnisse mit geringen Partialschwingungen. Die Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 ist wieder getrennt angeordnet; man hat dadurch die Möglichkeit, die Zeilen-Endstufe entsprechend den gegebenen räumlichen Verhältnissen im Fernsehgerät aufzubauen. j.

# Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger

## 1. Einleitung

In diesem Beitrag<sup>1)</sup> werden Bestückungsbeispiele für tragbare Fernsehempfänger mit einer 28-cm-Bildröhre gegeben. Für diese Geräteklasse hat Valvo außer der Bildröhre A 28-13 W eine Reihe neuer Bauelemente entwickelt.

Fernsehempfänger mit kleiner Bildröhre eignen sich, weil sie handlich sind und leicht transportiert werden können, besonders gut als Zweitgerät. Das Volumen eines solchen Empfängers wird nicht mehr überwiegend von der Bildröhre bestimmt, sondern auch vom Chassis als Träger der zum Betrieb der Bildröhre benötigten Schaltung. Daraus ergibt sich, daß eine weitere Verkleinerung des Bildschirms eine Verschlechterung des optimalen Verhältnisses Bildröhre zu Schaltungsmitteln zur Folge hat. Außerdem entspricht ein zu kleines Bildformat in der Mehrzahl der Fälle nicht den Wünschen der Fernsehteilnehmer.

Bei den Fernsehempfängern mit kleiner Bildröhre lassen sich zwei Hauptgruppen unterscheiden, nämlich solche, die ausschließlich am Lichtnetz betrieben werden sollen, und Geräte, die aus Batterien und gegebenenfalls auch aus dem Lichtnetz zu speisen sind. Beide Gruppen führen aus technischen und aus wirtschaftlichen Gründen zu speziellen Schaltungskonzeptionen.

Für das nur für Netzbetrieb ausgelegte Gerät hat die aufgenommene Leistung bezüglich der Betriebskosten keine Bedeutung. Sie ist jedoch wegen der Wärmeentwicklung zu beachten. Empfänger für Batteriebetrieb sind nur mit Halbleiterbauelementen bestückt, weil dadurch eine nur geringe Beanspruchung der Batterie und neben niedrigen Betriebskosten auch ausreichende Betriebszeiten gewährleistet sind. Die Leistungsaufnahme dieser Empfänger wird vor allem durch die Ablenk-schaltungen für die Bildröhre bestimmt.

## 2. Bildröhre A 28-13 W

Mit der Bildröhre A 28-13 W hat Valvo eine speziell für tragbare Geräte geeignete Bildröhre geringer Ablenkleistung entwickelt (Bild 1). Ausgehend von der

1) Verfasser: E. Ginsberg, W. Jung-hans und H. H. Lammer (Valvo GmbH)

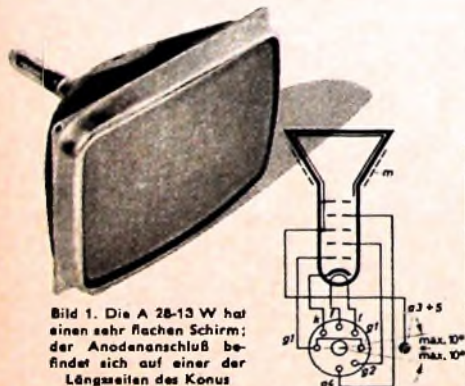
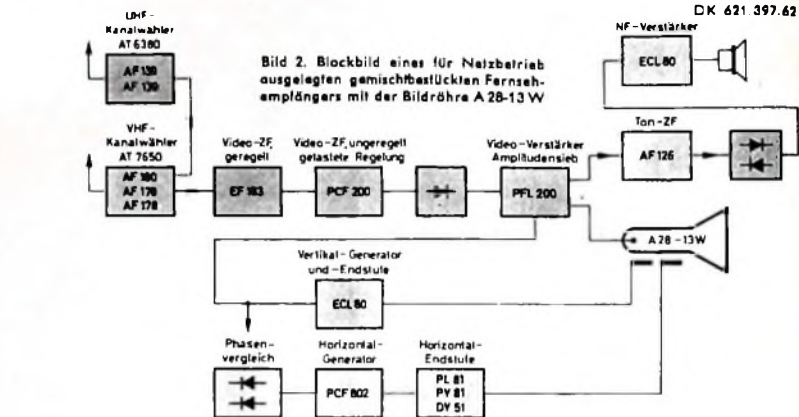


Bild 1. Die A 28-13 W hat einen sehr flachen Schirm; der Anodenschluß befindet sich auf einer der Längsseiten des Konus



häufig verwendeten 59-cm-Bildröhre A 59-11 W, lassen sich verschiedene Überlegungen anstellen, um zu einem Bildröhrenformat mit stark verringertem Ablenkleistungsbedarf zu kommen. Eine verkleinerte Schirmfläche ergibt bei gleicher Bildschirmleistung (Produkt aus Hochspannung und Strahlstrom) eine dem Flächenverhältnis umgekehrt proportionale Erhöhung der Leuchtdichte. Weil die Leuchtdichte aber nicht größer zu sein braucht als bei der 59-cm-Röhre, läßt sich die erforderliche Bildschirmleistung der kleineren Bildröhre entsprechend herabsetzen. Dies erfolgt zweckmäßigerweise durch Herabsetzen der Hochspannung. Wird eine spezifische Schirmleistung von  $3 \cdot 10^{-2} \text{ W/cm}^2$  zugrunde gelegt, ergibt sich bei Annahme eines mittleren Strahlstromes von etwa  $100 \mu\text{A}$  eine Hochspannung von 11 kV.

Wegen der verringerten Hochspannung erhält man einen dem Verhältnis  $11 \text{ kV}/18 \text{ kV}$  entsprechend verminderten Ablenkleistungsbedarf, der sich beim Übergang auf  $90^\circ$  Ablenkwinkel noch weiter verringert. Bei der verhältnismäßig kurzen Bildschirmdiagonale von 28 cm bedeutet der Übergang auf diesen Ablenkwinkel eine nur unbedeutende Vergrößerung des Volumens im Vergleich zu einer entsprechenden  $110^\circ$ -Bildröhre. Hinzu kommt, daß eine Ablenkspule für  $90^\circ$  geringere Abmessungen hat als eine solche für  $110^\circ$ .

Die Hochspannung von 11 kV ermöglicht es, das Strahlerzeugungssystem – auch bei einem Halsdurchmesser von nur 20 mm – genügend spannungsfest auszuführen. Außerdem vermindert der dünne Röhren-

hals (bei  $110^\circ$ -Bildröhren wären es 28,6 mm Durchmesser) die erforderliche Ablenkleistung um weitere 30 %.

Die rechteckige Fernsehbildröhre A 28-13 W mit elektrostatischer Fokussierung und metallhinterlegtem Grauglasschirm hat eine tiefgezogene Metallrahmenverstärkung mit Halterung zur einfachen Montage im Gehäuse. Sie kann ohne Schutz-scheibe verwendet werden.

Die erforderliche Steuerspannung von etwa 45 V zur Durchsteuerung des maximalen Strahlstromes kann von Halbleiter- und selbstverständlich auch von Röhren-Video-Endstufen ohne Schwierigkeiten aufgebracht werden. Die Bildröhre hat einen hohen Spitzenstrahlstrom, der in Verbindung mit einem guten Leuchtstoff-Wirkungsgrad eine entsprechend große Schirmleuchtdichte gewährleistet, wodurch ein kontrastreiches Bild auch am Tage bei heller Umfeldbeleuchtung (Fernsehen im Freien) möglich wird. Durch die Verwendung einer Einzellinse im Strahlerzeugungssystem werden gute Punktstärfe und eine hohe Unabhängigkeit der Bildqualität von Schwankungen der Betriebsspannung erreicht. Dies wirkt sich vor allem bei Batteriebetrieb ohne besondere Schaltungen zur Stabilisierung der Versorgungsspannungen günstig aus, und es läßt sich mit der neuen kleinen Bildröhre eine hohe Auflösung erreichen.

Die ausgeprägte Rechteckform des Schirms ermöglicht eine gute Ausnutzung des Bildformats. Von Vorteil ist auch die geringe Bildschirmkrümmung, denn sie macht einen großen Betrachtungswinkel möglich, so daß trotz kleinen Betrachtungsabstands mehrere Personen gleichzeitig das Bild betrachten können.

Der Heizfaden der Bildröhre A 28-13 W ist für Parallelbetrieb an einer Spannung von 11 V ausgelegt. Dieser Wert ist bei Batteriebetrieb günstiger als 6,3 V, erfordert aber noch keinen zu dünnen Heizfaden. Die Spisung kann unmittelbar aus einer Batterie oder zum Beispiel aus einer Hilfswicklung des Horizontal-Ablenktransformators erfolgen.

Ob ein tragbares Fernsehgerät mit Halbleiter-Bauelementen, mit Röhren oder gemischt zu bestücken ist, wird hauptsächlich von wirtschaftlichen Überlegungen

Tab. I. Daten der A 28-13 W

Fernsehbildröhre, 28 cm Diagonale, $90^\circ$ -Ablenkung, 20 mm Halsdurchmesser	
Heizung:	
11 V $\pm$ 15 %; 68 mA (Indirekt, Wechsel- oder Gleichstrom)	
Betriebsdaten:	
(Kathodensteuerung, Spannungen auf $\phi$ bezogen)	
$U_{g3+5}$	11 kV
$U_{g4}$	0 ... 350 V
$U_{g2}$	200 ... 350 V
$U_k$	45 V



bestimmt. Wenn sich der für das gesamte Gerät einschließlich Fertigungstechnik erforderliche Kostenaufwand bei der vollständigen Bestückung mit Halbleiter-Bauelementen größer erweist als für die geschickte Lösung eines gemischtbestückten Empfängers, wird man das für Netzbetrieb vorgesehene Gerät in Hybridausführung bauen, zumal sich ein tragbares Gerät mit 28-cm-Bildröhre im Gestehtungspreis deutlich von den großformatigen Helmempfängern abheben muß.

### 3. Auslegung eines Netzempfängers

Im Bild 2 ist ein Beispiel für den Bestückungsplan eines Netzempfängers gezeigt. Im Eingang werden die mit Transistoren bestückten Kanalwähler Valvo „AT 6380“ für UHF und die besonders raumsparende Ausführung Valvo „AT 7650“ für VHF verwendet. ZF- und Videoverstärker sind mit bekannten Spanglitterröhren aufgebaut; zur Verstärkung der Intercarrier-Frequenz im Tonteil ist ein Transistor eingesetzt. Eine Störaustschaltung ist nicht vorgesehen. Bei Kontrastregelung im Anodenkreis des L-Systems der PFL 200 ist der dem Amplituden-

sind die Röhren PL 81 und PY 81 zusammen mit dem Ausgangstransformator „AT 2043“ geeignet. Aus der Gesamtschaltung (Bild 3) geht hervor, daß die Endstufe mit einem VDR stabilisiert wird. Sie arbeitet bis zu einem Absinken der Betriebsspannung von 240 V auf 180 V.

Der Zeilentransformator „AT 2043“ ist so ausgelegt, daß er sich infolge der Betriebsverluste nur unwesentlich erwärmt. Mit Rücksicht auf das Seitenverhältnis der Bildröhre ist die Rücklaufzeit mit 17,5 µs besonders kurz. Hilfswicklungen für Spitzenspannungen von 32 V (entsprechend einer effektiven Spannung von 11 V) und 22 V können zur Heizung der Bildröhre und (nach Gleichrichtung) zur Speisung von Transistoren herangezogen werden.



Bild 4. Ablenkeinheit „AT 1021“

Die Ablenkeinheit „AT 1021“ (Bild 4) wurde mit weit auf den Bildröhrenkonus vorgeifende Sattelspulen und verhältnismäßig langen Toroid-Vertikalspulen ausgerüstet. Die sich aus diesem Entwurf ergebende hohe Ablenkempfindlichkeit ist nicht nur für die später beschriebene Halbleiter-Endstufe wichtig, sondern hat auch bei eng aufgebauten Geräten für Netzbetrieb wegen der geringeren Wärmeentwicklung große Vorteile.

### 3.2. Die neue Hochspannungsgleichrichterröhre DY 51

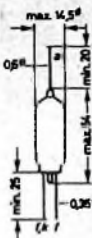
Als Hochspannungsgleichrichter steht die neue Röhre DY 51 zur Verfügung. Sie hat den Vorteil besonders kleiner Abmessungen. Wenn man sie aus Gründen der mechanischen Halterung und erleichterten Auswechselbarkeit nicht einfach unmittelbar in die Schaltung einlöten will, so ist die im Bild 5 gezeigte Konstruktion einer Fassung zu empfehlen. Die zwei Anschluß-

Tab. II. Daten der DY 51

Hochspannungsgleichrichterröhre zur Gleichrichtung von Rücklaufimpulsen	
Heizung: 1,4 V; 0,55 A (indirekt)	
Kapazität: $C_{ak}$ 0,8 pF	
Betriebsdaten:	
$I_a$	150 µA; $U_a$ 31 kV
Grenzdaten:	
$-U_{a3}$	max. 15 kV
$U_a (I_a = 0)$	max. 12 kV
$I_m$	max. 350 µA
$I_{g3}$	max. 40 mA
$C_{ill}$	max. 2 nF



Anschlußschema (links) und Maße (rechts)



nungsanschluß am Transformator verbunden, sondern durch Einführen des Anodendrahtes in einen Pflöpten aus elektrisch leitendem Plastikmaterial (s. a. Bild 8), der am Zeilentransformator angebracht ist.

Die wichtigsten Daten der Hochspannungsgleichrichterröhre DY 51 sind in Tab. II zusammengefaßt.

### 3.3. Auslegung des Heizkreises

Die Summe der Heizspannungen der acht Empfängerröhren – ohne Bild- und Hochspannungsgleichrichterröhre, die aus dem Zeilentransformator gespeist werden – beträgt 81,4 V, so daß bei 220 V Netzspannung 38 W in einem Vorwiderstand umgesetzt werden müßten. Diese Leistung würde eine zusätzliche Erwärmung des Gerätes bedeuten und den Betrieb mit Halbleiter-Bauelementen unnötig erschweren. Ein Zeilentransformator ist wegen seines Gewichtes und vor allem wegen seines Streufeldes so lange unerwünscht, wie zweckmäßigere Lösungen möglich sind.

Eine Halbwellenheizung scheidet aus, weil der „Spannungsabfall“ an der Diode mit 64 V zu klein ist. Es empfiehlt sich daher die Verwendung eines kapazitiven Vorwiderstandes. Die Kapazität des notwendigen Kondensators errechnet sich zu 4,8 µF. Auf diese Weise wird die Gesamtleistung des Heizkreises von 66 W auf 27 W reduziert.

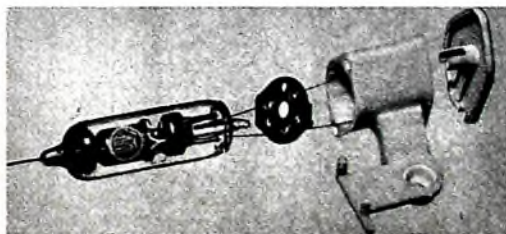


Bild 5. Hochspannungsgleichrichterröhre DY 51 vor dem Einbau in eine besondere Fassung

drähte am Fuß der Röhre werden durch die Nietösen des Hartpapierplättchens gesteckt und verlötet. Nachdem die Heizschleife und das zum Hochspannungsanschluß der Bildröhre führende Kabel angeschlossen sind, wird das Ganze in die Hülse gesteckt, die dann von unten durch einen Weichplastikdeckel verschlossen wird. Die Anode der DY 51 wird in neuartiger und einfacher Weise nicht mehr über Kappe und Clip mit dem Hochspan-

### 4. Mit Halbleiter-Bauelementen bestücktes Gerät für Batterie- und Netzbetrieb

Für diesen Gerätetyp gilt als oberster Grundsatz die Einsparung von Batterieleistung beziehungsweise eine möglichst lange Betriebsdauer bei vorgegebener Batteriekapazität. Dabei muß selbstverständlich ein vernünftiges Verhältnis zwischen der erreichbaren Anzahl der Betriebsstunden und den Empfangseigen-

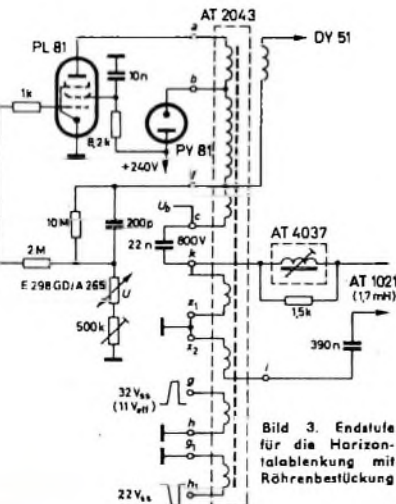


Bild 3. Endstufe für die Horizontalablenkung mit Röhrenbestückung

sieb zugeführte Pegel hinreichend konstant und hoch genug, um mit einer einstufigen Pentoden-Abtrennschaltung auszukommen. Der dazu herangezogene F-Teil der PFL 200 führt zu einer kostensparenden und räumlich zweckmäßigen Lösung.

### 3.1. Die Ablenkstufen

Die besonders für Schaltungen mit Halbleiter-Bauelementen und für niedrige Batteriebelastung entwickelte Bildröhre ist auch für Ablenkstufen mit Empfängerröhren günstig. Zwar könnte man die Typen PCL 85 und PL 500 verwenden, sie wären aber elektrisch und in ihren Abmessungen überdimensioniert. Aus diesem Grunde wurden die Empfängerröhren ECL 80, PL 81 und PY 81, die für die bis 1955 noch verwendeten 70°-Bildröhren eingesetzt waren, wieder in das Erstbestückungsprogramm aufgenommen. Die Röhre ECL 80 wird als Generator und Endstufe für die Vertikalablenkung verwendet. Sie genügt außerdem den geringeren Ansprüchen an die Sprechleistung im Niederfrequenzverstärker und gibt (je nach der Betriebsspannung) bis zu etwa 1,5 W Sprechleistung ab. Für die Zeilen-Endstufe



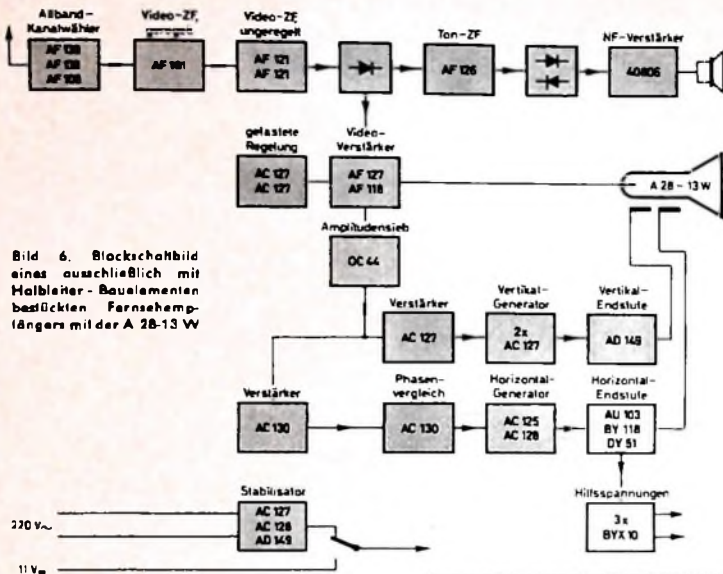


Bild 6. Blockschaubild eines ausschließlich mit Halbleiter-Bauelementen bestückten Fernsehempfängers mit der A 28-13 W

schaften des Empfängers bestehen bleiben. Geht man davon aus, daß der Batteriebetrieb nur gelegentlich erforderlich ist, das Gerät also im allgemeinen vom Netz gespeist wird, kann dies den genannten Kompromiß in dem Sinne beeinflussen, daß die Empfangsleistung zu Lasten des Stromverbrauches Vorrang hat. Bild 6 zeigt das Blockschaubild für ein Gerät, mit dem eine brauchbare Kombination von Empfangsleistung und Betriebszeit erreicht wird.

Der Allband-Kanalwähler ist mit den Transistoren AF 139 und AF 106 bestückt, der Zwischenfrequenzteil mit den Transistoren AF 181 (aufwärts geregelte erste Stufe) sowie  $2 \times$  AF 121.

Der Videoverstärker mit den Transistoren AF 127 und AF 118 ermöglicht mit einem BA-Signal von 45 V (Spitze-Spitze-Spannung) eine genügende Aussteuerung der Bildröhre. Er benötigt eine Versorgungsspannung von 70 V, die aus einer Hilfswicklung des Horizontal-Ausgangstransformators gewonnen wird.

Im Niederfrequenzteil wird der Transistoratz Valvo „40 808“ verwendet. Die Schaltung mit diesem Satz (Bild 7) besteht aus zwei Vorstufen und einer komplementären Endstufe. Auf diese Weise vermeidet man zwei NF-Übertrager. Die mit diesem Niederfrequenzteil erreichbare Ausgangsleistung ist etwa 1,2 W.

Zur Vertikalablenkung eignet sich der Leistungstransistor AD 148, und zwar wegen seiner hohen Stromverstärkung und seiner hohen Spannungsfestigkeit. Nach Bild 8 läßt sich eine dreistufige, galvanisch gekoppelte selbstschwingende Schaltung aufbauen, wobei während des Rücklaufs ein gesteuerter Betrieb der Endstufe vorliegt, so daß man keine besondere Diode als Spannungsschutz benötigt.

Die Horizontalablenkung erfolgt mit dem Zellentransformator „AT 2042“ (Bild 9), zu dessen Ansteuerung ein Leistungs-Schalttransistor AU 103 in Verbindung mit einer Diode BY 118 zur Stromrückgewinnung verwendet wird. Auf dem Zellentransformator sind Windungen für die verschiedenen Hilfsspannungen angebracht. Die Schaltung dieser Stufe ist im Bild 10 dargestellt. Zur Gleichrichtung der Spannungen



Bild 9 (oben). Horizontal-Ablenktransformator „AT 2042“

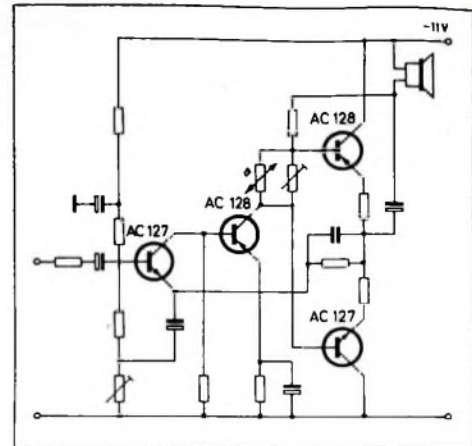


Bild 7. NF-Teil mit Transistoratz „40 808“

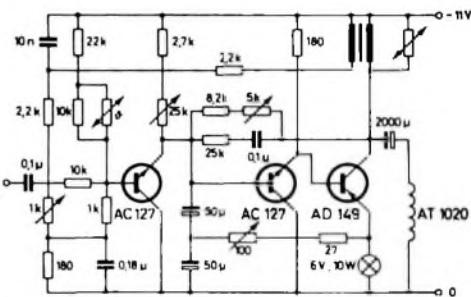


Bild 8. Steuergenerator und Endstufe für die Vertikalablenkung

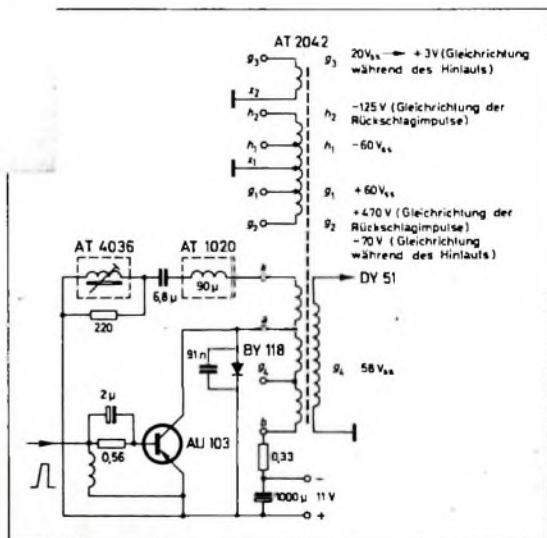


Bild 10. Endstufe für die Horizontalablenkung mit Horizontal-Ablenktransformator „AT 2042“ und Halbleiter-Bauelementen

gen für den Videoteil) und für die Schirmgitter- und Fokussierspannung der Bildröhre werden Siliziumdioden BYX 10 mit 1600 V Spannungsfestigkeit eingesetzt.

Die Ablenkheit „AT 1020“ unterscheidet sich von dem für Röhrengeräte geeigneten Typ „AT 1021“ durch geringere Induktivität der Zeilenspulen (90  $\mu$ H gegenüber 1,7 mH). Die beiden Hälften der Vertikalwindungen sind getrennt herausgeführt,

so daß sie entsprechend der Vertikalablenkschaltung in Reihe oder parallel geschaltet werden können.

Die Stromversorgung des Gerätes ist mit Rücksicht auf die Batterien für 11 V ausgelegt. Diese Spannung wird bei Netzbetrieb mit einem Transformator und nachfolgender Zweiweggleichrichtung (zwei Siliziumdioden BYX 20) sowie elektronischer Stabilisierung gewonnen.



# Video-Endstufe mit videoseitiger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200

DK 621.397.42

Für die Kontrastregelung in Fernsehempfängern gibt es zwei Methoden:

1. die direkte Regelung des zur Steuerung der Bildröhre verwendeten Videosignals, zum Beispiel im Ausgangskreis der Video-Endstufe bei heute fast ausschließlich verwendeten einstufigen Videoverstärkern;
2. die indirekte Regelung des Videosignals auf dem Umweg über die Veränderung des zwischenfrequenten Trägersignals.

Die erste Methode hat gegenüber der zweiten den Vorteil, daß die Video-Endstufe ein konstantes Ausgangssignal maximaler Höhe liefert, so daß die Größe aller vom ZF- oder Videoverstärker abgeleiteten Spannungen von der Kontrastreglerstellung unabhängig ist, beispielsweise die Steuerspannung für die Impulsabtrennung oder die Ton-ZF-Spannung. Wegen der räumlichen Trennung des Kontrastreglers von der Video-Endstufe ergibt sich hierbei jedoch eine zusätzliche kapazitive Belastung des Ausgangskreises, so daß mit Rücksicht auf die bestehende Bandbreitenforderung von  $B = 5 \text{ MHz}$  für die zu verwendende Röhre ein niedrigerer Arbeitswiderstand sowie ein höherer Stromhub im Vergleich zur bisher verwendeten PCL 84 zu fordern sind. Die neuentwickelte PCL 200 erfüllt diese Bedingungen. Sie liefert bei einer mittleren Steilheit von etwa  $18 \text{ mA/V}$  einen Stromhub von etwa  $41 \text{ mA}$  und bei einem Arbeitswiderstand von  $2,2 \text{ k}\Omega$  sowie einer kapazitiven Belastung von  $60 \text{ pF}$  eine Ausgangsspannung von  $80 \text{ V}_{\text{eff}}$  bei einer  $3\text{-dB}$ -Bandbreite von  $4,8 \text{ MHz}$  in einer optimal entzerrten Video-Endstufe, die im folgenden beschrieben wird.

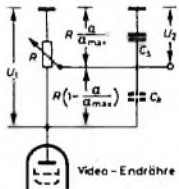


Bild 1. Prinzip des frequenzunabhängigen Spannungsteilers

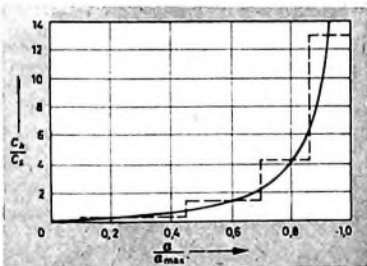


Bild 2. Erforderliche Kompensationskapazität  $C_k$  (bezogen auf Schalt-, Streu- und Röhrenkapazität  $C_s$ ) als Funktion des normierten Drehwinkels ( $\alpha/\alpha_{\text{max}}$ ) für den Teiler nach Bild 1; gestrichelt gezeichnet: durch Stufen angenäherte Kurvenform

Im Bild 1 ist zunächst ein zur videofrequenten Kontrastregelung geeigneter Spannungsteiler im Prinzip dargestellt. Die Spannungsstellung für  $U_2/U_1$  wird frequenzunabhängig, wenn die Zeitkonstanten der

Tellerglieder gleich sind

$$R \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}} \cdot C_s = R \left( 1 - \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}} \right) C_k \quad (1)$$

Hierin bedeuten

- $\alpha$  jeweiliger Drehwinkel des Reglers bei linearer Widerstandskennlinie,
- $\alpha_{\text{max}}$  maximaler Drehwinkel des Reglers,
- $C_s$  Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten,
- $C_k$  erforderliche Kompensationskapazität.

Aus Bild 2, der grafischen Darstellung von  $C_k/C_s = f(\alpha/\alpha_{\text{max}})$ , ist nun ersichtlich, daß erst bei größeren Drehwinkeln des Reglers ein merklich größerer Wert für  $C_k$  er-

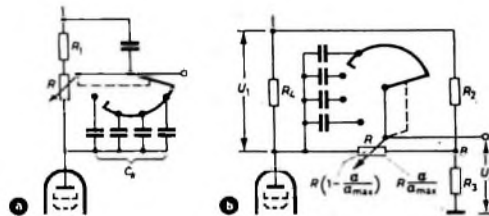


Bild 3. a) Ausführungsform des Kontrastreglers mit geschalteten Kompensationskondensatoren und Minimal-Kontrastbegrenzung; b) zur Brückenschaltung ergänzte Ausführungsform

forderlich ist. Die Kompensation kann daher ohne großen Frequenzgangfehler in Stufen (im Bild 2 gestrichelt gezeichnet) erfolgen, wobei die Anzahl der Stufen den Annäherungsgrad an die ideale Kompensationskennlinie bestimmt. Bei der praktischen Ausführung des Reglers ist mit dem einstellbaren ohmschen Spannungsteiler ein Schalter mit vier Schaltstellungen mechanisch gekuppelt, der die erforderlichen Kompensationskondensatoren einzuschaltet.

Soll  $U_2$  nicht bis  $0 \text{ V}$  geregelt werden, dann muß man zur Restkontrastbegrenzung einen Widerstand  $R_1$  verwenden (Bild 3a) oder die im Bild 3a dargestellte Kontrastreglerschaltung in die im Bild 3b gezeigte Brückenschaltung mit Hilfe von  $R_2$  und  $R_3$  umwandeln.

Der Brückenpunkt  $B$  erhält das Potential, das dem Schwarzwert an der Anode entspricht, so daß am Kontrastregler  $R$  das Videosignal liegt. Der mögliche Kontrastregelbereich für die Schaltung nach Bild 3b ergibt sich dann zunächst aus

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}} + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} \quad (2)$$

zu

$$\frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = 1 + \frac{R}{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} \quad (3)$$

Das Verhältnis  $R_2/R_3$  liegt bei vorgegebener Betriebsspannung und Aussteuerung der Video-Endstufe fest und hat etwa den Wert  $0,25$ . Die absolute Größe der Teilerwiderstände kann im allgemeinen nicht beliebig klein gewählt werden, da sonst

das Empfängernetzgerät zusätzlich stark belastet würde. In der Wahl des Kontrastreglers  $R$  ist man frei; der Widerstandswert sollte in Hinblick auf günstigste Entzerrungsmöglichkeit gewählt werden. In der Praxis ist  $U_{\text{max}}/U_{\text{min}} \approx 8$  erwünscht, so daß sich mit  $R = 15 \text{ k}\Omega$  für  $R_2$  ein Wert von  $2,7 \text{ k}\Omega$  sowie für  $R_3$  ein Wert von  $10 \text{ k}\Omega$  ergibt. Der effektive Arbeitswiderstand der Endstufe setzt sich zusammen aus der Parallelschaltung von  $R_4$  mit der Serienschaltung von  $R$  und der Parallelschaltung  $(R_2 \cdot R_3) / (R_2 + R_3)$  der beiden Teilerwiderstände; er sollte für große kapazitive Belastung ( $\approx 60 \text{ pF}$ ) nicht größer als  $2,2 \text{ k}\Omega$  gewählt werden. Bei geringerer kapazitiver Belastung kann man den Außenwiderstand größer wählen, um höhere Verstärkungswerte zu erreichen.

Die Grenzfrequenz des Verstärkers mit  $R_0 = 2,2 \text{ k}\Omega$  und  $C_0 = 60 \text{ pF}$  liegt ohne Entzerrungsmaßnahmen bei etwa  $1,2 \text{ MHz}$ . Die Verstärkung eines durch einen Katodenwiderstand stromgegekoppelten Verstärkers ist

$$v = \frac{S \cdot Z_0}{1 + S \cdot Z_k + \frac{Z_0 + Z_k}{R_1}} \approx \frac{S \cdot Z_0}{1 + S \cdot Z_k} \quad (4)$$

In Gl. (4) sind

$S$  Stellheit ohne Gegenkopplung,  
 $Z_0$  Impedanz des Anodenkreises

$$Z_0 = \frac{R_0}{1 + j\omega \cdot C_0 \cdot R_0} = \frac{R_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$Z_k$  Impedanz des Katodenkreises

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j\omega \cdot C_k \cdot R_k} = \frac{R_k}{1 + j \frac{f}{f_k}}$$

Für  $f_0 = f_k = f_0$  ergibt sich

$$v = \frac{S \cdot R_0}{[1 + S \cdot R_k] \left[ 1 + j \frac{f}{f_0 (1 + S \cdot R_k)} \right]} \quad (5)$$

Aus der Formel

$$Z = \frac{R}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

für den Frequenzgang eines normalen RC-Gliedes erkennt man durch Vergleich mit Gl. (5), daß die Grenzfrequenz des kompensierten Verstärkers um den Faktor  $(1 + S \cdot R_k)$  vergrößert wird; mit  $S = 18 \text{ mA/V}$  und  $R_k = 39 \text{ }\Omega$  ist dieser Faktor  $1,7$ .



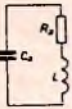


Bild 4. Vereinfachte Schaltung des Anodenkreises mit externem Arbeitswiderstand

Bild 5. Schaltungsvorschlag für eine Videostufe mit PCL 200 mit videoseitiger Kontrastregelung

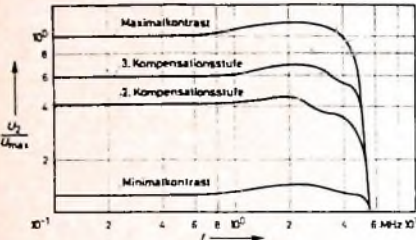
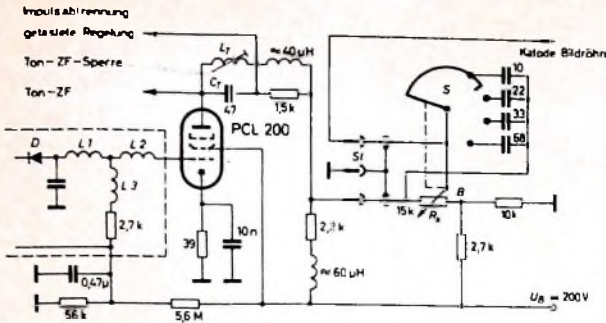


Bild 6. Frequenzgang des Verstärkers für verschiedene Kontrastreglerstellungen

Für den Anodenkreis sind ähnliche Entzerrungsmethoden bekannt, zum Beispiel durch die Reihenschaltung einer Spule L mit  $R_0$  (Bild 4). Der Frequenzgang dieses Netzwerkes ist gegeben durch

$$\frac{Z_a}{R_a} = \frac{1 + jQ^2 \frac{f}{f_0}}{1 - Q^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{f}{f_0}} \quad (6)$$

und zwar mit

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_0 \cdot C_0}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_0}}$$

$$Q = f_0 / \dots$$

Durch geeignete Wahl von L und Q läßt sich die Grenzfrequenz des Anodenkreises fast um den Faktor 2 vergrößern, so daß man zusammen mit der Katodenkompensation und einem in den Anodenkreis eingefügten Sperrkreis für Ton-ZF auf eine 3-dB-Bandbreite von 4,8 MHz kommt.

Anschließend soll die Funktion einer nach diesen Richtlinien dimensionierten Schal-

tung an Hand von Bild 5 beschrieben werden. Das demodulierte Videosignal gelangt über L 2 an das erste Gitter des Pentodensystems der PCL 200. Die Grenzfrequenz des Demodulatorkreises einschließlich L 2 und  $C_1$  der Röhre ist 7 MHz. Der Arbeitspunkt der Endstufe kann durch den Katodenwiderstand, eine am Fußpunkt des Diodenfilters eingespeiste positive Spannung und (wegen der Gleichstromkopplung) durch die Größe der demodulierten ZF-Spannung festgelegt werden. Bei seiner Wahl ist darauf zu achten, daß weder Weißspitzen noch Synchronimpulse des Videosignals begrenzt werden, insbesondere dann, wenn die Endstufe auch zur Ton-ZF-Verstärkung verwendet wird. Beachtet man diese Bedingungen nicht, muß man mit bildinhaltsabhängigen und zeilen- oder bildfrequenten Tonstörungen beim Empfang rechnen.

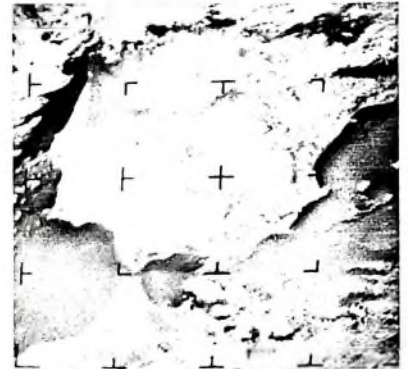
Der Anodenkreis besteht aus einem Ton-ZF-Sperrkreis  $L_7, C_7$  sowie einem gedämpften Tiefpaßglied und dem durch eine Serienspule von etwa  $60 \mu\text{H}$  entzerrten Arbeitswiderstand ( $2,2 \text{ k}\Omega$ ). Räumlich getrennt von der gesamten Verstärkerstufe befindet sich an der Bedienungsseite des Fernsehgerätes der Kontrastregler  $R_k$  mit dem Kompensationschalter S. Über etwa 1 m abgeschirmtes Kabel und den Stecker St ist das Kontrastregelnetzwerk mit dem Verstärker verbunden. An der Anode wird die verstärkte Ton-ZF-Spannung sowie hinter dem Sperrkreis die Steuerspannung für die gestastete Regelung und die Impulsabtrennstufe abgenommen. Die Verstärkung der Endstufe ist 25fach; man erhält also bei etwa  $3,5 V_{SS}$  am Eingang ohne Signalübersteuerung rund  $80 V_{SS}$  als Steuerspannung für die Bildröhre. Im Bild 6 ist der Frequenzgang des Verstärkers für verschiedene Kontrastreglerstellungen dargestellt.

## Empfangsanlage für Bildsendungen von Wettersatelliten

Der neue Wettersatellit „Nimbus A“ ist zusätzlich mit einem sogenannten APT-System (APT = Automatic Picture Transmission) ausgerüstet, das in kontinuierlicher Folge Bilder der Erdoberfläche beziehungsweise der darüberliegenden Bevölkerung aufnimmt und den Bildinhalt sofort zur Erde funkt. Für den Empfang dieser Bildsendungen entwickelte Rohde & Schwarz eine neue VHF-Empfangsanlage, die es ermöglicht, mindestens einmal täglich mit einer Verzögerung von nur wenigen Minuten den Zustand der Wolkenstruktur über einem großen Gebiet zu beobachten und das Auswertungsergebnis in Wettermeldungen einzu beziehen.

Die Kamera für das APT-System im Satelliten „Nimbus A“ enthält eine Vidikon-Aufnahmeröhre mit elektrostatischer Speicherung die über eine geeignete Optik belichtet und anschließend abgetastet wird. Das „elektrische Bild“ moduliert die Amplitude eines Signals von 2400 Hz. Ein frequenzmodulierter Sender von 5 W Leistung überträgt den 2400-Hz-Hillsträger im 136-MHz-Telemetrieband bei einem Frequenzhub von  $\pm 10 \text{ kHz}$  auf die Antenne des Satelliten.

In der Empfangsanlage wird eine zirkular polarisierte VHF-Richtstrahlantenne verwendet, die jede beliebige Polarisation mit geringem Verlust aufnehmen kann. Die zylindrische Wendelantenne wird durch eine biaxiale Antennensteuerung ausgerichtet, die aus je einem System mit horizontaler Drehachse



Das Bild eines „Sonnentages“ über der Iberischen Halbinsel wurde mit Hilfe der Empfangsanlage am 6.9.1964, 11.22 Uhr in München aufgenommen

für die Bewegung in der Elevation und vertikaler Drehachse für die Bewegung in der Azimutalebene besteht. Beide Drehsteuerungen können sowohl von Hand als auch von einem Programmsteuergerät bedingt werden, das einen Lochstreifen mit den zeitabhängigen Bahnelementen des Satelliten abtastet. Eine Kleinquartzuhr synchronisiert den Steuervorgang mit dem Flug des Satelliten.

Die von der Antenne aufgenommenen und gegebenenfalls verstärkten Signale werden einem quartzesteuerten VHF-Empfänger zugeführt und anschließend in einem besonderen Demodulator demoduliert. Die auf diese Weise gewonnene Spannung wird an einen Teleskopempfänger weitergeleitet und steuert dort die Helligkeit einer Schreiblampe, deren Lichtstrahl das gesendete Bild in 240 Sekunden im Format  $16 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$  auf dem Film einer Bildwalze in Form einer engen Schraubenlinie „aufzeichnet“ (stufenloser Übergang vom brillanten Weiß bis zum tiefsten Schwarz).

Da die Umlaufbahn des „Nimbus A“ mit einer Inklination von etwa  $80^\circ$  fast über Nord- und Südpol verläuft, erlaubt das Objektiv der Kamera in dem mehr als 900 km entfernten Flugkörper Ausschnitte der Erdoberfläche beziehungsweise der darüberliegenden Wolkendecke von rund  $1800 \text{ km} \times 1800 \text{ km}$ . Bei einer Umlaufzeit von ungefähr 100 min und einem Zellabstand von etwa 200 s zwischen den einzelnen Aufnahmen ergeben sich praktisch 30 mögliche Aufnahmen je Tag. In der geographischen Breite überlappen sich die Aufnahmen um rund 500 km. Da der Satellit je Tag annähernd 14 Umläufe macht, ergibt sich für zwei aufeinanderfolgende Umläufe eine Verschiebung von 26 Längengraden.

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Dezemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Neutralisierung von Transistorstufen im Dezimeterwellengebiet

Über die maximale Pulsdichte bei magnetischer Bandaufzeichnung

Messung der Verteilung der spektralen Amplituden von Atmospheric unter Berücksichtigung des Einfallswinkels

Berechnung und Dimensionierung eines Schmitt-Triggers mit Transistoren unter Berücksichtigung der Anwendung in logischen Schaltungen

Reaktanzdiaden-Abstimmung von VHF- und UHF-Antennenverstärkern

Interessante Neuheiten auf der Electronica 1964

Fortschritte auf dem Gebiet der elektronischen Meßtechnik

Elektronik in aller Welt - Angewandte Elektronik - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschritten - Kurznachrichten

Formal DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Barzigtal

Postanschrift: 1 BERLIN 52



# Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation

DK 621.396.962.23: 621.396.933: 527.8

## 1. Geschichtliches

Der österreichische Physiker Christian Doppler veröffentlichte bereits 1842 eine Schrift mit dem Titel „Über das farbige Licht der Doppelsterne“, in der er die „Rotverschiebung“ der Spektrallinien des von weit entfernten Fixsternen ausstrahlten Lichtes damit erklärt, daß sich die Frequenz einer elektromagnetischen Schwingung bei einer Relativbewegung zwischen der Strahlungsquelle und dem Beobachter nach einem einfachen Gesetz ändert: Sie erhöht sich bei gegenseitiger Annäherung und verringert sich bei Vergrößerung der Entfernung. Nach diesem physikalischen Prinzip konnte Doppler die Geschwindigkeit berechnen, mit der sich die Gestirne von der Erde wegbewegen.

Aus eigener Erfahrung kennt heute jeder den Doppler-Effekt von der Akustik her. Bei hupenden Automobilen, pfeifenden Lokomotiven usw. ändert sich bei deren Vorbeifahrt am Beobachter die Tonhöhe des Geräusches sprunghaft. Ganz allgemein gilt das Dopplerprinzip bei jeder Wellenausbreitung gleichgültig, ob es sich um elektromagnetische oder Schallschwingungen handelt. Die Frequenzänderung  $f' - f$  ist lediglich eine Funktion der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  im betreffenden Medium und der Relativbewegung  $v_r$ . Sie errechnet sich aus der allgemeinen Form der Dopplergleichung zu

$$f' = f \frac{1 + \frac{v_r}{c}}{\sqrt{1 - \frac{v_r^2}{c^2}}} \quad (1)$$

Da man in der Praxis voraussetzen kann, daß  $c \gg v_r$  ist, kann man für die Dopplerverschiebung die vereinfachte Formel

$$f_D = f' - f = \frac{v_r}{c} \cdot f \quad (2)$$

( $f_D$  in Hz,  $v_r$  in m/s und  $\lambda$  in m) anwenden. Daß das Dopplerprinzip in der Astronomie und in der Akustik schon seit mehr als 120 Jahren bekannt ist, in der Funktechnik aber erst seit etwa zwei Jahrzehnten praktisch genutzt wird, hat seinen Grund in den sehr unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in verschiedenen Medien. Aus der vereinfachten Dopplergleichung (2) läßt sich leicht errechnen, daß bei der Ausbreitungsgeschwindigkeit von Schall in Luft (330 m/s) und der Wellenlänge des Kammertons  $a$  (435 Hz) bereits eine Relativgeschwindigkeit von  $\approx 10$  m/s ( $\approx 35$  km/h) genügt, um eine Frequenzverschiebung von 13 Hz, also um einen Halbton zu erzeugen. Das menschliche Ohr ist aber in Bezug auf Tonhöhenänderungen noch weit empfindlicher. Für die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen (300 000 km/s) muß jedoch die Wellenlänge  $\lambda$  sehr klein und die Relativgeschwindigkeit  $v_r$  sehr hoch sein, um (bei einer überdies sehr hohen Frequenzkonstanz der Schwingungsquelle) einwandfrei meßbare Größen der Frequenzverschiebung  $f_D$  zu erhalten. So ergibt sich bei einer Geschwindigkeit  $v = 1000$  km/h für  $c = 300\,000$  km/s nur ein

Verhältnis der Dopplerverschiebung  $f_D$  gegenüber der Betriebsfrequenz  $f$  von  $f_D \approx 10^{-6}$ .

Wegen dieser Relation konnte man an die hochfrequente Nutzung des Dopplereffekts erst denken, als man einerseits Schwingungen genügend kleiner Wellenlänge zu erzeugen vermochte und zugleich Objekte zur Verfügung hatte, die sich mit relativ hoher Geschwindigkeit bewegten. Das Zusammentreffen dieser beiden Voraussetzungen war gegeben, als vor etwa 25 Jahren zu der inzwischen hochentwickelten HF-Technik die ersten Großraketen kamen, die mit hoher Geschwindigkeit Flugbahnen erreichten, die weit über die Erdatmosphäre hinausführten. Die üblichen Mittel zur Vermessung der Flugbahnen (Kinotheodolite, Phototheodolite mit einer maximalen Reichweite von 40 ... 50 km) konnten dabei nicht mehr eingesetzt werden. So dürfte der Dopplereffekt funktentechnisch zum ersten Male zur Geschwindigkeitsmessung und Flugweitensteuerung bei der Entwicklung und Erprobung der „V2“ in Peenemünde praktische Anwendung gefunden haben. Obwohl man absolut keine Erfahrung auf diesem Gebiet hatte, erlaubte das Meßprinzip, mit verhältnismäßig einfachen Mitteln eine hohe Genauigkeit zu erreichen. Bei einer Sendefrequenz  $f = 50$  MHz und  $v = 1,5$  km/s war  $f_D \approx 500$  Hz und konnte bei sorgfältigstem Aufbau des Frequenzmeßgerätes (Wienbrücke) auf etwa 0,1 Hz genau gemessen werden. Inzwischen wurde das Verfahren so verbessert, daß es zur Geschwindigkeitsmessung und in der Navigation weite Verbreitung gefunden hat.

## 2. Praktische Anwendung des Dopplereffekts

Auf dem Gebiet der Funkortung gibt es drei grundsätzlich verschiedene Anwendungen des Dopplerprinzips:

1. Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen und Flugzeugen;
2. Doppler-Navigation in der Luftfahrt;
3. Ortungsverfahren mit Großbasis-Peilen und -Richtsendsendeanlagen, die durch die Erzeugung von Richtdiagrammen möglich wurden, bei denen der Frequenzhub und nicht die Amplitude richtungsabhängig ist;
4. Ortungsverfahren mit Hilfe von Satelliten.

### 2.1. Geschwindigkeitsmessung

Die Geschwindigkeitsmessung mit Hilfe des Dopplereffekts dürfte von den Radar-Meßwagen der Verkehrspolizei her bekannt sein. Hier sei vermerkt, daß die zur Geschwindigkeitsmessung benutzten Geräte nicht mit Impulsmodulation arbeiten, wie die nicht ganz korrekte Bezeichnung „Geschwindigkeits-Radar“ oder „Verkehrsradar“ vermuten läßt. Vielmehr wird sowohl bei Fahrzeugen als auch bei Flugzeugen, deren Geschwindigkeit gemessen werden soll, die Frequenz der reflektierten Strahlung mit der Frequenz der abgehenden Strahlung verglichen, das heißt, ein Bruchteil der abgestrahlten Leistung wird mit der Rückstrahlleistung im

Empfänger zusammengesetzt und gemessen. Für solche Rückstrahlverfahren tritt der Dopplereffekt beim Hin- und Rückweg auf, so daß die Dopplergleichung für diese Fälle

$$f_D = 2 \frac{v_r}{\lambda} \quad (3)$$

lautet (Bild 1).

Für die Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen im Straßenverkehr wurde 1950 in den USA ein „Speed-Vehicle Indicator“ entwickelt, der mit  $\lambda = 3$  cm arbeitete. Bei dem 1958 entwickelten Telefunken-„Verkehrsradar“ erzeugt ein Klystronsender eine Dauerleistung von 20 mW mit einer

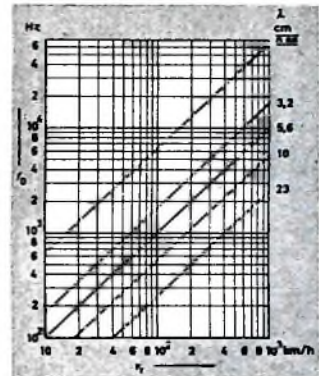


Bild 1. Dopplerrfrequenz  $f_D$  in Abhängigkeit von Relativgeschwindigkeit  $v_r$  und Wellenlänge  $\lambda$ , bezogen auf Rückstrahlmessungen, (für die  $f_D = 2v_r/\lambda$  gilt)

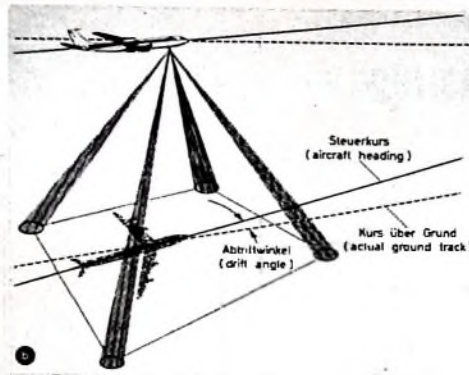
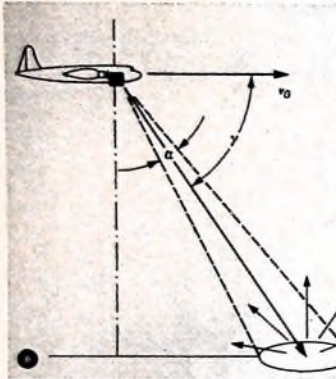
Frequenz von 8500 MHz, die durch einen kleinen Parabolspiegel abgestrahlt wird. Die vom Fahrzeug aus etwa 30 m Entfernung reflektierte Energie wird von demselben Spiegel wieder empfangen, wobei eine Brückenschaltung (Hybrid-Ring) für weitgehende Entkopplung zwischen Sender und Empfänger sorgt. Im Meßgerät wird das Schwebungsfrequenzgemisch durch Hochpaßfilter von Störfrequenzen befreit und die der Fahrzeuggeschwindigkeit entsprechende Schwebung einer Auswerteschaltung zugeführt, die dann anspricht, wenn ein bestimmter Mindestwert der Signalamplitude ohne Unterbrechung 0,1 Sekunde lang vorhanden ist. Während der kurzen Meßzeit wird die Dopplerrfrequenz in Impulse umgewandelt, die die Ausgangsspannung eines Integrators als Gleichspannungsschritte bis zum Ende der Meßzeit erhöhen. Die Endspannung ist dann der Anzahl der Impulse während der Meßzeit und damit der Geschwindigkeit des Fahrzeugs proportional. Dieses Gerät kann auch zur Verkehrszählung und - in Verbindung mit einem Analogrechner - zur automatischen Steuerung von Verkehrssampeln in Abhängigkeit von der Verkehrsdichte verwendet werden.

### 2.2. Doppler-Navigation

Ein Gerät, das in zunehmendem Maße für die Navigation bei Langstreckenflügen eingesetzt wird, ist das „Doppler-Radar“, das ebenfalls korrekterweise als Dopplernavigator zu bezeichnen wäre. Die grundlegenden Untersuchungen und Entwicklungen, die zum Bau des ersten betriebsfähigen Gerätes führten, wurden in den Jahren 1945 bis 1948 unter militärischer Geheimhaltung für die US Air Force durchgeführt. Für den zivilen Luftverkehr stand das Gerät erst nach Aufhebung der



Bild 2. a) Prinzip des Doppler-Navigators ( $v_G$  Geschwindigkeit über Grund,  $\gamma$  auf die Flugzeuglängsachse bezogener Abstrahlwinkel,  $\alpha$  Öffnungswinkel); b) perspektivische Darstellung der Doppler-Navigation (nach TWA-Unterlagen)



Bes  $\gamma$ , also  $\cos \gamma \rightarrow 0$ ) zunimmt, was für einen großen Winkel  $\gamma$  sprechen würde. Andererseits nimmt aber die Dopplerfrequenz mit  $\cos \gamma$  ab. Deshalb hat man als günstigsten Kompromiß  $\gamma = 60^\circ \approx \cos \gamma = 0,5$  gewählt. Dieser Winkel der Strahlung muß durch entsprechende Stabilisierung der Richtantenne bei Fluglagenänderungen um die Querachse der Maschine konstantgehalten werden.

Während zur Messung der Geschwindigkeit über Grund eine Strahlungskeule genügt, benötigt man zur Messung der Abtritt des Flugzeugs infolge Seitenwinds, die ein wesentlicher Faktor bei der Langstreckennavigation ist, mindestens zwei Strahlungskeulen, die zum Beispiel symmetrisch zur Flugzeuglängsachse abwechselnd nach vorne rechts und vorne links gerichtet sind. Die an Bord gemessene Frequenzverschiebung der beiden Strahlen ist bei dieser Anordnung aber nur dann gleich, wenn die Richtung der Flugzeuglängsachse mit der Richtung des Kurses über Grund übereinstimmt, wenn also keine Abtritt vorhanden ist.

Im Bild 3 sind unten die Flugzeugbewegungen über Grund ohne und mit Abtrittwinkel dargestellt. Die Hyperbeln sind der geometrische Ort gleicher Doppler-

dann der Abtritt. Bei anderen Geräten wird die Abtritt rechnerisch aus dem Verhältnis der unterschiedlichen Frequenzverschiebung ermittelt.

Moderne Doppler-Anlagen arbeiten nach dem „Janus“-Prinzip, bei dem vier Strahlungskeulen (rechts vorwärts, links rückwärts, links vorwärts, rechts rückwärts) gesendet werden. Die vom jeweils vorderen Strahl reflektierte Energie hat die Frequenz  $f + f_D$ , die vom jeweils rückwärtigen die Frequenz  $f - f_D$ . Durch Überlagerung der reflektierten Energien kann man  $f_D$  unabhängig von  $f$  erhalten. Mit der „Janus“-Anordnung wird eine falsche Angabe der Geschwindigkeit über Grund beim Steigflug vermieden und eine sehr genaue Messung der Dopplerfrequenz erreicht (Bild 3, rechts oben).

(Um die mit dem Doppler-Navigator kontinuierlich ermittelten Werte von Geschwindigkeit über Grund und Abtrittwinkel in navigatorisch verwertbare Daten umzusetzen, ist an die Navigationsanlage ein Elektronenrechner („Flugwegrechner“) angeschlossen, der die durch Dopplerverschiebung gewonnenen Werte zusammen mit dem eingegebenen Steuerkurs verarbeitet. Durch Integration des vom Ausgangsort aus zurückgelegten Weges, Angaben über die Kursablage und die bis zum nächsten Streckenpunkt noch zurückzulegende Flugstrecke ist der jeweilige Standort des Flugzeugs jederzeit schnell bestimmbar und muß nicht (zum Teil mit geschätzten Werten für Windrichtung und -geschwindigkeit) von Fall zu Fall errechnet werden. Der Navigator liest die jeweils geltenden Werte ab.

Der besondere Vorteil dieser Art von Navigation liegt darin, daß sie von Funkhilfen am Boden unabhängig (self-contained) ist. Je nach verwendetem Integrationsverfahren vergrößert sich verständlicherweise der Ortungsfehler mit der zurückgelegten Strecke, so daß bei Langstreckenflügen von Zeit zu Zeit eine Überprüfung mit Funkpeilungen oder Astro-Navigation notwendig ist. Die Genauigkeit der eigentlichen Doppler-Navigation ist sehr

Geheimhaltung im Jahre 1957 zur Verfügung.

### 2.2.1. Arbeitsweise

Seit 1959 sind Doppler-Navigatoren verschiedener Systeme erhältlich, die im Prinzip den Doppler-Effekt in gleicher Weise zur Geschwindigkeitsmessung ausnutzen. Grundsätzlich wird dabei von Bord des Flugzeuges ein scharf gebündelter Mikrowellenstrahl (X-Band, 8800 MHz  $\approx \lambda = 3,4$  cm) in Flugrichtung schräg zum Boden gesendet und die Frequenz der vom Erdboden reflektierten mit der der ausgestrahlten Energie verglichen, so daß die Doppler-Frequenzverschiebung kontinuierlich zur Messung der wahren Geschwindigkeit über Grund benutzt werden kann. Interessanterweise wurde vor dem experimentellen Beweis dieses Vorganges bezweifelt, daß bei der geschilderten Anwendungsweise überhaupt eine Frequenzverschiebung zustande kommen könne, weil beim Horizontalflug über ebenem Gelände die Entfernung Flugzeug-Boden-Flugzeug unverändert bleibt und somit auch keine Relativgeschwindigkeit zwischen beiden auftritt. Diese Annahme beruht auf einem Trugschluß, denn die Reflexion von der Erdoberfläche entsteht durch das Vorhandensein vieler einzelner auf dem Erdboden verteilter Rückstrahl-objekte, zu denen sich das Flugzeug tatsächlich mit einer Relativgeschwindigkeit bewegt, so daß ein Doppler-Effekt entsteht. Im Bild 2 ist das an sich recht einfache Prinzip dieses Verfahrens wiedergegeben, bei dem sich die Größe der Frequenzverschiebung aus der modifizierten Dopplergleichung zu

$$f_D = 2 \frac{v_G}{\lambda} \cdot \cos \gamma \quad (4)$$

ergibt ( $v_G$  Geschwindigkeit über Grund,  $\gamma$  Winkel zwischen Strahlungskeule und Flugzeuglängsachse,  $\lambda$  Wellenlänge). Damit errechnet sich die wahre Geschwindigkeit des Flugzeugs über Grund zu

$$v_G = \frac{1}{2} \cdot f_D \cdot \frac{\lambda}{\cos \gamma} \quad (5)$$

Da der Abstrahlwinkel  $\gamma$  mit seiner Cosinusfunktion in die Rechnung eingeht, ist zu bedenken, daß einerseits die in die Einfallsrichtung rückgestrahlte Leistung bei steilem Auftreffwinkel (gro-

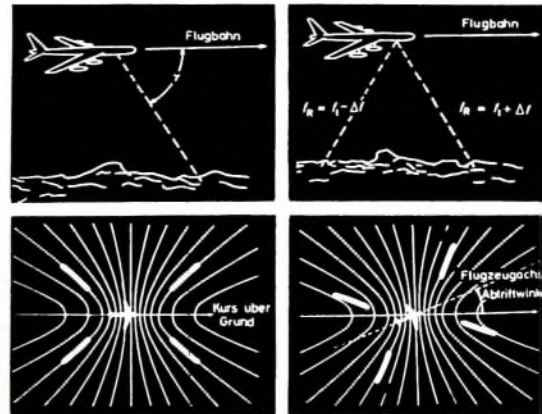


Bild 3. Links oben: Doppler-Navigator mit einer Strahlungskeule. Rechts oben: „Janus“-Prinzip. Links unten: „Janus“-Anordnung mit vier Strahlungskeulen beim Flug ohne Abtrittwinkel; alle vier Reflexionspunkte liegen auf Hyperbeln gleicher Dopplerverschiebung. Rechts unten: „Janus“-Anordnung beim Flug mit Abtrittwinkel; die Reflexionspunkte der linken vorderen und rechten hinteren Strahlungskeule liegen nicht auf den gleichen Hyperbeln wie die Reflexionspunkte der rechten vorderen und linken hinteren Strahlungskeule. Aus den sich daraus ergebenden Differenzen der Dopplerverschiebung kann der Abtrittwinkel berechnet oder durch Nachschwenken der Antenne analog dargestellt werden.

verschiebung. Wenn die Reflexionspunkte nicht auf einer gemeinsamen Hyperbel liegen, treten zwei unterschiedliche Dopplerfrequenzen auf, aus denen sich die Größe des Abtrittwinkels errechnen läßt. Es gibt Doppler-Navigatoren, bei denen die Antenne automatisch nachgedreht wird, bis die Frequenzverschiebung für beide Strahlen gleich groß ist; der so ermittelte Winkelunterschied entspricht

hoch; im Mittel liegen die Fehlergrenzen für die Messung der Geschwindigkeit über Grund unter 1 % und die des Abtrittwinkels unter 0,5°. Da jedoch in diese Koppelnavigation auch die Fehler der Kompaßanlage eingehen, nach der der Steuerkurs bestimmt wird, hängt die Gesamtgenauigkeit weitgehend von der Zuverlässigkeit der Kompaßanlage ab.

(Fortsetzung folgt)



# Die Antennenstrahlung

Wichtigste Eigenschaft einer Antenne ist ihr Abstrahlungsvermögen. Mit hohem Wirkungsgrad soll sie als Sendeantenne die vom Sender kommende Energie abstrahlen oder als Empfangsantenne Energie aus dem Raum aufnehmen und an den Empfänger abgeben. Die Antennen (Sende- und Empfangsantennen) bilden somit das Bindeglied zwischen dem Sender und dem Empfänger.

Das einfachste strahlende Gebilde ist ein Dipol. Die praktische Ausführung des Dipols kann aus einem in der Mitte unterbrochenen Stab bestehen. Jede Dipolhälfte ist dann ein Pol der Spannungsquelle, und zwischen beiden entsteht ein elektrisches Feld. Die elektrischen Feldlinien sind im Bild 1 dargestellt; sie verlaufen nicht nur in der darstellbaren Papierebene, sondern rund um den Dipol. Die vom Generator reliefierte HF-Energie hat zur Folge, daß sich die Polarität der Dipolhälften laufend ändert. Die Ladung pendelt, und wie bei einem Kondensator kann infolge der pendelnden Ladung ein Strom fließen. Der Stromfluß ruft ein zweites Feld - das magnetische Feld (Bild 2) - hervor. Die Größe der Felder ist immer proportional der Potentialdifferenz.

Da der Wechselstrom zwischen seinen Halbperioden einen Nulldurchgang hat, müßten (wie bei der Entladung eines Kondensators) alle elektrischen Feldlinien vor jeder Umpolung verschwunden sein; theoretisch ja, aber praktisch nicht. Innerhalb der Zeit, in der die Energiependelung erfolgt, können wegen ihrer endlichen Fortpflanzungsgeschwindigkeit nicht mehr alle elektrischen Kraftlinien zur Antenne zurückkehren. Ein Teil der Kraftlinien ist immer noch im Raum, wenn der Strom und die Spannung auf dem Dipol schon Null sind. Diese Kraftlinien bilden sich zu geschlossenen Schleifen aus und werden von den neu entstehenden Kraftlinien von dem Dipol fortgedrückt; sie wandern in den Raum hinaus. Die so selbständig gewordenen Kraftlinien stellen die von der Quelle ausgehende Strahlung dar. Im Bild 3 ist der Strahlungsvorgang einer Generatorwelle als Modellvorstellung wiedergegeben.

Bisher wurde ausschließlich der Strahlungsvorgang des Dipols (auch Strahlungs-

mechanismus genannt) betrachtet. Im folgenden soll der weitere Ausbreitungsmechanismus der Strahlung im Raum etwas näher untersucht werden.

Zur anschaulichen Darstellung der Antennenstrahlung sei ein Raum angenommen, der in allen Richtungen die gleichen physikalischen Eigenschaften hat; kurz, ein un-

endliches, homogenes Medium. Setzt man mitten in den Raum eine noch unbekannt Strahlungsquelle, dann findet eine Störung des freien Raumes an dieser Stelle statt: Die strahlende Antenne wirkt auf ihre Umgebung

Da noch keine Aussage über die Art der Strahlungsquelle gemacht ist, sei vorausgesetzt, daß die Ausbreitung gleichmäßig in alle Raumrichtungen erfolgt. Die Ausbreitung vollzieht sich von der Quelle mit gleicher Geschwindigkeit, so daß um die Quelle herum konzentrische Kugelschalen gedacht werden können; an jeder Kugelschale herrscht an allen Punkten der gleiche Zustand. Der Strahlungsvorgang erfolgt also so, als wenn von der Quelle aus Strahlen in alle Raumrichtungen ausgingen (Bild 4). Diese anschauliche Darstellung der Strahlen ist praktisch nur ein Stück der Wellenfront.

Die von der Strahlungsquelle ausgehende Leistung durchsetzt nun alle Kugelschalen mit der gleichen Leistung. Da die Kugeloberflächen mit dem Quadrat des Radius der Kugeln zunehmen, wird die Leistungsdichte in jeder Kugeloberfläche mit dem Quadrat der Entfernung abnehmen. Das ist ein grundlegendes Ausbreitungsgesetz und gilt für jede Art der Strahlung. Hier findet man den Zusammenhang mit der Abnahme der Feldstärke bei wachsender Entfernung. Schmale Strahlenbündel, die aus weiter Entfernung kommen, können dann ohne Fehler als ebene Wellen angesehen werden. Die Strahlen eines solchen Bündels verlaufen nahezu parallel (Bild 5).

Der Strahlungsvorgang der sich ausbreitenden Wellen wird durch die Verketzung der elektrischen und magnetischen Feldstärke aufrechterhalten. Diese Verketzung wird durch zwei Gesetze beschrieben.

1. Das Durchflutungsgesetz: Wenn das ein Flächenstück durchsetzende elektrische Feld sich ändert, dann entsteht in der Flächenumrandung eine magnetische Spannung.
2. Das Induktionsgesetz: Wenn der ein Flächenstück durchsetzende magnetische Kraftfluß sich ändert, dann entsteht in der Umrandung eine elektrische Spannung.

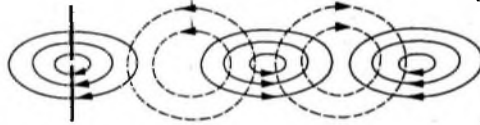


Bild 6. Die Verketzung elektrischer und magnetischer Wechselfelder

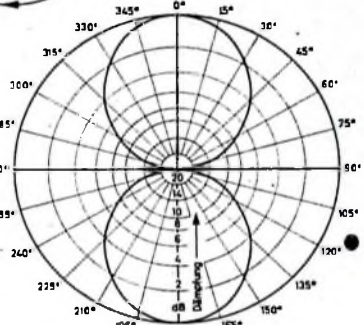


Bild 7. Horizontales Strahlungsdiagramm eines horizontal im Raum orientierten 1/2-Dipols

Die in diesen beiden Gesetzen formulierte Verketzung elektrischer und magnetischer Felder kann man sich auch einfacher vorstellen. Die Felder ändern sich zeitlich. Bei jeder entstehenden oder vergehenden elektrischen Kraftlinie bilden sich magnetische Kraftlinien, und um jede entstehende oder vergehende magnetische Kraftlinie bilden sich elektrische Kraftlinien aus. So erhalten sich die Felder gegenseitig. Im Bild 6 ist diese Verketzung für einen bestimmten Zeitpunkt schematisch dargestellt. Die magnetischen Kraftlinien sind von elektrischen Kraftlinien umzingelt, und das setzt sich so weiter fort. Die Pfeilrichtungen geben an, wie sich der Umlaufsinn aufeinanderfolgender magnetischer und elektrischer „Ringe“ ändert. Wegen dieses Bedingenseins von elektrischen und magnetischen Feldern spricht man auch nur von einer elektromagnetischen Welle.

Für die Beschreibung des Strahlungsvorgangs wurde eine Strahlungsquelle angenommen, die ihre Energie gleichmäßig in alle Raumrichtungen ausstrahlt. Eine solche Antenne wird Kugelstrahler genannt und läßt sich in der Praxis nicht verwirklichen. Schon die einfachsten Antennenformen haben eine Richtwirkung; so auch der Dipol. In Richtung der Dipolachse ist die Strahlung Null, und senkrecht dazu liegt die Hauptstrahlrichtung (Bild 7). Werden mehrere Einzelstrahler zu einem Antennenaufbau zusammengefaßt, dann kann jedes Element als Ausgangspunkt einer Wellenfront angesehen werden. Die Gesamtstrahlung der Antenne ergibt sich dann durch entsprechende Integration der Einzelfelder.

## Schrifttum

- Bergmann-Schäfer: Lehrbuch der Experimentalphysik, Bd. 2 „Elektrizitätslehre“, Berlin 1961, de Gruyter

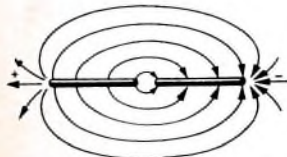


Bild 1. Darstellung der elektrischen Feldlinien eines in der Mitte gespeisten Dipols in einem bestimmten Zeitpunkt

Bild 2. Die magnetischen Feldlinien

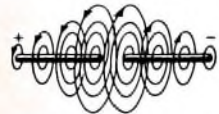


Bild 3. Der Strahlungsvorgang während einer Periode der Erregerwelle (nur elektrische Feldlinien dargestellt)

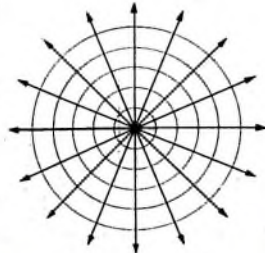


Bild 4. Strahlenförmige Ausbreitung von der Strahlungsquelle aus

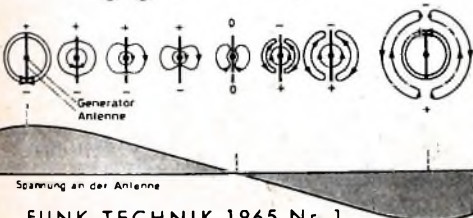
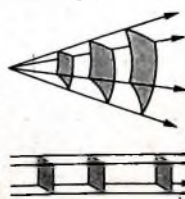


Bild 5. In großer Entfernung von der Strahlungsquelle wird aus der Kugelwelle eine ebene Wellenfront









die Wahl gerade dieser VHF-Transistoren für FM-Zwecke waren die gegenüber AF 106 und AF 121 größere Stromverstärkung und die erreichbare extrem niedrige Rauschzahl sowie die günstigen Regелеigenschaften bestimmend, von denen auch hier Gebrauch gemacht wird. Die Drossel  $D_{r1}$  im Emittierkreis von  $T_1$  sorgt dafür, daß Leistungs- und Rauschanpassung etwa zusammenfallen. Rauschzahl und Verstärkung bleiben beim Durchstimmen des Eingangskreises nahezu konstant.

Zwischen Vorstufe und Mischer liegt als selektives Element ein Bandfilter, das mit zwei Paketen des Vierfachdrehkondensators abgestimmt wird. Diese extreme Vorselektion vor der Mischstufe reduziert die Oberwellenmischung so stark, daß zum Beispiel die unerwünschte Störfrequenz  $f_e + \frac{1}{2}f_{ZF}$  erst bei einer Antennenspannung von mehr als 15 bis 30 mV stört. Bei sehr hohen Eingangsspannungen, die in der Nähe sehr starker Ortssender auftreten können, empfiehlt sich im Collectorkreis von  $T_1$  eine zusätzliche Begrenzerdiode, die mit 0,2 V in Sperrrichtung vorgespannt ist und große Eingangssignale (ab 100 mV)

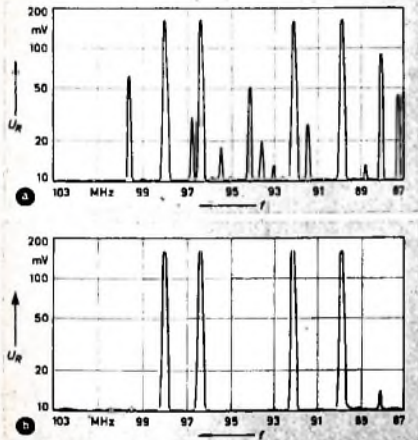


Bild 2. Großsignalverhalten (mit der 4-Sender-Methode gemessen) des Dreifachdrehkondensator-Tuners „312-2306“ (a) und des neuen Vierfachdrehkondensator-Tuners „312-2404“ (b).

begrenzt (Tuner „312-2406“ mit Begrenzerdiode). Kleine Signale werden dagegen nicht beeinflußt.

Der Mischtransistor  $T_2$  wird in Emittierschaltung betrieben. Sein ZF-Ausgang ist so dimensioniert, daß sowohl Röhren- als auch Transistor-ZF-Verstärker nachgeschaltet werden können. Beim Anschluß von Röhrenverstärkern wählt man für die Kernstellung im ZF-Filter das äußere Maximum für beide Kerne, bei Transistorverstärkern das innere Maximum für den Kern des Sekundärkreises.

Der Oszillator  $T_3$  arbeitet in Basisschaltung. Eine Kapazitätsdiode BA 102 (D 1) dient zur automatischen Senderscharabstimmung. Der Fangbereich ist rund  $\pm 200$  kHz, wenn der Innenwiderstand der AFC-Spannungsquelle mit etwa 47 k $\Omega$  gewählt wird. Die Frequenzdrift des Oszillators ist bei Änderung der Umgebungstemperatur von  $+20^\circ\text{C}$  auf  $+65^\circ\text{C}$  kleiner als 50 kHz, bei Änderung der Betriebsspannung kleiner als 40 kHz.

Zur Spannungsversorgung des Tuners genügt eine nichtstabilisierte Betriebsspannung von 8–12 V; der Betrieb mit 6 V Spelsspannung ist ebenfalls möglich. Emittierwiderstände und Basisspannungsteiler sind deshalb außen auf dem mit einem rastenden Schnappdeckel verschlossenen Gehäuse angebracht.

Das Großsignalverhalten (Verhalten bei hohen Eingangsspannungen) eines Tuners läßt sich mit verschiedenen Meßverfahren untersuchen, von denen die Nachbildung stark einfallender Ortssender mit Hilfe mehrerer UKW-Generatoren die sicherste und auch bequemste Methode ist. Bei der sogenannten 4-Sender-Methode werden die Frequenzen von vier UKW-Generatoren mit verschiedenen definierten Pegeln über den UKW-Empfangsbereich verteilt. Ihre Abgänge führen über schmale Bandpässe zu einem Verteiler, an den über eine Eichleitung mit 240- $\Omega$ -Symmetrierübertrager der Tunereingang angeschlossen wird. Dem Tuner ist ein ZF-Verstärker nachgeschaltet, dessen beim Durchdrehen der Tunerabstimmung auftretende Regelspannung abgenommen und einem Registriergerät zugeführt wird.

Im Bild 2 sind die Ergebnisse der Messungen an zwei verschiedenen Tunern dargestellt. Dabei wurden dem Tunereingang jeweils folgende Frequenzen und Pegel gleichzeitig zugeführt: 98 MHz mit 25 mV (Generator 1), 96,4 MHz mit 7,5 mV (Generator 2), 92,1 MHz mit 5 mV (Generator 3) und 89,9 MHz mit 25 mV (Generator 4).

Bild 2a zeigt die bei dem Tuner „312-2306“ mit Dreifachdrehkondensator-Abstimmung entstehenden Frequenzgemische. Neben den eigentlichen vier Sendersignalen treten bei einzelnen Frequenzen Störsignale auf, die je nach der Stärke des Mischereffektes unterschiedliche Regelspannungen liefern. Bei dem neuen Vierfachdrehkondensator-Tuner „312-2404“ erscheint dagegen neben den Spannungen der vier Sender nur ein Störsignal mit kleiner Amplitude bei 88,1 MHz (Bild 2b).

Ein Vergleich der beiden Tuner – beide mit gleicher Eingangsschaltung und Ankopplung (3,5 pF) des Vorstufentransistors an die Antennenspule – läßt den Schluß zu, daß beim Vierfachdrehkondensator-Tuner bei den angegebenen Eingangsspannungen ein Überdecken schwächerer Sender durch starke Ortssender im gesamten Empfangsbereich mit Sicherheit vermieden wird.

Wenn der Test nach dem beschriebenen Verfahren, das ein schnelles und zuverlässiges Urteil über die Qualität des Mischteils zuläßt, nicht durchgeführt werden kann, lassen sich die Eigenschaften des Tuners in bezug auf unerwünschte Mischereffekte auch folgendermaßen ermitteln: An den auf eine bestimmte Frequenz (zum Beispiel 95 MHz) abgestimmten Tuner wird ein Generator angeschlossen, der mit 1,5  $\mu\text{V}$  HF-Spannung bei  $\pm 22,5$  kHz Hub am Ausgang des dem Tuner nachgeschalteten ZF-Verstärkers eine bestimmte NF-Spannung erzeugt. Dann variiert man Frequenz und HF-Spannung des Generators, bis bei den kritischen Frequenzen ( $f_e + \frac{1}{2}f_{ZF} = 100,95$  MHz,  $f_e + \frac{1}{2}f_{ZF} = 111,05$  MHz und  $f_e + 2f_{ZF} = 116,4$  MHz) die gleiche NF-Spannung wie bei der Empfangsfrequenz vorhanden ist. Ein Verhältnis der HF-Spannungen von zum Beispiel 80 dB bedeutet dann, daß, bezogen auf das Nutzsignal von 1,5  $\mu\text{V}$ , das Störsignal erst bei einer Antennenspannung von 15 mV auftritt.

## Ehrendoktorwürde für Walter Bruch



Die Würde eines Dr.-Ing. E. h. verlieh die Technische Hochschule Hannover am 5. Dezember dem Leiter des Fernseh-Grundlagenlabors der Telefunken AG, Walter Bruch. „Für seine ausgezeichneten wissenschaftlichen Leistungen auf dem Gebiet des Farbfernsehens“ Bruch entwickelte das von seinem Unternehmen für die Wahl eines europäischen Farbfernsehensystems vorgeschlagene PAL (Phase Alternation Line)-Verfahren, mit dem das bewährte amerikanische NTSC-System ergänzt und wesentlich verbessert werden kann. Als Mitglied nationaler und internationaler Expertenkommissionen und als Vorsitzender der Fernseh-Technischen Gesellschaft e. V. repräsentiert Walter Bruch auch jenen klein gewordenen Kreis von Wissenschaftlern, die schon seit drei Jahrzehnten an der Entwicklung des Fernsehens maßgeblichen Anteil haben.

Der am 2. März 1908 in Neustadt an der Weinstraße geborene Walter Bruch gewann nach dem Studium seine ersten praktischen Erfahrungen unter anderem im dem Berliner Laboratorium des ungarischen Fernsehexperten Danes von Miholy. Von 1935 an war er dann in der Abteilung „Fernsehen und Physikalische Forschung“ von Telefunken unter der Leitung von Prof. Fritz Schrüfer tätig. Bereits in der damaligen Anfangszeit des Fernsehens konnte er als nachjunger Ingenieur, leitend oder maßgeblich beteiligt, bei der Lösung inwischen zur Fernsehgeschichte zählender Aufgaben mitwirken. Hierzu gehört die Konstruktion des elektrischen Teiles der Ikonoskop-Kamera für die Olympischen Spiele 1936. Bruch führte diese Kamera auch selbst im Berliner Olympiastadion bei der ersten öffentlichen Fernseh-Reportage mit Kamera und Sendeobjektiv in Deutschland. Auf der Weltausstellung 1937 in Paris richtete er die Ikonoskop-Fernsehanlage im deutschen Pavillon ein und ein Jahr später das erste wirkliche Fernsehstudio Deutschlands für die 441-Zeilen-Norm am Reichskanzlerplatz in Berlin. Auch hier ließ er es sich nicht nehmen, die Übertragung des ersten Fernsehspiels – es war das „Flaschenleuchten“ von Robert Louis Stevenson – eigenhändig zu steuern.

Bruch blieb seiner Leidenschaft, dem Fernsehen, auch in den späteren Jahren treu. Von 1946 bis 1950 unterhielt er dann in Berlin ein eigenes Entwicklungslaboratorium für Elektro-Physik und trat anschließend erneut in die Firma Telefunken ein. Dar auf der „Deutschen Industrierausstellung Berlin 1951“ vorgeführte erste Nachkriegs-Fernsehempfänger „FE 8“ des Unternehmens wurde wie viele der folgenden Typen unter seiner Verantwortlichkeit entwickelt. 1959 übertrug man ihm den Aufbau und die Leitung des Fernseh-Grundlagenlabors, eine Aufgabe, die ihm die Möglichkeit bot, seine reichen Erfahrungen und seine Erfindungsgabe voll auszuschöpfen. Die Bruchschen Untersuchungen von Systemen für das künftige Farbfernsehen führten Anfang 1963 in Hannover zur ersten Demonstration des PAL-Verfahrens vor einer internationalen Expertenrunde.

Im deutschen Dreierausschuß für das Farbfernsehen (Rundfunk, Post, Industrie) vertritt Bruch die Industrieinteressen. Hier wie in der „ad-hoc-Gruppe“ Farbfernsehen der EBU (European Broadcasting Union) und in der Studiengruppe 11 (Fernsehen) der CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) genießt er den Ruf eines gleichermaßen in der wissenschaftlichen wie in der praktischen Ingenieurarbeit hervorragenden Fachmannes und steht um Objektivität bemühten Verhandlungspartnern.



# Ein Spannungswandler mit Tunnelnioden für kleine Gleichspannungen

## 1. Einleitung

Kleine Gleichspannungen im Bereich von 100 mV in höhere Spannungen umzuformen, ist bislang noch ein Problem, das in der Technik mit den heute zur Verfügung stehenden Mittel noch nicht zufriedenstellend gelöst ist. Eine Gleichspannung muß zunächst einmal in eine Wechselspannung umgeformt werden, um sie transformieren zu können.

Die klassische Umformungsmethode unter Verwendung eines mechanischen Zerkhackers ist nicht gerade ideal; sofern

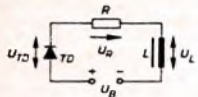


Bild 1. Tunneliode im Schaltkreis

man eine annehmbare Leistung über die Kontakte bringen will (das bedeutet bei der geringen Spannung einen verhältnismäßig großen Strom), hat man Schwierigkeiten an den Kontaktübergängen. Außerdem wird noch eine Treiberspannung benötigt. Schließlich ist die Schaltfrequenz begrenzt; das wirkt sich nachteilig auf die Abmessungen des Transformators und der Siebmittel nach der Gleichrichtung aus.

Der andere Weg, eine Transistorschaltung oszillieren zu lassen, ist für kleine Spannungen nicht gangbar, da Spannungen von etwa 100 mV noch unterhalb der Kniespannung der Transistoren liegen; es sei denn, man nimmt eine Gleichspannungsverstärkung vor. Wegen des Aufwandes ist eine solche Anordnung jedoch unwirtschaftlich.

Eine dritte Möglichkeit liegt in der Verwendung einer Tunneliode, die sich mit ihrer negativen Kennlinie und ihrer geringen Arbeitsspannung für Oszillatorschaltungen in idealer Weise eignet. Nachfolgend wird eine solche Schaltung beschrieben, die als Versuchsschaltung aufgebaut wurde.

## 2. Prinzip

### 2.1. Tunnelnioden mit ausserordentlichem Höckerstrom

Tunnelnioden für den beschriebenen Zweck müssen bei einem Höckerstrom  $I_H$  von einigen Ampere noch ein vernünftiges Verhältnis zum Talstrom  $I_T$  haben. Die verwendeten Tunnelnioden wiesen bei einem Höckerstrom  $I_H$  von 2 A ein Verhältnis  $I_H:I_T = 5$  auf; das ist bei diesen Strömen als recht gut anzusehen. Allerdings handelte es sich bei den benutzten Tunnelnioden noch um Labormuster. Die Industrie ist hauptsächlich bestrebt, Tunnelnioden für hohe und höchste Frequenzen herzustellen. Wegen der dabei geforderten geringen Kapazitäten und Induktivitäten und der damit verbundenen kleinen geometrischen Abmessungen der Tunnelnioden liegen dann die zulässigen Ströme nur in der Größenordnung von Milliamperen (maximale Höckerströme laut bisher vorliegenden Listen etwa 100 mA). Da Anwendungsgebiete etwa der beschriebenen Art jedoch gar nicht so uninteressant sein dürften, wäre es denkbar, daß die Bauelementhersteller auch einige hierfür besonders geeignete, preisgünstige Typen herausbringen. (Die RCA hat übr-

gens inzwischen eine Serie von Hochstrom-Tunnelnioden mit Spitzenströmen bis 200 A entwickelt.)

### 2.2. Arbeitsweise des Oszillators

Der Schaltkreis muß sehr niederohmig aufgebaut sein, weil man es sich nicht leisten kann, bei einer ohnehin niedrigen Spannung noch einiges am Leitungswiderstand zu verlieren. Die Spannungsverhältnisse im Kreis (Bild 1) sind

$$U_{TD} + U_L + U_R = U_B \quad (1)$$

Sie sind für einen beliebigen Arbeitspunkt im Bild 2 (Charakteristik der Tunneliode) und im Bild 3 (Hysteresisschleife der Spule L) eingetragen. Bei Punkt 1 steigt der Strom zunächst an; der Arbeitspunkt wandert auf der Kennlinie nach oben, dabei wird er aber durch die Flußänderung in der Spule L gebremst. Es wird  $U_L$  induziert. Wird nun bei Punkt 2 die Sättigung der Spule erreicht, dann wandert der Arbeitspunkt schnell nach 3;  $U_L$  sinkt ab. Bei 3 ist ein instabiler Punkt  $I_H$ . Der Arbeitspunkt springt von hier in sehr kurzer Zeit nach 4. Nun ist plötzlich  $U_{TD} > U_B$ . Nach Gl. (1) muß also  $U_L$  das Vorzeichen umkehren. Es setzt eine rasche Stromabnahme ein, und zwar bis Punkt 5. Dann widersetzt sich wiederum die Spule L einer schnellen Stromabnahme bis endlich im Punkt 6 der Talstrom  $I_T$  erreicht ist.  $I_T$  ist ebenso wie  $I_H$  instabil; der Arbeitspunkt springt sehr schnell nach 1 in die Ausgangsstellung zurück.

Je mehr  $I_T$  im Sättigungsbereich der Spule L liegt, um so weniger brems die Flußänderung die Wanderung des Arbeitspunktes von 1 nach 2 und von 5 nach 6. Die Kennlinie wird gleichmäßiger durchlaufen, und die Frequenz steigt an. Wie aus diesem Vorgang ersichtlich, ist es von Vorteil, wenn die Differenz zwischen den Punkten 3 und 6 (also  $I_H$  und  $I_T$ ) so groß wie möglich ist. Das bedeutet einen großen Stromsprung in der Spule und somit einen größeren Wirkungsgrad der Schaltung. Wird eine Gegentaktschaltung benutzt, dann schalten beide Tunnelnioden gleichzeitig von 3 nach 4 und von 5 nach 6. Der Verlauf der in der Spule induzierten Spannung wird dadurch symmetrischer.

Der ohmsche Widerstand des gesamten Kreises (im Bild 1 durch R dargestellt) muß so klein sein, daß die Widerstandsgerade im Bild 2 die Kennlinie der Tunneliode nur an einem Punkt schneidet, damit die Schwingbedingung erfüllt ist.

### 3. Ausgeführte Versuchsschaltung

Ein solcher Gleichspannungswandler läßt sich sowohl für Eintakt- als auch für Zweitaktbetrieb aufbauen. Die Schaltung

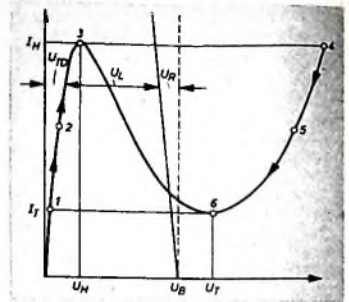


Bild 2. Charakteristik der Tunneliode

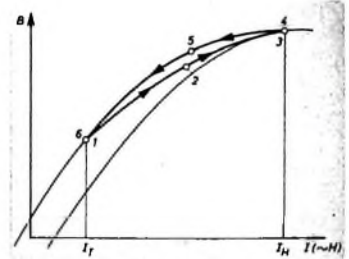


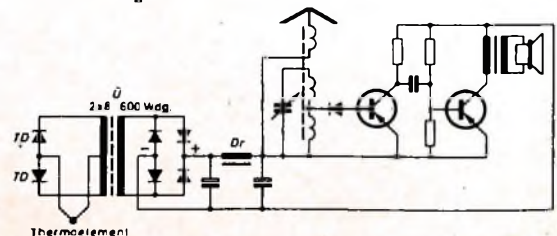
Bild 3. Hysteresisschleife der Spule L

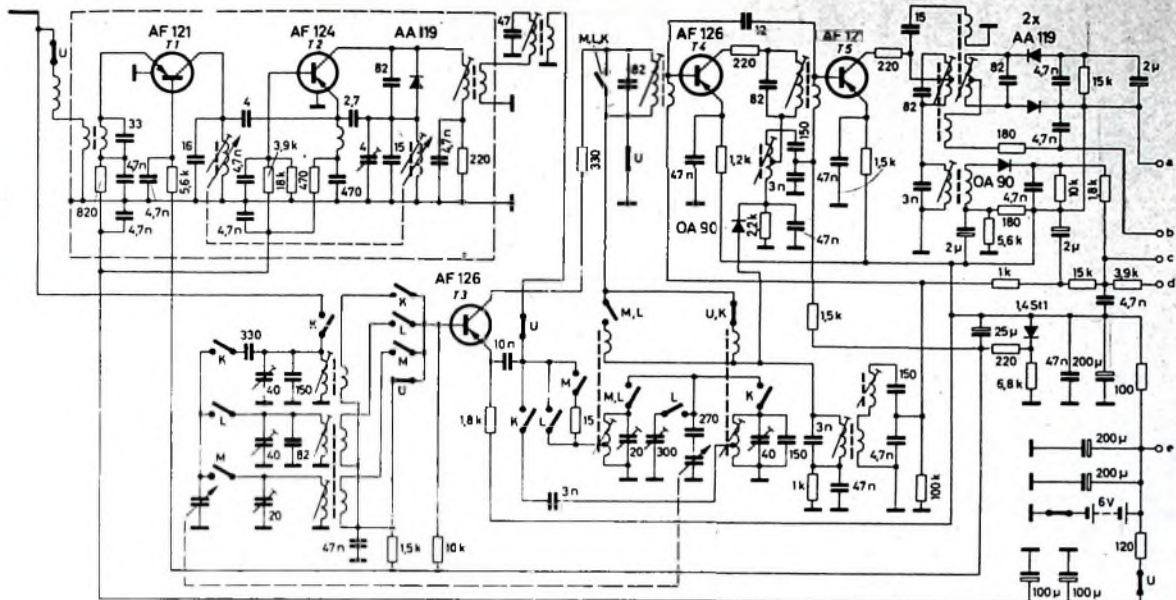
nach Bild 4 wurde für Gegentaktbetrieb mit zwei Tunnelnioden TD ausgelegt. Mit dem Wandler wird ein einfacher Transistor-Rundfunkempfänger betrieben. Als Spannungsquelle dient ein sogenannter „Frigistor“, natürlich umgekehrt zu seiner vorgesehenen Bestimmung. Die eine Seite wird erwärmt und die andere auf Zimmertemperatur gehalten. An den Anschlüssen entsteht eine EMK von etwa 3,33 mV je °C Temperaturdifferenz. Bei 60 °C Erwärmung (also bei 200 mV) betrug die entnehmbare Leistung 370 mW. Die so erzeugte Spannung speist einen Tunnelnioden-Oszillator, der in der Versuchsschaltung mit etwa 1000 Hz schwingt. Der Überträger Ü besteht aus einem Ferroxcube-Kern „E 40“ (Valvo), für dessen Primärwicklung (2 x 8 Wdg.) ein Kupferband 20 mm x 0,2 mm benutzt wurde, um die gewünschte Niederohmigkeit des Schaltkreises zu erhalten. Die Sekundärwicklung hat 600 Wdg. 0,08 CuL.

Die anschließende Gleichrichtung kann beispielsweise in Brückenschaltung mit vier Halbleitern OA 81 erfolgen. Lade- und Siebkondensatoren sollten Kapazitäten von etwa 100 µF haben. Für die Siebdrossel ist eine Induktivität von etwa 0,1 H erforderlich.

In der Technik gibt es viele Möglichkeiten, einen solchen Gleichspannungswandler einzusetzen. Die Temperaturdifferenz zur Erzeugung der Thermospannung kann auf verschiedene Arten erzeugt werden. Hingewiesen sei hier nur auf Widerstandsheizung, Sonnenstrahlung, Temperaturgefälle von Flüssigkeiten oder auf die beim Zerfall radioaktiver Stoffe auftretende Wärme.

Bild 4. Schaltung eines Gleichspannungswandlers. Die von einem Thermoelement gelieferte Spannung von 200 mV wird in eine Spannung von 8 V umgewandelt und diese für den Betrieb eines Transistor-Rundfunkempfängers benutzt.





## Nicolette de Luxe

Ein Taschenempfänger  
in Mikrotechnik

Bei den Reiseempfängern hat die technische Entwicklung zu ausgereiften Schaltungskonzeptionen geführt. Ein Beispiel hierfür ist der Taschenempfänger „Nicolette de Luxe (L2 D 42 T)“ von Philips. Dieser Vierbereich-Empfänger ist mit seiner hohen Empfangsleistung ein bemerkenswertes Ergebnis der konsequent angewandten Mikrotechnik.

### 1. Schaltungseinzelheiten

Bild 1 zeigt die Schaltung des Empfängers. Der UKW-Tuner in Bausteinform hat in der Eingangsstufe einen in nichtneutralisierter Basisschaltung arbeitenden Transistor AF 121 und einen auf Bandmitte abgestimmten Antennenübertrager. Die selbstschwingende Mischstufe mit dem Transistor AF 124 ist kapazitiv angekoppelt. Interessant ist bei dieser Basisschaltung die kapazitive Rückkopplung mit phasenkorrigierendem LC-Glied, das gleichzeitig als ZF-Saugkreis wirkt. Die Diode AA 119 im Oszillatorkreis verhindert Überlastungen bei großen Signalen.

Der dreistufige ZF-Teil (10,7 MHz) in Subminiaturtechnik mit den Transistoren  $2 \times$  AF 126 und AF 121 in Emitterschaltung enthält ein Eingangsbandfilter mit Linkkopplung zwischen Misch- und erstem ZF-Transistor sowie zwei Einzelkreise und den Ratiodektor mit induktiver Anpassung. Collectorreihenwiderstände in den drei ZF-Stufen verhindern Unstabilitäten bei Übersteuerung.

Bei AM-Betrieb sind eine Ferritstabantenne (Durchmesser 8 mm, Länge 130 mm) sowie eine Teleskopantenne für

Bild 1 (oben und rechts).  
Schaltung des Empfängers  
„Nicolette de Luxe“

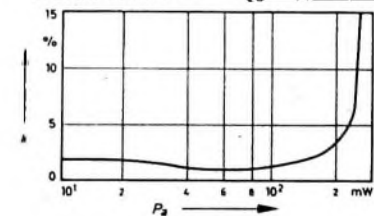
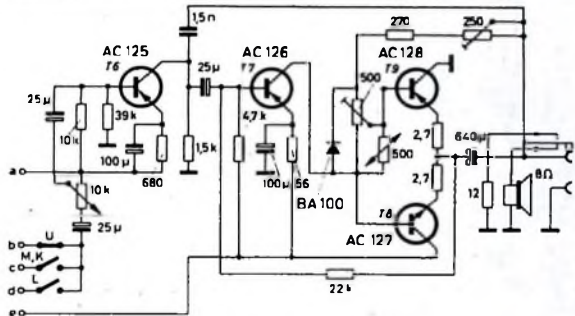


Bild 2. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

den Kurzwellenbereich wirksam. Der Antennenkreis wird mit einem Drehkondensator mit festem Dielektrikum abgestimmt. In der additiven Mischstufe arbeitet der Transistor AF 126 für die Eingangsstreuung in Emitterschaltung und für die Oszillatorfrequenz in Basisschaltung. Der zweistufige AM-ZF-Teil (460 kHz) ist mit den Transistoren AF 126 und AF 121 in nichtneutralisierter Emitterschaltung bestückt. Das ZF-Bandfilter und die beiden Einzelkreise in Subminiaturtechnik haben teils kapazitive und teils induktive Anpassung. Die Demodulationsdiode OA 90 liefert gleichzeitig die Regelspannung für den ersten ZF-Transistor. Mit der gesteuerten Dämpfungsdiode, die dem ersten ZF-Kreis parallel geschaltet ist, wird eine weitere Verbesserung der Regelung erreicht.

Im anschließenden NF-Teil sind Vorstufe und Treiberstufe mit den Transistoren



AC 125 und AC 126 bestückt, und die Endstufe ist galvanisch angekoppelt. Die transformatorlose Komplementär-Gegentak-Endstufe mit dem Transistorpaar AC 127, AC 128 hat 250 mW Ausgangsleistung. Die frequenzabhängige Gegenkopplung vom Lautsprecheranschluß zur Basis des Treibertransistors sorgt für einen recht geringen Klirrfaktor (Bild 2) und für die geeignete Korrektur des Frequenzgangs. Beim Anschluß eines Kleinsthörers wird der eingebaute Lautsprecher (Durchmesser 75 mm) abgeschaltet.

### 2. Mikrotechnik mit neuen Vorzügen

Mit der neuen Mikrotechnik und der einheitlich auf 10 mm festgelegten Höhe der Bauelemente sowie dem angewandten Fotoätzverfahren gelang es erstmals, einen Vierbereichsuper mit den Abmessungen  $18 \text{ cm} \times 11 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$  zu fertigen, der einschließlich der Batterien nur etwa 0,6 kg wiegt. Bei dieser Technik kommt man mit einer Leiterbahnweite und einem Abstand der Leiterbahnen von nur rund 0,3 mm aus, während der Durchmesser der Lötflächen etwa 1,4 mm ist. Das Rastermaß der gedruckten Schaltung wurde auf 0,635 mm festgelegt.

Aber auch die Befestigung von Spulen, Wellenschaltern usw. auf dem Mikroprint (Bild 3) erforderte ein neues Verfahren. Diese Bauelemente werden jetzt mit winzigen Steckerstiften ausgerüstet, die eine sehr einfache Montage vor dem Lötens zu-



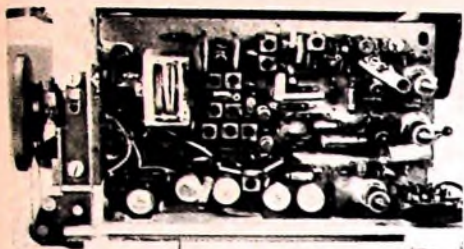


Bild 3. Blick auf die Bauteilseite der Platine

lassen. Die damit verbundenen höheren Materialkosten können zu einem gewissen Teil durch rationellere Fertigungsverfahren bei der Gerätemontage ausgeglichen werden.

### 3. Empfängerereigenschaften

Kennzeichnend für die „Nicolette de Luxe“ ist die hohe Empfindlichkeit auf allen Wellenbereichen, besonders aber im UKW-Bereich. Die Bilder 4 und 5 zeigen das Signal-Rausch-Verhältnis bei AM und FM in Abhängigkeit von der Feldstärke beziehungsweise der Antennenspannung

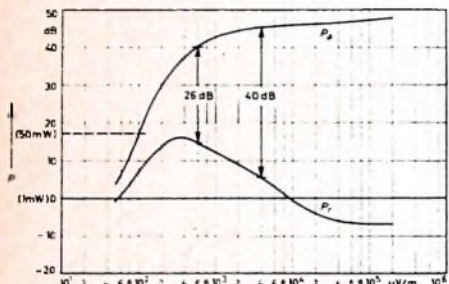


Bild 4. Signal-Rausch-Verhältnis bei AM

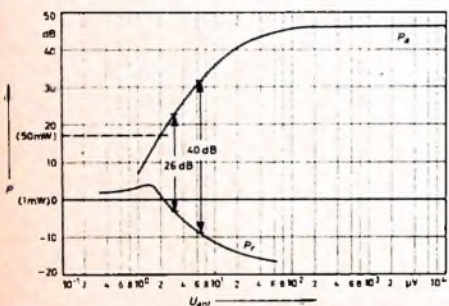


Bild 5. Signal-Rausch-Verhältnis bei FM

Bei Fernempfang ist die Stabantenne – sie könnte etwas stabiler sein – vor allem im Kurzwellen- und UKW-Bereich eine nützliche Hilfe. Der gespreizte Kurzwellenbereich (40 ... 50 m) und die Linearskala machen die oft komplizierte KW-Abstimmung leicht.

Die Batteriebestückung ist mit vier Kleinbatterien je 1,5 V bei einem Taschenempfänger dieser Größe besonders wirtschaftlich, zumal verschiedene Stabilisierungsmaßnahmen für eine maximale Betriebsdauer sorgen. Empfangsleistung und Wiedergabequalität sind auch bei sinkender Batteriespannung noch gut.

Insgesamt gesehen, ist die „Nicolette de Luxe“ ein angenehmer Reisebegleiter für den Anspruchsvollen und zeichnet sich durch überdurchschnittlich gute Empfangseigenschaften aus. Werner W. Diefenbach

## Persönliches



### Ehrendoktorwürde für Prof. A. Karolus

Die Technische Hochschule in Braunschweig verlieh am 5. Dezember 1964 dem jetzt in Zürich lebenden Professor Dr. August Karolus (71) die Würde eines Ehrendoktors. Dr.-Ing. E. h. Dies ist eine Ehre, die einem Pionier der deutschen Fernsehforschung, Aufbauend auf den Kerr-Effekt – die Beeinflussung polarisierten Lichtes durch ein elektrisches Feld –, entwickelte er, seinerzeit Dozent an der Universität Leipzig, unter anderem ein Lichtsteuergerät, das unter dem Namen „Karolus-Zelle“ bekannt wurde.

Telefunken verpflichtete den Forscher schon 1924 wegen seiner eindrucksvollen Arbeiten auf dem Sektor der Bildtelegrafie und des Fernsehens als Berater und freien Mitarbeiter, der bis zum Jahr 1945 eng mit der von Professor Dr. Fritz Schröter geleiteten Fernsehentwicklung des Unternehmens zusammenarbeitete. Unter anderem demonstrierte Professor Karolus auf der 5. Großen Deutschen Funkausstellung in Berlin im August 1928 einen Fernseher, der mit Hilfe eines Weillerschen Spiegelrades ein Empfangsbild mit einem Format von 75 cm x 75 cm projizierte.

Der 1930 mit der goldenen Heinrich-Hertz-Medaille und 1933 mit der Gauß-Weber-Denkmedaille der Universität Göttingen geehrte Physiker war nach 1945 als beratender Ingenieur in Zürich und von 1955 bis zu seiner Emeritierung im Jahr 1962 als Professor für angewandte Physik an der Universität Freiburg im Breisgau tätig. Bis in die jüngste Zeit trat er mit wissenschaftlichen Veröffentlichungen über elektrophysikalische Entfernungsmessungen und Hochfrequenztechnik hervor.

### Personelle Veränderungen bei AEG und Telefunken

Dr.-Ing. E. h. Dr.-Ing. Hans Heyne, Vorsitzender der Vorstände von AEG und Telefunken, wird wie vorgesehen mit Wirkung vom 1. Januar 1965 an den Vorsitz der Aufsichtsräte beider Gesellschaften übernehmen und damit aus den Vorständen ausscheiden. Im Juni dieses Jahres war Dr.-Ing. Heyne von der Hauptversammlung der AEG und der außerordentlichen Hauptversammlung der Telefunken AG zum 1. 1. 1965 beiden Aufsichtsräten zugewählt worden. Mit der Übernahme seiner neuen Position tritt er die Nachfolge des derzeitigen Vorsitzers beider Aufsichtsräte Dr. Hans C. Baden an, der weiterhin Mitglied des Aufsichtsrates der AEG bleiben wird.

Die Aufsichtsräte ernannten mit Wirkung vom 1. 1. 1965 an den stellvertretenden Vorstandsvorsitzer der AEG, Dipl.-Kfm. Berthold Gomer, zum Vorsitzenden des Vorstandes der AEG und den stellvertretenden Vorstandsvorsitzer von Telefunken, Dr.-Ing. Felix Harriger, zum Vorsitzenden des Vorstandes der Telefunken AG.

Dr. rer. pol. Hans Bühler, Leiter des Geschäftsbereichs „Hausgeräte“ der AEG und bisher stellvertretendes Vorstandsmitglied, wurde zum ordentlichen Vorstandsmitglied bestellt.



H. Heyne



B. Gomer



F. Harriger

### H.-U. Harten an die Universität Göttingen berufen

Nach achtjähriger Firmenzugehörigkeit scheidet Dr. Hans-Ulrich Harten, Leiter der Forschungsabteilung Halbleiter und Praktikum der Philips-Zentrallaboratorium GmbH, Hamburg, aus dem Firmendienst aus, um einer Berufung als ordentlicher Professor und Direktor des neu gegründeten IV. Physikalischen Institutes der Universität Göttingen Folge zu leisten.

Hans-Ulrich Harten, 1920 in Gumbinnen geboren, war nach dem Studium und nach seiner 1949 erfolgten Promotion zum Doktor der Naturwissenschaften zunächst in einem Laboratorium der AEG tätig. 1956 kam er als Mitarbeiter des Entwicklungsabteilung zum damaligen Radioröhrenlabor der Valvo GmbH nach Hamburg-Lockstedt. 1959 wurde er im Philips-Zentrallaboratorium Hamburg-Stellingen, Leiter der Laborgruppe Halbleiter, aus der 1962 die Forschungsabteilung Halbleiter hervorging.

### U. Blässer 60 Jahre

Der Technische Direktor des SFB Dipl.-Ing. Udo Blässer, vollendete am 25. Dezember 1964 sein 60. Lebensjahr.

Udo Blässer ist jetzt mehr als 32 Jahre ununterbrochen für den deutschen Rundfunk tätig. Nach dem Studium an den Technischen Hochschulen in München und Berlin arbeitete er zunächst bei den Siemens-Werken in Berlin und später beim damaligen Reichspostzentralamt in Berlin. Von dort aus kam Blässer zur Reichsrundfunk-Gesellschaft. Nach dem Kriege wurde er technischer Leiter des Nordwestdeutschen Rundfunks in Berlin und schließlich bei der Gründung des SFB dessen Technischer Direktor.

An der Entwicklung des Rundfunks und besonders an der Einführung des Fernsehens in Berlin hat er wesentlichen Anteil.

### G. Kubelschek 55 Jahre

Am 6. Dezember 1964 wurde Gerhard Kubelschek, Inhaber der Kuba/Imperial-Gruppe, 55 Jahre. Von jeher weiß Gerhard Kubelschek seine klar überlegten Vorstellungen schnell zu realisieren. Im Laufe von weniger als zwanzig Jahren entstand so eine Firmengruppe, die heute mit zu den größten Produzenten für Fernseh- und Rundfunkgeräte zählt. Der Anfang war 1948 in Wolfenbüttel. Mit bescheidenen Mitteln und wenigen Mitarbeitern kompletterte er Phonoschränke und -vitrinen. Später folgten Musikschränke sowie die Eigenfertigung von Fernsehgeräten (auch in tragbarer Ausführung) und Luxus-Kombinationsröhren.

1958 übernahm er dann auch das Imperial Rundfunk- und Fernsehwerk in Osterode/Harz und erwarb später noch zwei moderne Möbelabriken in Wolfenbüttel und Braunschweig. Heute zählen zum Gesamtunternehmen vier Werke mit rund 3500 Beschäftigten.



### E. Schulze-Herringen †

Direktor Dr.-Ing. Erich Schulze-Herringen, Generalbevollmächtigter von SEL und Leiter der Zweigvereinsleitung der Standard Elektrik Lorenz AG an deren Stammsitz Berlin, verstarb im Alter von 58 Jahren am 3. Dezember 1964 nach schwerer Krankheit.

Dr. Schulze-Herringen gehörte der Firma seit über 30 Jahren an. Er war nach dem Kriege am Aufbau und der Entwicklung der C. Lorenz AG maßgeblich beteiligt. 1906 in Herringen (Westfalen) geboren, studierte er 1926 bis 1931 Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik an den Technischen Hochschulen in Braunschweig und Darmstadt. Bereits als Doktorand arbeitete er für die C. Lorenz AG, in deren Senderlabor er 1934 eintrat. 1938 wurde er Leiter des Großabteilens der Firma. Nach dem Kriege wirkte er an der Einrichtung der Geschäftsstelle Baden-Baden mit. Seit 1949 Leiter der Abteilung Funktechnik in Stuttgart, wurde ihm 1950 die Leitung des Lorenz-Werkes Berlin übertragen. Außerdem war er seit dieser Zeit Repräsentant von SEL in Berlin.



# Speisegerät zur Nachbildung alternder Batterien

## Technische Daten

- Ausgangsspannung: einstellbar zwischen 1,5 und 15 V
- Maximalstrom: 0,5 A
- Innenwiderstand: einstellbar zwischen 0,1 und 25 Ohm
- Restschwankungen der Ausgangsspannung:  $< \pm 5$  mV bei Änderungen der Netzspannung um  $\pm 20$  %
- Restbrummen:  $< 0,5$  mV<sub>eff</sub>
- Überlastungsschutz: durch Strombegrenzung oder automatische Abschaltung

Bei der Entwicklung und Instandsetzung von Batteriegeräten ist es wichtig zu prüfen, wie weit die Kapazität der Stromquellen ausgenutzt werden kann. Zum Beispiel bewirkt eine zu niedrige Betriebsspannung bei Empfängern meistens ein Aussetzen des Oszillators, und der Anstieg des Innenwiderstandes bei Alterung der Batterie äußert sich oft durch wildes Schwingen des NF-Verstärkers auf einer sehr niedrigen Frequenz.

Zur Nachbildung alternder Batterien kann eine Speisequelle mit veränderbarer Spannung benutzt werden, deren normaler Innenwiderstand sehr klein ist. Um den Innenwiderstand zu erhöhen, genügt es, entsprechende Widerstände mit einer Ausgangsklemme in Reihe zu schalten. Obwohl es naheliegt, in ein stabilisiertes Speisegerät einen Umschalter zur Wahl verschiedener Innenwiderstände einzubauen, ist ein derartiges Gerät aus industrieller Fertigung bisher nicht bekanntgeworden, und aus Platzgründen läßt sich ein solcher Umschalter meistens nicht nachträglich einbauen. Da der Selbstbau eines stabilisierten Netzgerätes sehr lohnend ist, wird im folgenden ein einfaches und besonders für die Reparatur von Transistorempfängern geeignetes Speisegerät mit veränderbarem Innenwiderstand beschrieben.

### 1. Spannungsstabilisierung mit Komplementärtransistoren

Der Innenwiderstand einer Spannungsquelle läßt sich mit Komplementärtransistoren auf besonders einfache Weise verringern. In der Prinzipschaltung Bild 1

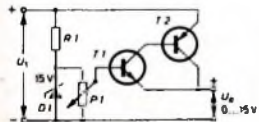


Bild 1. Prinzipschaltung eines Regelkreises mit Komplementärtransistoren

besteht der Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle im wesentlichen aus dem Widerstand des Potentiometers P1. Am Schieber von P1 liegt die Basis des npn-Transistors T1, dessen Collector zur Basis des pnp-Transistors T2 führt. Wird dem Ausgang mehr Strom entnommen, so steigen der Emitter- und der Collectorstrom von T1 an, und diese Stromänderung wird von T2 verstärkt. Daher liefert T2 den größten Teil des Ausgangsstroms. Sind  $\beta_1$  und  $\beta_2$  die Stromverstärkungen von T1 und T2, dann ist der Basisstrom

von T1 um  $(\beta_1 \cdot \beta_2)$  mal niedriger als der Ausgangsstrom. Gleichzeitig müßte sich auch der Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle um den Faktor  $\frac{1}{\beta_1 \cdot \beta_2}$  verringern. In der Praxis beobachtet man allerdings höhere Werte, da die Innenwiderstände der Primärquelle ( $U_1$ ) und der Zenerdiode D1 nicht Null und die inneren Collectorwiderstände (Ausgangswiderstände) der Transistoren nicht Unendlich sind.

Um einen Innenwiderstand von etwa 0,1 Ohm zu erreichen, muß man daher eine weitere Verstärkerstufe einfügen (Bild 2). Dem Leistungstransistor T3 ist hier der Transistor T2 als Emitterfolger vorgeschaltet. Die Widerstände R4 und R5 begrenzen die Collectorströme von T1 und T2, während R3 und R7 zur Ableitung der Collectorrestströme dienen. Die im Bild 2 angegebene Nennspannung der Zenerdiode D1 wurde gewählt, da der Temperaturkoeffizient dieser Dioden bei 6 V besonders klein ist. Außerdem erlaubt eine niedrige Referenzspannung einen großen Vorwiderstand, wodurch sich kleine Stromänderungen in der Diode bei Schwankungen der Primärspannung  $U_1$  ergeben. Dieser Vorwiderstand besteht aus dem Widerstand R1 und dem Signallämpchen La1 (24 V, 30 mA). Da bei einer solchen Lampe der Strom weniger schnell ansteigt als die angelegte Spannung, werden die Stromschwankungen in der Zenerdiode noch weiter verringert. Wegen der niedrigen Referenzspannung wird an P2 nur ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und dem Emitter von T1 zugeführt. Steigt die Primärspannung  $U_1$  an, so erhöht sich über R6 auch die Spannung am Schieber von P2. Dadurch geht der Collectorstrom von T1 zurück, und die Ausgangsspannung  $U_0$  sinkt ab. Auf diese Weise lassen sich bei geeigneter Wahl von R6 die netzabhängigen Restschwankungen weitgehend ausgleichen.

Zum Ausgleich der belastungsbedingten Änderungen der Ausgangsspannung  $U_0$  wird an R9 eine Rückkopplungsspannung abgegriffen und über R8 der Basis von T1 zugeführt. Bei einer bestimmten Stromentnahme ist der Innenwiderstand daher Null. In allen anderen Belastungsfällen nimmt er dagegen wegen der Stromabhängigkeit der Verstärkung der Transistoren niedrige positive oder negative Werte an.

### 2. Überlastungsschutz

Um das Speisegerät und den angeschlossenen Prüfling vor Überlastungen zu schützen, kann man den Strom begrenzen oder automatisch unterbrechen. In beiden Fällen ist es wünschenswert, daß der Überlastungszustand in möglichst auffälliger Weise, zum Beispiel durch eine Signallampe, angezeigt wird.

Die Schaltung nach Bild 2 gestattet beide Arten des Überlastungsschutzes. Bild 3 zeigt den dazu erforderlichen Hilfskreis (T4, D2) zusammen mit den wichtigsten Elementen des Regelkreises. Die Diode D2 ist eine Siliziumspitzendiode, die erst bei einer Spannung von etwa 0,6 V in Durchlaßrichtung einen nennenswerten Strom

führt und deren Innenwiderstand bei höheren Spannungen stark zurückgeht. Da der Strom durch R10 dem Ausgangsstrom proportional ist, kann dieser Widerstand so eingestellt werden, daß D2 bei Erreichen des vorgesehenen Maximalstroms leitend wird. Dann leitet auch T4, und T3 sperrt. Dabei bricht die Spannung an P2

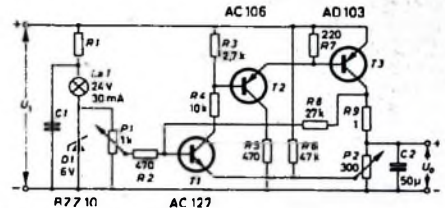


Bild 2. Schaltung eines stabilisierten Speisegerätes mit drei Transistoren

zusammen, wodurch die Collectorströme von T1 und T2 stark ansteigen und die Signallampe La2 aufleuchtet; D2 und T4 bleiben leitend.

Es hängt nun vom Spannungsabfall an R10 ab, ob sich der Schaltkreis endgültig abschaltet oder nach Aufheben der Überlastung wieder entriegelt. Ist der Spannungsabfall so groß, daß T4 sättigt ist und T3 gesperrt wird, dann bleibt die Abschaltung bestehen. Wenn dagegen der Collectorstrom von T3 etwa  $\frac{1}{5}$  des Maximalstroms nicht unterschreitet, so steigt nach Beseitigung der Überlastung an den Ausgangsklemmen die Spannung am Schieber von P2 wieder an, und der Schaltkreis kippt rasch in seine Ausgangsstellung zurück.

Außer vom Widerstandsabfall von R10 hängt der Spannungsabfall noch vom Sättigungsstrom von T2 ab, den der Widerstand der Signallampe La2 begrenzt. Wählt man für La2 eine Lampe mit 50 mA, so ist die Abschaltung endgültig. Bei einer Lampe mit 30 mA geht dagegen der Ausgangsstrom im Kurzschlußfall auf etwa 0,25 A zurück, also auf die Hälfte des Maximalstroms.

Beim Mustergerät wurde der Belastungsschutz durch Abschalten gewählt, da er sicherer ist und auch den Benutzer in nachdrücklicher Form auf Experimentierfehler aufmerksam macht. Der Schalter S1 zum Entriegeln des Schaltkreises muß so arbeiten, daß er auch ohne Gefahr bei Weiterbestehen der Überlastungsursache bedient werden kann. Dazu genügt es, T1 durch Kurzschließen der Basisleitung kurzzeitig stromlos zu machen. Wegen seiner

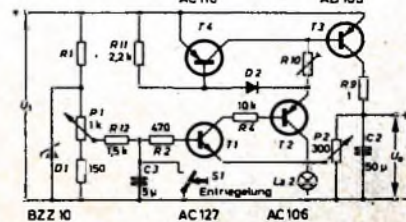


Bild 3. Der zusätzliche Transistor T4 ermöglicht die selbsttätige Abschaltung bei Überlastung



kleinen Zeitkonstante spricht der Überlastungsschutz bereits auf den Ladestrom der Siebkondensatoren an, die ein an die Ausgangsklemmen angeschlossenes Gerät enthält. Damit auch im Falle großer Kapazitäten im Ausgangskreis ein Entriegeln ohne vorheriges Zurückregeln der Ausgangsspannung möglich ist, wurde der Kondensator C3 angeordnet. Er läßt nach dem Entriegeln den Basisstrom von T1 und damit die Ausgangsspannung so langsam ansteigen, daß ein 1000-µF-Kondensator ohne Überschreiten des Maximalstroms aufgeladen werden kann.

### 3. Anzeige des Ausgangsstroms

Legt man ein Anzeigelinstrument direkt in den Ausgangskreis des Gerätes, dann vergrößert sich dessen Innenwiderstand für manche Anwendungen zu stark. Dies wird vermieden, wenn das Instrument innerhalb des Regelkreises in der Collectorleitung von T3 liegt. Der Ruhestrom durch P2 führt dann aber zu einer von der eingestellten Ausgangsspannung abhängigen Fehlzanzeige.

Diese beiden Nachteile vermeidet man jedoch mit der Brückenschaltung nach Bild 4. Die Querspannung der Brücke ändert sich nur mit dem durch R5 fließenden Ausgangsstrom, von der Ausgangsspannung  $U_0$  ist sie unabhängig. Ist I der bei Vollauschlag anzuzeigende Strom, i der Nennstrom des verwendeten Meßinstruments bei Vollauschlag und r sein Innenwiderstand, so gilt für den Reihenwiderstand R16 mit ausreichender Genauigkeit

$$R_{16} = \frac{I \cdot R_5}{i} - (r + R_{i4})$$

Durch Umschalten von R16 kann man mehrere Meßbereiche erhalten. Bei kleinen Werten von I ergeben sich nur dann positive und damit realisierbare Werte für R16, wenn das Produkt r·i, also der Spannungsabfall am Instrument bei Vollauschlag, klein ist.

### 4. Gesamtschaltung

Bild 5 zeigt das vollständige Schaltbild des Gerätes. Außer den bereits erwähnten Bauteilen enthält es einen Umschalter S1a, S1b, mit dem der Meßbereich des Strommessers und die Ansprechschwelle des Überlastungsschutzes von 0,5 auf 0,1 A

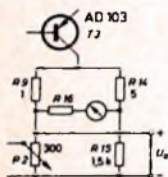
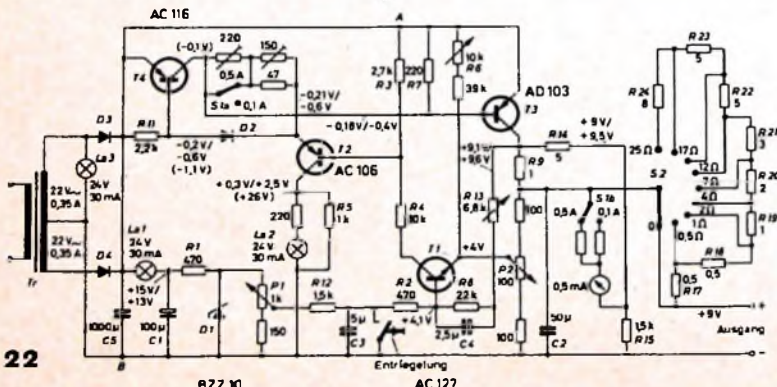


Bild 4. Durch eine Brückenschaltung wird vermieden, daß der Innenwiderstand des Speisegerätes von dem des Meßinstruments abhängt und daß der innere Reststrom mit angezeigt wird.

Bild 5. Gesamtschaltung des Speisegerätes.



umgeschaltet werden. Parallel zu R8 liegt C4, der den Innenwiderstand bis etwa 5000 Hz frequenzunabhängig macht. Höhere Frequenzen schließt C2 am Ausgang kurz. Mit R13 läßt sich der Innenwiderstand auf ein Minimum abgleichen. Der Schalter S2 und die Widerstände R17...R24 ermöglichen es, den Ausgangswiderstand bis 25 Ohm zu erhöhen. Die am Netztransformator Tr liegende Signallampe La3 zeigt die Betriebsbereitschaft an. Um gleiche Lampen verwenden zu können, wurde auch im Überlastungsschutz eine Signallampe mit 24 V, 30 mA eingebaut und mit je einem Parallel- und Serienwiderstand den Betriebsbedingungen angepaßt. Die in der Schaltung angegebenen Spannungswerte gelten bei normaler Netzspannung und 9 V Ausgangsspannung. Der Wert vor dem Schrägstrich wurde bei Leerlauf, der hinter dem Schrägstrich bei Vollast (0,5 A) gemessen; Werte in Klammern gelten nach dem Ausschalten durch den Überlastungsschutz. Positive Spannungen sind gegen Punkt B, negative gegen Punkt A gemessen.

Die Transistoren T2 und T3 müssen für eine maximale Collectorspannung von wenigstens 30 V ausgelegt sein. Wegen des Spannungsabfalls an R4 ist die Collectorspannung von T1 niedriger als 25 V, die von T4 ist < 1 V. Neben anderen eignen sich die Typen AC127, OC140 und 2N1304 für T1, AC106, AC124, AC132 und AC152 für T2, AD103, AD105 und ASZ16 für T3 sowie AC108, AC108, AC116, AC125 und OC71 für T4. Für die Diode D2 lassen sich die BA103, OA127 und OA200 sowie für D3, D4 die Typen OA210 und BYY31 verwenden.

### 5. Aufbau und Abgleich

Das Gerät wurde in ein Gehäuse mit den Abmessungen 20 cm x 16 cm x 11 cm eingebaut (Bild 6), das aus zwei U-förmig gebogenen Blechen besteht. Der Leistungs-transistor T3 ist auf einem 18 cm x 14 cm großen, 4 mm dicken und senkrechtstehenden Aluminiumblech mit dem im Bild 7 dargestellten Kühlflügel (aus dem gleichen Material) montiert. Die Anschlussklemmen sind doppelt vorhanden, damit die Verbindungsleitungen zum Prüfling in allen Fällen möglichst kurz bleiben.

Beim Verdrahten ist zu beachten, daß am Mittelabgriff des Netztransformators Tr und an den Verbindungsleitungen zu C5 keine Gleichspannungen abgenommen werden. Durch diese Leitungen fließt nämlich pulsierender Gleichstrom, und der dabei entstehende Spannungsabfall kann bei einem Abgriff vor C5 eine erhebliche Erhöhung der Brummspannung bewirken.

Bei der ersten Inbetriebnahme wird P1 zunächst auf Maximum gestellt und P2 so eingeregelt, daß die Ausgangsspannung

15 V beträgt. Dann verändert man die Netzspannung gleichmäßig um ± 20% und gleicht R6 so ab, daß die Schwankungen der Ausgangsspannung möglichst klein bleiben. Man arbeitet dazu bei mittlerer Belastung (etwa 9 V, 0,3 A) und verwendet ein empfindliches Voltmeter (100 mV) und eine Kompensationsbatterie von 9 V. Die Skala von P1 kann dann direkt in Spannungswerten geeicht werden. Die Zeitbeständigkeit dieser Eichung macht den Einbau eines Voltmeters überflüssig.

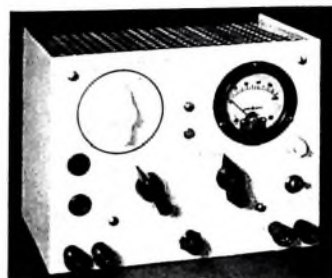


Bild 6 (oben). Die Ansicht des Gerätes zeigt links oben den geeichten Drehknopf zur Einstellung der Ausgangsspannung und darunter den Umschalter zur Wahl des Innenwiderstandes des Speisegerätes.

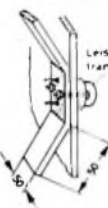


Bild 7. Zusätzlicher Kühlflügel auf der Kühlplatte des Leistungstransistors.

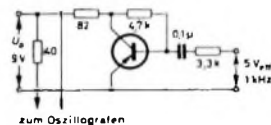


Bild 8. Verstärkerstufe zum Abgleich des Innenwiderstands bei Niederfrequenz.

Um den Innenwiderstand auf Minimum abzugleichen, arbeitet man zweckmäßigerweise mit etwa 1000 Hz. Das Speisegerät wird dabei mit einer Verstärkerstufe nach Bild 8 belastet, die mit einem NF-Transistor mittlerer Leistung (AC106, AC124, AC132, AC152, OC72, OC80) bestückt ist. An die Ausgangsklemmen schließt man einen Oszillografen oder ein NF-Millivoltmeter an und gleicht R13 auf Minimalspannung ab.

Der Innenwiderstand des Speisegerätes ist etwa 0,1 Ohm; er kann mit S2 erhöht werden. Werte bis 1 Ohm entsprechen etwa einem stark entladenen Akkumulator. Bei großen Monozellen kann man mit etwa 0,5 Ohm rechnen. Für 4,5-V-Taschenlampenbatterien liegt die Verwendungsgrenze bei einem Innenwiderstand von etwa 5 Ohm; für Kleinstbatterien (Hörgeräte) beträgt sie durchschnittlich 3 Ohm je Volt Nennspannung. Weitere Anhaltspunkte können durch praktische Versuche gewonnen werden. Dabei wird man feststellen, daß sich der Innenwiderstand der Spannungsquelle für Wechselstrom durch Parallelschalten eines Siebkondensators verringern läßt. In manchen Fällen kann damit die Benützungsdauer eines Batteriesatzes erheblich verlängert werden.

### Schrifttum

- (1) Schreiber, H.: Réparation des Récepteurs à Transistors, Paris 1964, Société des Editions Radio.



# Frequenzstabiler VFO für das 2-m-Band

## Technische Daten

Stufenfolge: Clapp-Oszillator, Trennstufe, HF-Verstärker  
 Frequenzbereich: 7,944 ... 8,166 MHz  
 Ausgangsspannung: 5 V<sub>eff</sub>  
 Ausgang: hochohmig  
 Leistungsaufnahme: etwa 17 W  
 Bestückung: 2 x EF 80, EF 184, STV 150/30, B 300 C 100 M

der Keramik folgen, um Frequenzverwerfungen zu vermeiden.

Die Einstellung der VFO-Frequenz erfolgt mit dem Drehkondensator C 1, dem der Trimmer C 2 (8 ... 30 pF) und der Festkondensator C 3 (25 pF) parallel geschaltet sind. Als Festkondensatoren für den Schwingkreis eignen sich Glimmer- oder Keramik-kondensatoren mit kleinem negativen Temperaturkoeffizienten. Mit dem Differentialdrehkondensator C 6 (2 x 15 pF),

Im Anodenkreis von R 6 2 liegt als Arbeitswiderstand die Drossel D r 2 (2,5 mH). Den Schirmgitterspannungsteiler bilden die Widerstände R 9 (5,6 kOhm) und R 8 (18 kOhm). Das Schirmgitter ist über den Kondensator C 13, die Katode über C 12 HF-mäßig an Masse gelegt.

Es erwies sich als zweckmäßig, den Oszillator dauernd schwingen zu lassen und die Trennstufe im Katodenkreis zu tasten. Die an die Buchse B u 2 angeschlossene Taste überbrückt den Widerstand R 7. An der Anode der Röhre R 6 2 wird das HF-Signal über den 100-pF-Kondensator C 14 ausgekoppelt und der Verstärkerstufe mit der Röhre R 6 3 (EF 184) zugeführt.

Diese HF-Verstärkerstufe hat die Aufgabe, das von der Trennstufe gelieferte Signal ausreichend zu verstärken. Im Anodenkreis von R 6 3 liegt die Drossel D r 3 (2,5 mH). R 11 (220 Ohm) ist der Katodenwiderstand, R 10 (100 kOhm) der Gitterableitwiderstand, R 12 (100 kOhm) und R 13 (15 kOhm) bilden den Schirmgitterspannungsteiler. Das Schirmgitter liegt über den Kondensator C 16 (10 nF), die Katode über C 15 (10 nF) HF-mäßig an Masse. An der Anode von R 6 3 wird die HF-Spannung von etwa 5 V<sub>eff</sub> über den Kondensator C 17 (100 pF) und ein Koaxialkabel der Buchse B u 1 zugeführt. Die Betriebsspannung für die Trenn- und HF-Verstärkerstufe ist 250 V (unstabilisiert).

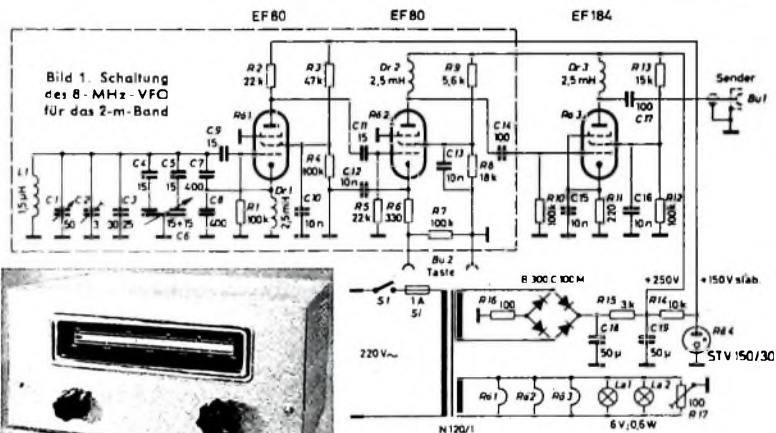


Bild 2. Ansicht des VFO im Gehäuse

Auf dem 2-m-Amateur-Band wird heute im allgemeinen noch mit quarzgesteuerten Oszillatoren gearbeitet. Für raschen Frequenzwechsel werden jedoch mehrere Quarze benötigt, und zwar meistens im 6- oder 8-MHz-Grundwellenbereich. Wie die Erfahrung zeigt, kommt man infolge der zunehmenden Bandbelegung besonders bei Wettbewerben mit umschaltbaren Quarzen nicht mehr aus. Abgesehen davon, gilt der Funkbetrieb auf verschiedenen Frequenzen auch als überholt. Eine Lösung dieses Problems bietet der frequenzvariable Oszillator (VFO), wie er auf anderen Bändern seit Jahren üblich ist. Damit ist der auf den Kurzwellenbändern übliche Gleichwellenbetrieb auch auf UKW möglich.

## 1. Schaltung des HF-Teils

Der Oszillator mit der Röhre EF 80 (R 6 1) arbeitet in Clapp-Schaltung (Bild 1), um möglichst hohe Frequenzkonstanz zu erreichen. Die Rückkopplung erfolgt über den kapazitiven Spannungsteiler C 7, C 8 (je 400 pF). Die Drossel D r 1 (2,5 mH) verhindert das Abfließen von Hochfrequenz nach Masse. Je größer die Kapazitäten parallel zum Eingang der Röhre sind, um so geringer ist die Frequenzdrift infolge Änderungen der Gitter-Katoden-Kapazität. Die Spule L 1 (1,5 µH) aus Silberdraht sollte unbedingt fest auf einen Keramikkörper gewickelt werden, denn bei Temperaturschwankungen muß die Windung des Drahtes nur kleinen Formänderungen

mit dem C 4 (TK ≈ +100) und C 5 (TK ≈ -220) in Serie liegen, läßt sich der Temperaturkoeffizient der Schaltung ausgleichen, der sonst ein „Laufen“ des Oszillators zur Folge hätte. Um Betriebs-spannungsschwankungen - sie können sich ebenfalls auf die Frequenz des Oszillators auswirken - zu vermeiden, muß der VFO mit einer stabilisierten Spannung von 150 V betrieben werden. Eine zusätzliche Stabilisierung wird durch den Schirmgitterspannungsteiler R 3 (47 kOhm), R 4 (100 kOhm) erreicht. Über C 10 (10 nF) ist das Schirmgitter HF-mäßig an Masse geschaltet.

Die Oszillatorspannung von etwa 500 mV gelangt über den keramischen Kondensator C 11 (15 pF) von der Anode der Röhre R 6 1 zum Gitter von R 6 2. Diese Röhre arbeitet als Trennstufe in A-Betrieb und hat die Aufgabe, Rückwirkungen auf die Oszillatöröhre zu verhindern. Rückwirkungen können zum Beispiel dann entstehen, wenn die Abstimmung der Endstufe oder die Antennenabstimmung des Senders geändert wird. Hierbei treten Gitterstromänderungen auf, die die Vorstufen belasten und deren Arbeitspunkte verändern. Der Arbeitspunkt der Trennröhre liegt auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie. Sie wird nur so weit ausge-steuert, daß noch kein Gitterstrom fließt. Eingang und Ausgang der Trennstufe müssen abgeschirmt werden. Außerdem ist es günstig, über die Heizleitungen Dämpfungssperlen zu ziehen und die Heizungsanschlüsse am Röhrensockel mit 10-nF-Kondensatoren abzublocken. Damit werden unerwünschte Verkopplungen vermieden.

## 2. Netzteil

Der Netzteil ist mit dem Transformator „N 120/1“ (Engel) bestückt, von dessen angezapfter Anodenspannungswicklung für Graetzgleichrichtung die 250-V-Wicklung benutzt wird. Die Gleichrichtung übernimmt der Selengleichrichter B 300 C 100 M. Der Widerstand R 16 (100 Ohm) ist ein Schutzwiderstand. R 14 (10 kOhm) arbeitet als Strombegrenzungswiderstand, der den Querstrom des Stabilisators STV 150/30 auf 17,5 mA begrenzt. Es ist zu beachten, daß der Querstrom nur unter Belastung gemessen werden darf.

## 3. Mechanischer Aufbau

Der VFO ist in einem Metallgehäuse „77 b“ von Leistner untergebracht (Bild 2). Die 298 mm x 149 mm große Frontplatte trägt die Nogoton-Skala, den Schalter S 1

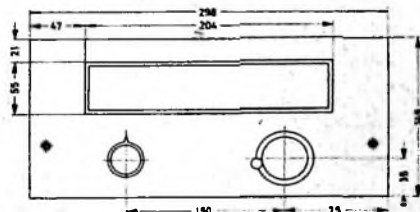


Bild 3. Abmessungen der Frontplatte und der Skala

sowie den Kurbelknopf für die Abstimmung des Oszillators. Die Abmessungen der Frontplatte und der Skala zeigt Bild 3. An der Rückseite des Gehäuses ist links die fünfpolige Normbuchse B u 2, in der Mitte die HF-Buchse B u 1 und rechts da-





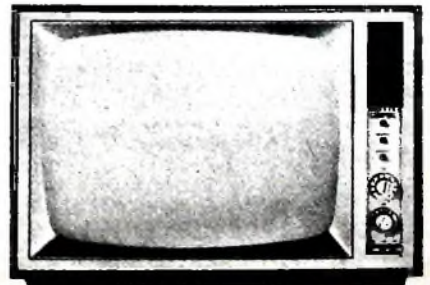




**Philips Fernsehgeräte  
sind zukunftsweisend**

**Gekühltes Chassis**

Die Konstruktion eines Philips Fernsehgerätes ist zuverlässig und betriebssicher. Beispiel: Das kühle Chassis. Die tiefgezogene stabile Rückwand garantiert durch ihren Aufbau eine ausgezeichnete Be- und Entlüftung. Daraus resultieren gleichbleibend niedrige Temperaturen an den Bauelementen. Sie leben länger. Philips Fernsehgeräte sind Begriff und Maßstab internationaler Spitzenklasse. Sie sind für die Zukunft gebaut. Sie bieten Zuverlässigkeit über viele Jahre.



....nimm doch **PHILIPS** Fernsehen



# Transistor-Pendelaudion für 30 MHz

Das genaue Einstellen der Rückkopplung eines üblichen Audions bereitet bei höheren Frequenzen gewisse Schwierigkeiten. Deshalb ist dann unter Umständen ein Pendelaudion vorteilhaft. Hierbei handelt es sich um ein Audion mit fester Rückkopplung, bei dem die Rückkopplungsschwingungen durch eine weitere Schwingung (Pendelschwingung), deren Frequenz erheblich niedriger als die Empfangsfrequenz ist, periodisch ein- und ausgeschaltet werden<sup>1)</sup>. Typisch für die Schaltung ist also das Pendeln zwischen schwingendem und nichtschwingendem Zustand. Die Pendelfrequenz muß in jedem Falle über der oberen Grenzfrequenz des nachgeschalteten NF-Verstärkers liegen. Am günstigsten ist der Bereich zwischen 40 und 60 kHz.

Pendelempfänger sind mit geringen Mitteln aufzubauen und weisen hohe Empfangsleistungen auf. Nachteilig machen sich jedoch das starke Rauschen bei fehlendem Eingangssignal und die Störstrahlung der Pendelfrequenz bemerkbar. Die Störstrahlung kann aber durch eine HF-Vorstufe<sup>2)</sup> und Abschirmung des Pendelaudions erheblich herabgesetzt werden.

Das beschriebene Pendelaudion ist für das 10-m-Band ausgelegt. Es kann aber auch für andere Bereiche durch Ändern des Schwingkreises umdimensioniert werden.

### Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Pendelaudions. Der Transistor AF 135 arbeitet in Basisschaltung mit Rückkopplung über den Kondensator C3 zwischen Collector und Emitter. Die Pendelfrequenz, die von der Zeitkonstante des RC-Gliedes R4, C6 abhängt, läßt sich mit R4 auf den günstigsten Wert einstellen. Das Antennen-

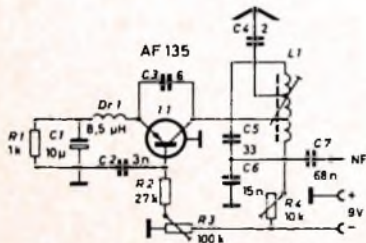


Bild 1. Schaltung des Pendelaudions

signal gelangt über den 2-pF-Kondensator C4 zu einer Anzapfung der Collectorkreisspule L1. Der Collector selbst liegt ebenfalls an einer Anzapfung dieser Spule. Auf diese Weise erreicht man, daß die Dämpfung des Kreises durch Antenne und Collector in erträglichen Grenzen bleibt. Die Niederfrequenz wird am kalten Ende des Kreises C5, L1 über den Kondensator C7 abgenommen. Mit dem Regler R3

1) s. a. Richter, H.: Technik der Funkfernsteuerung Funk-Techn. Bd 15 (1960) Nr. 3, S. 90-92, Nr. 4, S. 121-122, u. Nr. 5, S. 152

2) Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz. Funk-Techn. Bd 18 (1964) Nr. 23, S. 866

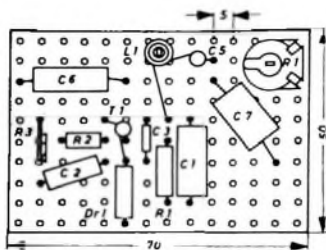


Bild 2. Maßskizze der Lochplatte

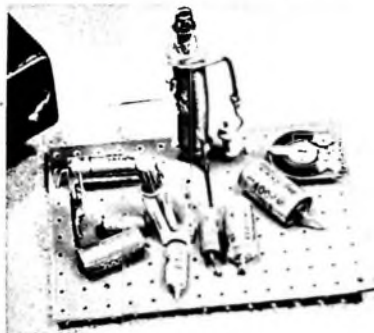


Bild 3. Blick auf die bestückte Lochplatte

stellt man den Arbeitspunkt von T1 optimal ein.

### Aufbau

Der Aufbau des Pendelaudions kann auf einer Lochplatte mit den Abmessungen 70 mm x 50 mm erfolgen. Die Anordnung der Bauelemente entspricht weitgehend dem Schaltbild (Bilder 2 und 3). Links liegen die Kondensatoren und Widerstände

### Einzelteilliste

Rollkondensatoren	(Wima)
Elektrolytkondensator	(Wima)
Keramische Kondensatoren	(Draloud)
Einstellregler „Tr 59 Tr“	(Draloud)
Bandfilterbausatz „F 2 F“	(Vogt)
Lochplatte „ExCu 1“	(Deutschlaender)
Transistor AF 135	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur durch den einschlägigen Fachhandel	

des Basiskreises. Rechts vom Transistor sind die Bauteile des Emitter- und Collectorkreises zu erkennen. Der Regler R4 fand in der rechten oberen Ecke Platz.

Die Spule L1 hat 28 Windungen aus 0,8-mm-CuL-Draht und ist auf den Bandfilterbausatz „F 2 F“ von Vogt gewickelt. Der Collectorabgriff liegt bei der 18. und die Anzapfung für den Antennenkondensator C4 bei der 21. Windung. Sollten infolge Streuungen der Spulendaten keine optimalen Empfangsleistungen erreicht werden, so sind die Anzapfungen um  $\pm 1$  Windung zu verlegen. Der beste Abgriffpunkt ist durch Versuch zu ermitteln.

### Inbetriebnahme

Zuerst wird der Regler R4 auf den maximalen Wert von 10 kOhm eingestellt. Dann trimmt man die Spule L1 mit einem Grid-Dip-Meter auf ungefähre Resonanz mit der gewünschten Frequenz und stellt mit den Reglern R3 und R4 den Arbeitspunkt von T1 beziehungsweise die Pendelfrequenz so ein, daß das NF-Ausgangssignal mit höchster Ausgangsspannung und bestem Ton zu hören ist.

Mit einem Oszillografen und einem amplitudenmodulierten Meßsender ist der Abgleich des Pendelaudions auf maximale Leistung besonders einfach. Der Oszillograf wird dazu an den NF-Ausgang und der Meßsender an C4 angeschlossen. Dann werden die Spule L1 und der Regler R3 wechselweise so abgeglichen, daß auf dem Schirm die sinusförmige Modulation des Meßsenders mit maximaler Amplitude unverzerrt erscheint. Dabei ist zu beachten, daß die NF nicht von HF-Resten überlagert sein darf. Die Einstellung des Reglers R3 muß sehr sorgfältig erfolgen.

### Störstrahlungsfreiheit beim Amateurfunk



Unter diesem Zeichen hat das UKW-Referat des Deutschen Amateur-Radio-Club e.V. unlängst eine Kampagne begonnen, die eine Abkehr von der weitverbreiteten offenen Chassisbauweise für Amateur-UKW-Sender zum Ziel hat. Der Appell, „in Filtern und Panzern zu denken“, richtet sich nicht nur an die Funkamateure, sondern auch an die Hersteller einschlägiger Geräte.

Die Möglichkeit, Fernsehgeräte im unmittelbaren Nahfeld zu stören, soll durch eine zweckmäßige Senderkonstruktion eingeschränkt werden. Hierzu ist neben einer dichten Abschirmung die Anwendung von Filtern im Antennen-Ausgang und in der Stromzuführung erforderlich.

Fernseh-, Rundfunk- und Tonbandgeräte weisen oft die unangenehme Eigenschaft auf, Sendungen amplitudenmodulierter UKW-Sender mit dem Niederfrequenzteil aufzunehmen. Das UKW-Referat bittet die Industrie, diesem Mangel ihre besondere Aufmerksamkeit zu widmen.

In uneigennütziger Weise hat sich schon ein namhaftes Herstellerwerk angeboten, die hier auftretenden Probleme im Prüffeld zu untersuchen und generelle Vorschläge zur Abhilfe auszuarbeiten. Es handelt sich um einen großen und ganzen um eine geringfügige vorbeugende Maßnahme, die nur einen Bruchteil der Kosten erfordert, die eine nachträgliche Beseitigung dieser Erscheinung verursacht.

Sicher wird auch der Handel, der bei Störmeldungen dieser Art oft vor Schwierigkeiten steht, eine Beseitigung des Effektes begrüßen.

**DARC-UKW-Referat**  
Erwin Klein, DL 1 PS, Osnabrück





# Service an Stereo-Decodern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 24, S. 905

## 4.5 Rauschabstand

Abschnitt 1.2.2. enthielt bereits Hinweise auf den etwa 20 dB schlechteren Störabstand beim Empfang eines HF-Stereo-Signals nach dem Pilottonverfahren. Wichtigste Voraussetzung für eine Wiedergabe mit zufriedenstellendem Rauschabstand ist daher eine genügend hohe Antennenspannung. Aber auch nach dem vollen Begrenzungseinsatz (der nach den Ausführungen im Abschnitt 1.2.2. untere Grenzbedingung für Stereo-Empfang ist) bleibt ein Unterschied im Stör-(Rausch-)Abstand zwischen einer Mono- und einer Stereo-Sendung bestehen. Je nach Empfängertyp und Qualitätsansprüchen wird die Hörbarkeitsgrenze des Störsignals bei einer Stereo-Sendung bei 60 ... 100  $\mu$ V Antennen-

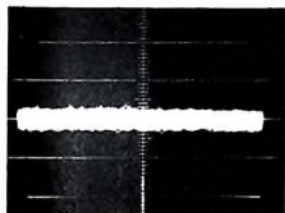


Bild 49. Ausgangssignal des Empfängers während einer Modulationspause; der Sender strahlt keinen Pilotton ab

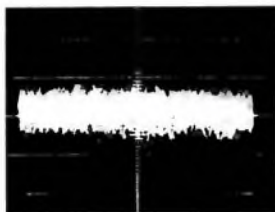


Bild 50. Ausgangssignal des Empfängers wie im Bild 49 während einer Modulationspause, jedoch nach dem Einschalten des Pilottons

eingangsspannung unterschritten, also bei einem um 20 dB höheren Wert als bei Mono-Sendungen. Automatisch von Mono- auf Stereo-Empfang umschaltende Decoder sind daher auf einen Schwellwert eingestellt, der etwa 6 dB über dem Begrenzungseinsatz (also bei 18 ... 25  $\mu$ V Antennenspannung) liegt. Die Tatsache, daß bei Stereo-Empfang höheres Rauschen auftritt, wird im Kundendienst zwangsläufig dazu führen, daß vor allem in der Anfangszeit von den Gerätebesitzern ein Defekt vermutet wird, auch wenn kein Fehler vorliegt. Daher muß sich der Techniker mit den möglichen Quellen eines eventuell doch zu starken Rauschens vertraut machen, damit er im Zweifelsfall eine klare und sichere Auskunft geben kann.

Wie in einem späteren Kapitel noch ausführlicher beschrieben werden wird, ist für die Messungen unbedingt ein zum Prüfdecoder gehörender HF-Sender mit definierter Regelung des HF-Ausgangspegels erforderlich (notfalls genügt auch stufenweise Regelung). In Anbetracht des hohen Aufwandes für eine Absolut-eichung in  $\mu$ V dürfte aber auch eine Relativ-eichung in dB ausreichen, da sich - entsprechend den unter 1.2. gegebenen Rat-schlägen - der Begrenzungseinsatz als Bezugspegel verwenden läßt.

Hier sei noch ein Verfahren für die übersichtliche Kontrolle des Signal-Rausch-Verhältnisses angegeben, mit dem man sich helfen kann, bis ein geeigneter HF-Stereo-Generator vorhanden ist. In den schlecht oder nur knapp ausreichend versorgten Empfangsgebieten hört man den Rauschanstieg in der Pause vor der Ansage einer Stereo-Testsendung, wenn der Sender auf

Stereo-Betrieb umschaltet. Ein parallel zu einem Lautsprecher geschalteter Oszillograf zeigt die Summe der Störspannungen einschließlich des Rauschens. Bei unveränderter Y-Empfindlichkeit besteht ein deutlicher Pegelunterschied zwischen dem Mono- und dem Stereo-Störsignal (Bilder 48 und 50). Das Verhältnis zwischen dem Mono-Störpegel (Bild 49) und dem Stereo-Störpegel (Bild 50) ist 1 : 3 bis 1 : 4 bei 10  $\mu$ V Antennenspannung, die bei fast allen neuzeitlichen Empfängern volle Begrenzung gewährleistet. Der Verfasser hat eine Anzahl der zur Zeit angebotenen Empfänger untersucht und eine gute Übereinstimmung der Resultate gefunden. Lediglich die Decoder mit synchronisiertem Hilsträgeroszillator zeigten einen höheren Rauschpegel. Bei den automatisch umschaltenden Decodern wurde die Automatik bei der Messung außer Betrieb gesetzt. Falls man dazu einmal vorübergehend den Schwellwert-Einstellregler verstellt, darf man aber nicht versäumen, ihn anschließend wieder in die ursprüngliche Stellung zurückzudrehen, weil dem Gerätebesitzer mit einer auf höhere Empfindlichkeit eingestellten Automatik kein guter Dienst erwiesen wird.

Auch beim Zurückregeln der Umschaltempfindlichkeit kann man sich mit einfachsten Mitteln helfen, indem man die für den Begrenzungseinsatz erforderliche Spannung (die sich durch kontinuierliches Abschwächen der Antennenspannung zum Beispiel mit einem Dämpfungsregler einstellen läßt, wie er für die Antennen-installation verwendet wird) mit einem Vorsteckdämpfungsglied um weitere 6 dB absenkt. Jetzt darf die Schwellwert-Automatik gerade umschalten.

Dieser Versuch ist auch dann aufschlußreich und daher zu empfehlen, wenn der Service-HF-Stereo-Generator bereits zur Verfügung steht. Er ergibt mit wenig Mühe Klarheit darüber, ob das beanstandete Rauschen bei schlechter Versorgung - und nur dann muß sich der Service mit dem Rauschproblem befassen - durch die physikalischen und vom Übertragungssystem abhängigen Gegebenheiten bedingt ist oder nicht.

Die Bilder 51 bis 56 gestatten einen weiteren Vergleich der Multiplex- beziehungsweise Sinussignale bei den beiden Antennenspannungen 10  $\mu$ V und 100  $\mu$ V. Letztere hat für die Service-Praxis eine besondere Bedeutung, weil 100  $\mu$ V dem in VDE 0855, Teil 2 genannten Mindestwert in gut versorgten Gebieten entsprechen. Die Oszillogramme wurden im Interesse der besseren Vergleichsmöglichkeit des überlagerten Störsignals gleich hoch eingestellt. Der Modulationshub für die Niederfrequenz 1 kHz war konstant 38 kHz wie in den Testsendungen der Rundfunk-anstalten.

Die Multiplex-Oszillogramme (Bilder 51 und 52) sind wegen der dicht nebeneinanderliegenden Schwingungszüge nur bedingt, die Decoder-Ausgangssignale dagegen verhältnismäßig gut zur Kon-

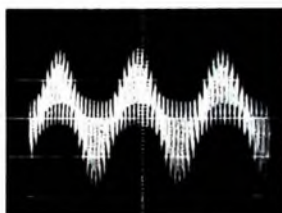


Bild 51. Multiplexsignal am Decoder-eingang, gemessen bei 10  $\mu$ V Eingangsspannung (Antennensignal)

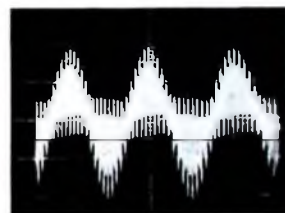


Bild 52. Multiplexsignal wie im Bild 51, jedoch bei 100  $\mu$ V Eingangsspannung (Antennensignal)

trolle des Nutz-Stör-Verhältnisses verwendbar. Man sollte daher auch nach einem zufriedenstellend ausgefallenen Rauschtest (Bilder 48 und 50) nicht versäumen, die Oszillogramme mit Modulation zu betrachten. Der Rauschtest ermöglicht nämlich nur einen relativen Vergleich der Bedingungen für Mono- und Stereo-Empfang. Rauscht ein Gerät auch während der Mono-Sendungen zu stark, dann muß das Ergebnis bei Stereo-Empfang erst recht unbefriedigend sein. Aus den Oszillogrammen mit Ton-



GUTE AUSSICHTEN ...

Röhrentypen DY 86, PCL 82, PCL 85, PL 36 und PY 88 vorrätig bei Heninger

Ersatzteile durch **HENINGER**

der Versandweg ... sehr vernünftig!



**WIMA-  
MKS**



**Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren.**

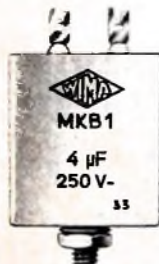
**Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahlanschlüssen.**

**Vorteile:**

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte
  - Exakte geometrische Abmessungen.
  - Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
  - Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
  - Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheilteffekt.
  - HF-kontaktsicher und Induktionsarm.
  - Verbesserte Feuchtesicherheit.
- Betriebsspannungen:**  
250 V- und 400 V-;  
 $U_N=100$  V- in Vorbereitung



**Moderne  
Bau-  
elemente  
für  
die  
Elektronik**



**WIMA-  
MKB**



**Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren in Becherausführung.**  
Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

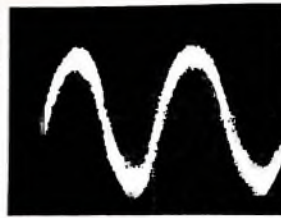
**Zwei Ausführungen:**

**MKB 1:** Im rechteckigen Alu-Becher mit Lötösen und Schraubbolzenbefestigung. Gießharzverschluß.

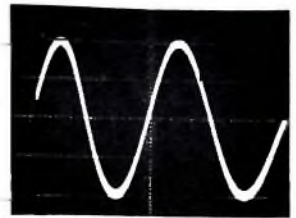
**MKB 2:** Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher.  
**Betriebsspannungen:** 250 V- (bis 16 µF) und 400 V- (bis 6 µF).

**Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.**

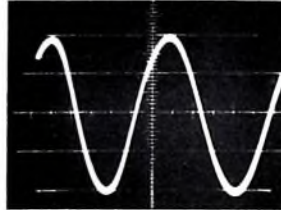
**WIMA WILH. WESTERMANN  
SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN  
68 MANNHEIM POSTFACH 2348**



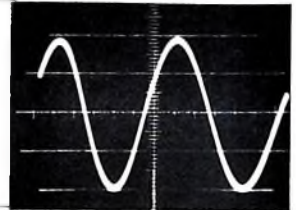
**Bild 53** Rechtes Decoder-Ausgangssignal bei Modulation des rechten Kanals mit 1 kHz; die dem Empfänger zugeführte Antennenspannung ist 10 µV



**Bild 54** Rechtes Decoder-Ausgangssignal bei Modulation des rechten Kanals mit 1 kHz, jedoch bei 100 µV Antennenspannung am Empfänger



**Bild 55** Das dem Bild 53 entsprechende Mono-Signal (R = L, Pilotsignal aus)



**Bild 56** Das dem Bild 54 entsprechende Mono-Signal (R = L, Pilotsignal aus)

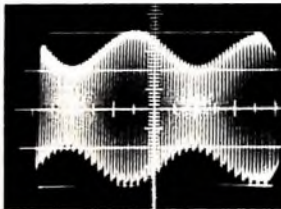
frequenzmodulation (Bilder 53 bis 56) kann man nach einiger Übung sogar sofort erkennen, ob das Rauschen im Vergleich zum Antennenspannungswert seiner Größenordnung nach noch zulässig ist oder ob ein Fehler vorliegt

#### 4.5.1. *Hilfsträgeramplitude*

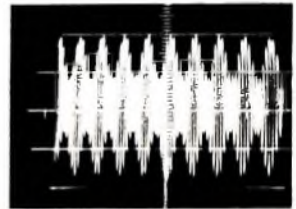
Nicht ohne Grund wird die Hilfsträgeramplitude im Zusammenhang mit dem Rauschabstand behandelt. Die Hilfsträgeramplitude hat nämlich - vor allem bei Matrix-Decodern - einen erheblichen Einfluß auf den Rauschabstand. Sie darf weder zu groß noch zu klein sein; bei zu starkem Abweichen in beiden Richtungen erzeugt sie übermäßiges Rauschen. Außerdem hat eine zu geringe Hilfsträgeramplitude einen zu großen Klirrfaktor zur Folge. Einige Decoder, zum Beispiel der im Bild 42a gezeigte, enthalten daher einen Einstellregler für die Hilfsträgeramplitude. Beim Messen der Hilfsträgeramplitude sind vor allem zwei Gesichtspunkte zu beachten. Die Amplitude muß

1. für den Bereich niedriger Antennenspannungen ausreichen und
2. auch für die höchste Modulationsfrequenz von 15 kHz groß genug sein, die nach der Amplitudencharakteristik der Preemphasis (Bild 26) bei 50 µs Vorentzerrung um 14 dB gegenüber 1 kHz angehoben ist.

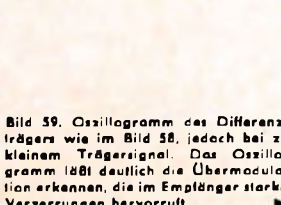
Ferner muß man beim Beurteilen der Hilfsträgeramplitude den Grad der Aussteuerung berücksichtigen. Das Differenzsignal erreicht seinen höchsten Wert immer dann, wenn nur ein Kanal



**Bild 57** Oszillogramm des Differenzträgers bei einem Matrix-Decoder; der Modulationsgrad ist 33% (bei 1 kHz)



**Bild 58** Oszillogramm des Differenzträgers; der Modulationsgrad ist hier jedoch auf 43% (bei 5 kHz) gestiegen



**Bild 59** Oszillogramm des Differenzträgers wie im Bild 58, jedoch bei zu kleinem Trägersignal. Das Oszillogramm läßt deutlich die Übermodulation erkennen, die im Empfänger starke Verzerrungen hervorruft



moduliert wird. In diesem Fall sind die Amplituden des Summen- und des Differenzsignals gleich, das heißt, sie beanspruchen beide je die Hälfte des Modulationsinhalts. Der maximal auftretende Hub des Differenzsignals ist daher  $(75-7,5)/2 = 33,75$  kHz, wenn man die Pilottonamplitude mit 7,5 kHz ansetzt. Der theoretische Fall  $R = -L$  beziehungsweise  $L = -R$  sei dabei nicht berücksichtigt. Der errechnete Maximalhub des Differenzkanals von rund 34 kHz kann wegen der Preemphasis jedoch nur teilweise für die Frequenz 1 kHz ausgenutzt werden. Daher enthalten Abgleichanleitungen für Decoder manchmal den Hinweis, daß während der Abgleicharbeiten im Hilfsträgerkanal (und auch sonst) ein Hub von zusammen nur 22,5 kHz für Summe und Differenz (neben den 7,5 kHz für den Pilotkanal) einzustellen ist. Ferner findet man aus dem gleichen Grunde die Vorschrift, daß während des von den Rundfunkanstalten teilweise mit 38 kHz Hub ausgestrahlten Testsendungs-Abschnittes mit dem Differenzsignal ein Parallelwiderstand einzulöten ist, der die Amplitude auf einen dem normalen Arbeitsverhalten entsprechenden Wert absenkt.

In den Matrix-Decodern mit Rückmodulation des Hilfsträgers ergibt sich für 1 kHz ungefähr ein Modulationsgrad von 33% (Bild 57). Der Modulationsgrad steigt aber beim Erhöhen der Frequenz nicht in dem Maße an, wie man es auf Grund der Preemphasis-Charakteristik erwarten könnte, weil die verwendeten Kreise eine endliche Bandbreite haben, die sogar mit Hilfe parallel geschalteter Dämpfungswiderstände als Deemphasis ausgenutzt wird. Daher steigt der Modulationsgrad bei 5 kHz Modulationsfrequenz lediglich auf 43% an (Bild 58). Übermodulation, die natürlich unter allen Umständen vermieden werden muß, zeigt abschließend das Bild 59. (Fortsetzung folgt)

## Aus Zeitschriften und Büchern

### Drei elektronische Kleinthermostate

Vielmehr besteht der Wunsch nach einer einfachen Möglichkeit, die Temperatur von elektronischen Bauelementen konstant zu halten. Insbesondere Oszillatoren oder Gleichstromverstärker mit Halbleitern kommen hier in Betracht. Im folgenden wird über drei verschiedene Schaltungen für elektronische Kleinthermostate berichtet.

#### 1. Thermostat mit Transistor-Temperaturfühler

Eine einfache Temperaturregelschaltung erhält man, wenn als Temperaturfühler ein Transistor eingesetzt wird. Dies ist möglich, weil die Transistorparameter stark temperaturabhängig sind. Die Schaltung des Kleinthermostaten<sup>1)</sup> ist im Bild 1 dargestellt. T 1 ist Tem-

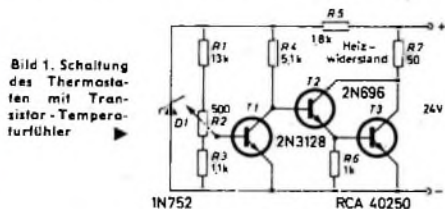


Bild 1. Schaltung des Thermostaten mit Transistor-Temperaturfühler

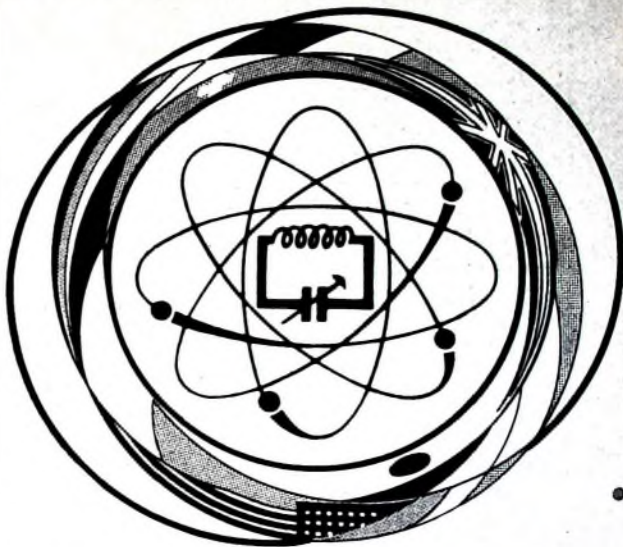
peraturfühler, und der Collectorstrom ändert sich mit der Temperatur, wenn die Basis-Emitter-Spannung konstant gehalten wird. Das bewirkt die Zenerdiode D 1 mit dem dazu parallel geschalteten Spannungsteiler R 1, R 2, R 3.

Der Leistungstransistor T 3 schaltet den Heizwiderstand R 7, an dem eine Leistung von etwa 10 W in Wärme umgesetzt wird. Die Ankopplung des Endtransistors über die Basis-Emitter-Strecke von T 2 bewirkt eine sehr geringe Belastung von T 1. Heizelement R 7 und Temperaturfühler T 1 sind gut wärmeleitend nebeneinander auf einem Blech oder Metallklotz montiert, die ihrerseits gut wärmeisoliert werden. Auf derselben Montageplatte kann man auch die anderen auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauteile unterbringen.

Wenn die Temperatur der Platte sinkt, fällt der Collectorstrom von T 1, so daß die Collectorspannung steigt und T 2 sowie T 3 stärker angesteuert werden. Damit steigen Heizleistung und Temperatur wieder an. Die Solltemperatur kann mit R 3 eingestellt werden und liegt im Musteraufbau bei etwa 70 °C. Sie ändert sich um weniger als 0,2 °C bei Schwankungen der Umgebungstemperatur von 10 °C. Es können auch höhere Temperaturen (bis zu rund 150 °C) eingestellt werden, doch ist dann darauf zu achten, daß die Sperrschichttemperatur von T 3 nicht über den zulässigen Wert ansteigt.

<sup>1)</sup> Greenblatt, S.: Transistor becomes sensor in temperature regulator. Electronics Ed. 37 (1964) Nr. 28, S. 65

Elektronik-Fachleute aus aller Welt treffen sich 1965



auf der Internationalen Ausstellung

# ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE



und der Internationalen Ausstellung der

# ELEKTROAKUSTIK

PARIS Porte de Versailles  
vom 8. bis 13. April 1965

der größten Ausstellung der Welt auf dem  
Gebiet der Elektronik

Elektronische Bauelemente, Röhren  
und Halbleiter, Meß-, Steuerungs- und  
Regelgeräte, Elektroakustik....

Auskünfte und Unterlagen durch  
S.D.S.A. 16, rue de Presles  
PARIS 15<sup>e</sup> - Tél. 273.24.70

Unter der Schirmherrschaft der F.N.I.E.:  
**Internationales Kolloquium  
über die  
Technik der Datenspeicher**

veranstaltet vom französischen Verband  
der Elektronik- und Radio-Ingenieure

MAISON DE L'UNESCO, PARIS  
125, avenue de Suffren  
vom 5. bis 10. April 1965





## 2. Kleinthermostat mit 0,01 °C Temperaturdrift

Im Bild 1 ist die Schaltung eines Kleinthermostaten mit nur 0,01 °C Temperaturdrift dargestellt, bei dem der Heizwiderstand R4 mit einem gesteuerten Silliumgleichrichter D geschaltet wird. Damit ist es möglich, den eigentlichen Heizkreis mit Wechselspannung zu

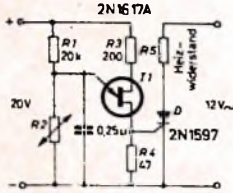


Bild 2. Schaltung eines Kleinthermostaten mit geringer Temperaturdrift

betreiben, so daß man eine besonders wirtschaftliche Lösung erhält. Die Steuerelektrode von D wird von einer Schwingungsschaltung mit dem S-Transistor T1 (unijunction Transistor<sup>2)</sup>) angesteuert. Der Emitter-Spannungsteiler enthält den NTC-Widerstand R2, und die Emitterspannung für T1 ist daher temperaturabhängig. Sobald diese Spannung unter die Höckerspannung von T1 absinkt, fallen die Schwingungen ab, und der gesteuerte Gleichrichter D bleibt gesperrt.

Um eine bestimmte Thermostat-Temperatur T zu erhalten, muß R1 richtig dimensioniert werden. Für den Widerstand des Heißleiters R2 bei der Temperatur T gilt die Beziehung

$$R_2 = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)}$$

Dabei bedeutet  $R_0$  den Widerstand des Heißleiters bei der international üblichen Bezugstemperatur  $T_0$  von 298 °K, T die gewünschte Temperatur in °K und B die Heißleiterkonstante in °K. Mit Hilfe des für die gewünschte Thermostat-Temperatur ermittelten Widerstandswertes R2 kann man dann R1 aus der Gleichung

$$R_1 = \frac{R_2 (U_B - U_H)}{U_H - I_H R_2}$$

<sup>2)</sup> Ferris, R. G.: Thermostat operates with 0,01 °C differential. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 26, S. 65-66

<sup>3)</sup> s. a. Schreiber, H.: Kleines Lexikon der angewandten Transistor-Technik, S-Transistor. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 10, S. 363 bis 364

errechnen. Darin ist  $U_B$  die Betriebsgleichspannung,  $U_H$  die Höcker-spannung und  $I_H$  der Höckerstrom des S-Transistors. Für den Aufbau des Thermostaten gelten die schon im Abschnitt 1 genannten Gesichtspunkte

## 3. Kleinthermostat mit Transistor als Heizelement

Als Wärmequelle für einen Kleinthermostaten eignet sich auch ein Transistor, dessen Verlustleistung geregelt wird. Bild 3 zeigt ein Schaltbeispiel hierfür<sup>4)</sup>. Die aus den Widerständen R1 - R4 bestehende Brückenschaltung enthält einen NTC-Widerstand. Bei einer bestimmten Temperatur (mit der vorliegenden Dimensionierung bei etwa 50 °C) ist die Brücke im Gleichgewicht. Bei abweichenden Temperaturen liefert sie eine positive oder negative Steuerspannung für den Transistor T1. Im Falle positiver Spannung ( $T < 50 °C$ ) ist T1 gesperrt, und T2 erhält über den Collectorwiderstand R5 ein

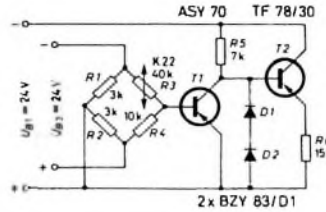


Bild 3. Schaltbild eines Kleinthermostaten. Der Transistor T2 wirkt als Heizelement

negatives Basispotential. Der dann fließende Collectorstrom hat eine Verlustleistung in T2 zur Folge, so daß sich dieser Transistor erwärmt. Mit steigender Temperatur wird die Brückenausgangsspannung negativer, und T1 übernimmt einen Teil des durch R5 fließenden Stroms. Dadurch sinkt die Verlustleistung von T2, und es stellt sich schließlich ein Gleichgewichtszustand ein, bei dem die Wärmeverluste des Thermostaten gerade mit der Verlustleistung von T2 gedeckt werden.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen die Basis-Emitter-Spannung von T2 auf etwa 1,2 V, so daß (in Verbindung mit R6) der Collectorstrom auf maximal etwa 100 mA ansteigen kann. Bei der Dimensionierung ist darauf zu achten, daß die höchstzulässige Sperrschichttemperatur

<sup>4)</sup> Halbleiter-Schaltbeispiele. Ausgabe April 1964, Seite 54-55. Druckschrift der Siemens & Halske AG, Wernerwerk für Bauelemente, München



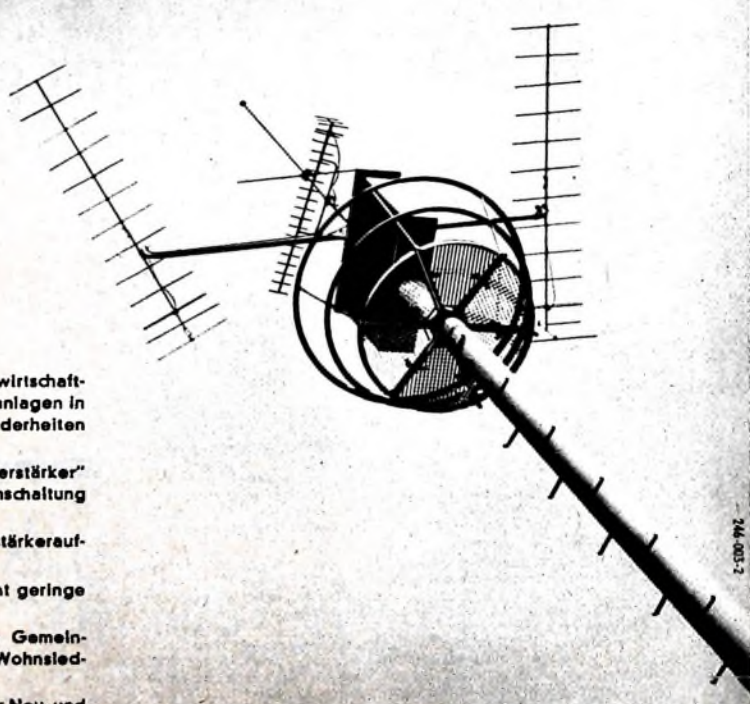
## Richtungweisende Schaltungstechnik in Siemens-Antennenanlagen für Neu- und Altbauten

Unser umfangreiches Teileprogramm ermöglicht den wirtschaftlich günstigen Aufbau von Gemeinschafts-Antennenanlagen in allen praktisch vorkommenden Fällen. Einige Besonderheiten der Siemens-Antennentechnik:

- Das „Siemens-Durchschleifverfahren für Antennenverstärker“ erfordert keine zusätzlichen Weichen zur Zusammenschaltung der verschiedenen Frequenzbereiche.
- Die „Richtungskopplertechnik“ verringert den Verstärkeraufwand für das Teilnehmernetz.
- Das „Stichleitungsverfahren für Altbauten“ verursacht geringe Kosten für die erste Ausbaustufe.
- Spezial-Beutelle ermöglichen den Aufbau großer Gemeinschafts-Antennenanlagen zur Versorgung ganzer Wohnsiedlungen.

Die Planung von Gemeinschafts-Antennenanlagen für Neu- und Altbauten übernehmen kostenlos unsere Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT  
Wernerwerk für Hochfrequenz- und Kabeltechnik





# Eine wertvolle Arbeitsunterlage für den Antennenbauer



## AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsantennen · Elektromagnetische Wellen auf Leitungen · Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten · Zubehör für Antennenanlagen · Zweckmäßigkeit und Sicherheit von Antennen und Zubehör · Gemeinschaftsantennen-Anlagen · Autoantennen

## Urteile aus der Fachwelt

„Das Buch ist auf Antennenanlagen ausgerichtet, die mit industriell gefertigten Antennen und Bauteilen auszuführen sind. In allen Einzelheiten behandelt es die vielfältigen Probleme der Antennenmontage. Für diese Fragen des praktischen Antennenbaus gibt das Buch ausführliche Anleitungen. Der Verfasser hat die vielseitigen Probleme der Empfangsantennen-Technik übersichtlich geordnet und so erklärt, daß sie auch für den Leser mit geringeren technischen Kenntnissen verständlich sind. Der Techniker mit weitgehendem Interesse hingegen findet Berechnungsformeln, soweit sie sich noch in einfacher Form darstellen lassen.“  
ZVEI-Mitteilungen

„... Das Buch wird damit zu einem handfesten Informationswerk für den praktischen Antennenbauer.“  
Funkschau

„... machen das Buch zu einem abgerundeten Kompendium, das vor allem dem Praktiker alles Notwendige und Wissenswerte darbietet. Aber auch der Labormann und der Theoretiker, der sich über den neuesten Stand informieren will, findet hier eine zusammenfassende Darstellung mit allen für ihn interessanten Berechnungsgrundlagen.“  
Elektra-Welt · Elektra-Handel

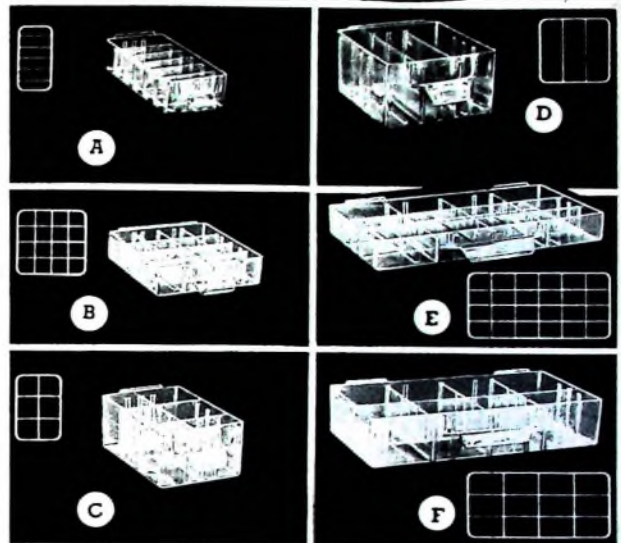
235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

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

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52

# raaco



## Übersichtlich lagern.

Durchsichtige Schubfächer in 6 verschiedenen Größen mit vielen Unterteilungsmöglichkeiten: längs oder quer bzw. kreuz und quer.

Über 30 bewährte Magazin-Typen. Zur Einzelverwendung am Arbeitsplatz oder, übereinander einrastend, für Lagerwände jeder Größe.



Hier

bitte

gleich abtrennen —

ausfüllen —

einsenden.



36A/DM 56,—

# raaco

Handelsgesellschaft für Lagersysteme  
und Organisationstechnik mbH  
2 Hamburg 1, Steindamm 35

Bitte, senden Sie kostenlos und unverbindlich Ihren umfangreichen

## Hauptkatalog

Absender: (Stempel)



von T<sub>2</sub> nicht überschritten wird. Der Heißleiter und die Transistoren müssen die gleiche Temperatur haben und sollen deshalb nahe beieinander montiert sein.

Die Temperatur des Thermostatblocks ändert sich bei entsprechender Wärmeisolation nur um  $\pm 0,25$  °C für Raumtemperaturen zwischen 10 °C und 40 °C. Die beiden 24-V-Betriebsspannungen  $U_{B1}$  und  $U_{B2}$  müssen im Netzgerät galvanisch getrennt erzeugt werden.

**ZVEI Elektro-Einkaufsführer.** Herausgegeben in Zusammenarbeit mit dem ZVEI, Mindelheim 1964, Verlag W. Sachon. Etwa 1250 S. 10 cm x 16,5 cm. Preis brosch. 6,- DM.

2400 Warengruppen geben im Hauptteil dieses Einkaufsführers einen Überblick über die Produktion der westdeutschen Elektroindustrie. Das schnelle Auffinden der Warengruppen wird durch ein Suchwörterverzeichnis mit mehr als 20 000 Suchwörtern erleichtert. In einem besonderen Firmenverzeichnis sind in alphabetischer Reihenfolge alle Firmen mit ihren Firmenzeichen, Markennamen, der handelsgerichtlichen Eintragung, Anschriften usw. besonders aufgeführt. Zusätzlich zur deutschen Ausgabe erschienen noch drei fremdsprachige Ausgaben (Englisch, Französisch, Spanisch).

Schaltungen mit Gleichstromrelais. Von A. H. Bruinsma 1964, Philips Taschenbücher. 88 S. m. 66 B 14,5 cm x 21,5 cm. Preis kart. 7,- DM.

Die Entwicklung der Schalttransistoren hat das Relais nicht aus der Schaltungstechnik der Elektronik verdrängen können, denn es bietet Möglichkeiten, die sich auf andere Weise nur schwer oder überhaupt nicht verwirklichen lassen. Das beweist auch das vorliegende Buch, das eine Übersicht über wenig gebräuchliche Schaltungen mit Gleichstromrelais gibt, die sich in der Praxis als nützlich erwiesen haben. Dabei wird angenommen, daß das Relais praktisch ein Verstärkerelement ist, das sich von Röhren und Transistoren nur durch die nichtkontinuierliche Steuerung unterscheidet. Das Buch erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit; es beschränkt sich auf die Anwendung von nur zwei Relais Typen (eines üblichen Schneidankerrelais mit normalen Abmessungen und eines Miniaturrelais für Transistorschaltungen), deren besondere Eigenschaften bei einigen Schaltungen den Einsatz anderer Typen ausschließen. Die einleitenden Kapitel behandeln die allgemeinen Relaisdaten für Gleichstrombetrieb, das Ein- und Ausschaltverhalten sowie die verschiedenen Relaisbetriebsarten und Verzögerungsschaltungen.

# BLAUPUNKT

**UNSERE ERZEUGNISSE SIND EIN BEGRIFF FÜR QUALITÄT**

Für ihre Weiterentwicklung und die Neuentwicklung elektronischer Erzeugnisse suchen wir erfahrene und auch jüngere Ingenieure und Diplom-Ingenieure

Unter anderem benötigen wir

für die elektronische Entwicklung, möglichst mit Erfahrung auf den Gebieten der Digitaltechnik, einen

## **DIPLOM-INGENIEUR**

für die Autoradioentwicklung einen

## **GRUPPENLEITER**

für die Durchführung von Grundsatzentwicklungen an Gegensprechanlagen sowie für die Farbfernsehgeräte-Entwicklung

## **LABOR-INGENIEURE**

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf und Zeugnisabschriften erbitten wir unter Angabe der Gehaltswünsche und des Wohnungsbedarfs an unsere Personalabteilung. Zur Kontaktaufnahme genügt auch ein handschriftliches Anschreiben, aus dem der berufliche Werdegang ersichtlich ist.



**BLAUPUNKT-WERKE GMBH**

**32 HILDESHEIM Postfach**

**Personalabteilung**



Möchten Sie zusammen mit Physikern an Problemen der Kern- und Elementarteilchenphysik arbeiten? Dann kommen Sie zu uns als

# Elektroniker

In einer Forschungsgruppe beim Deutschen Elektronen Synchrotron DESY erwarten Sie interessante und vielseitige Aufgaben, vorausgesetzt, Sie bringen einige Erfahrung in der Impuls- oder Hochfrequenztechnik mit.

**Wir bieten:** Dauerstellung, angemessene Vergütung nach dem Manteltarifvertrag für Angestellte (MTV) in Anlehnung an den Bundesangestellten-Tarifvertrag (BAT), zusätzliche Sozialleistungen, 5-Tage-Woche, eigene Kantine.

### Schriftliche Bewerbungen

mit Lebenslauf, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch, Lichtbild usw. erbeten an:

**Deutsches Elektronen Synchrotron DESY**  
HAMBURG-GR. FLOTTBEK, NOTKESTIEG 1

Dies ist eine Chance, die sich selten bietet.

## Wenn Sie der richtige Mann sind, ist Ihre Karriere gesichert!

Der Kreis der Quelle-Kunden wächst ständig. Immer größer wird die Zahl der Quelle-Geräte, die von unseren Kundendienststellen zu betreuen sind.

Wir suchen deshalb



**Ingenieure der Fachrichtung  
Nachrichten-Technik**



**Meister der Rundfunk- und  
Fernseh-Technik**

und bieten Ihnen die nicht-alltägliche Chance, Leiter einer regionalen Kundendienststelle zu werden. Unsere Kundendienststellen leiten und überwachen eine größere Zahl von Vertrags-Kundendiensten, deren Aufgabe es ist, die Quelle-Rundfunk-, Phono-, Fernseh- und Elektro-Geräte zu betreuen. An dieser interessanten Führungs-Aufgabe können Sie Ihre Fähigkeiten voll entfalten.

Wer auf diese Position Anspruch erhebt, sollte mehrjährige Berufserfahrung haben, kaufmännisch befähigt sein, Menschen führen können, verhandlungsgewandt und nicht unter 30 Jahre alt sein. Die Dotierung entspricht der Größe der Aufgabe. Soziale Leistungen wie 13. Monatsgehalt sind selbstverständlich. Bei der Wohnraumbeschaffung sichern wir Ihnen weitgehende Unterstützung zu. Die Stellung kann zur Lebensposition werden.

Bitte schicken Sie Ihre Bewerbung an Herrn Grellmann, Quelle-KD-Zentrale, 8500 Nürnberg, Ulmenstraße 52, Tel. (0911) 48951. Herr Grellmann ist Ihr Kontaktmann zur Geschäftsleitung.





Vielseitige und interessante Aufgaben bei guten Aufstiegs-  
möglichkeiten warten auf Sie in unseren Entwicklungslabors.  
Primär für die Entwicklung von Hochfrequenzgeräten  
(UHF und VHF) suchen wir mehrere

# Entwicklungs - Ingenieure

Wir sind ein modernes, jung geführtes Unternehmen. In  
unserem Hauptwerk in Bad Salzdetfurth und in vier Zweig-  
werken in Nord- und Süddeutschland sind mehr als 2000  
Mitarbeiter mit der Herstellung von Empfangs- und Sende-  
Antennen aller Art, Verstärkern, Konvertern, kommerziellen  
Geräten und anderen UHF- und VHF-Bauteilen für die  
Rundfunk- und Fernseh-Industrie beschäftigt.

Unsere kommerziellen Geräte bauen wir in Wehmingen/  
Hohenfels, etwa in der Mitte zwischen Hannover und  
Hildesheim gelegen (Werkbusse).

Wir bieten Ihnen leistungsgerechte Vergütung, vorteilhafte  
Altersversorgung sowie neben anderen sozialen  
Einrichtungen Hilfe bei der Wohnungsbeschaffung.



**HANS KOLBE & CO.**  
3202 Bad Salzdetfurth / Hannover, Telefon 80 22  
Personalabteilung



## Funkamateure werden!

Ausbildung bis zur Lizenz und Bau einer  
kompl. Funkstation durch bewährten  
und anerkt. Fernlehrgang. Sie brauchen  
keine Vorkenntnisse. Freiprospekt f 35  
durch

Institut für Fernunterricht - Bremen 17

## Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Heinz Lange  
1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

## BBC

Werk STOTZ-KONTAKT

Wir sind dabei, eine neue Abteilung aufzubauen und können  
tüchtigen, ideenreichen Mitarbeitern interessante Aufgaben  
insbesondere auf elektronischem Gebiet übertragen.

Wir suchen hierfür mehrere

## Diplom-Ingenieure und Ingenieure

die vor allem auf dem Gebiet der Tonfrequenz Erfahrung  
haben und denen es keine Schwierigkeiten bereitet, Schal-  
tungen und kleinere Konstruktionen zu entwerfen.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Bewerbungen erbitten wir mit den üblichen Unterlagen an  
unser Personalbüro.

**BROWN, BOVERIE & CIE. AG.**

Werk STOTZ-KONTAKT

Heidelberg · Eppelheimer Straße 82 · Postfach 1560

## ROHREN - Blätzelversand

Fernseh - Radio - Tonband - Elektro - Geräte - Teile

BT 86	2,70	EF 88	2,45	EY 86	2,75	PCF 82	3,15	PL 36	4,85
CAA 81	1,95	EF 86	2,95	PC 88	4,65	PCF 86	4,45	PL 81	3,40
EAB 88	2,45	EF 88	2,50	PC 88	4,85	PCL 81	3,25	PL 500	5,95
ECC 85	2,70	EL 34	5,45	PCC 88	4,25	PCL 82	3,30	PT 81	2,70
ECH 81	2,75	EL 41	3,25	PCC 100	4,25	PCL 85	3,85	PT 83	2,70
ECH 84	3,30	EL 84	2,25	PCF 88	2,95	PCL 86	3,95	PT 88	3,55

F. Heinze, 843 Coburg, Großdlig., Fach 507 / Nachbestellversand



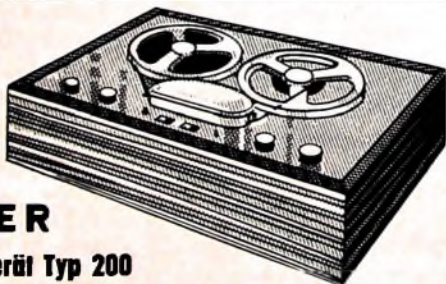
## VOLLMER

### Magnetbandgerät Typ 200

Stereo-Mono für Aufnahme und Wiedergabe, vorgesehen  
für Hi-Fi-Anlagen, also ohne Mikrofonverstärker und ohne Leistungsendstufe

2 VU-Meter mit Umschalter „Band-direkt“ - stufenloser Umspulregler - Pegel-  
regler für Aufnahme herausgeführt - Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/sec.

Eberhard Vollmer - 731 Plochingen - Telefon (07153) 7103







Für die Entwicklung unserer Normenstelle suchen wir einen Mitarbeiter als

## Normeningenieur

der im Fernseh-Rundfunk-Tonband-Sektor bereits in gleicher Position gearbeitet hat oder durch mehrjährige Praxis die notwendigen Kenntnisse zu dieser verantwortungsvollen Tätigkeit auf dem elektrischen und mechanischen Sektor aufweist. Voraussetzungen sind Sinn für sorgfältiges, selbständiges Arbeiten, Organisationstalent und gutes Einfühlungsvermögen in unser angenehmes Betriebsklima.

Wir bieten:

Angenehme Arbeitsbedingungen, 5-Tage-Wache, moderne Kantine, bequeme Fahrtmöglichkeit.

Bewerber, die den Anforderungen entsprechen, bitten wir ihre Unterlagen, wie Zeugnisabschriften, Lebenslauf, Angaben der Gehaltswünsche und des frühesten Eintrittstermins, einzureichen an unser Hauptwerk:

**KÖRTING RADIO WERKE GMBH**  
8211 - GRASSAU / CHIEMGAU

## CARL ZEISS Oberkochen/Württ.

Wir suchen für sofort junge, qualifizierte

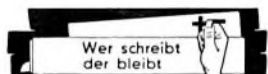
## Rundfunk- und Fernsehtechniker

oder Herren entsprechender Ausbildung auf dem Gebiet der Elektronik

für den Wartungsdienst unserer optisch-elektronischen Meßgeräte im In- und Ausland. Es handelt sich um eine Tätigkeit, die gute elektronische Kenntnisse, Interesse an allgemeiner Meßtechnik, Zuverlässigkeit und gutes Auftreten zur Voraussetzung hat. Die Tätigkeit wird entsprechend bezahlt. Eine gründliche Ausbildung findet im Stammhaus Oberkochen statt. Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen und Lichtbild bitten wir an unsere Personal-Abteilung zu richten.



Das Zeichen weltberühmter Optik



Magler-Kassen halten schnell + fest, erläutern, gliedern auf, sichern autom. und alles ist nach Sparten getrennt zur schnellen Abrechnung zur Verfügung. Fordern Sie bitte unverbindlich Prospekt 188 Magler-Kassenfabrik-71 Heilbronn.

## Kaufgesuche

**Kaufen** Rest- und Lagerposten Radio-, Fernseh-, KW-Material, Röhren bes.: 1 L 4, 1 LC 6, 1 LH 4, 1 LN 5, 1 R 4, 1 R 5, 1 S 5, 1 T 4, 3 D 6, 3 B 7, 3 A 4, 1 A 3, 1005 = VT 195, VT 184 = VR 90 = OB 3, US-Zerhoker VB 11, 12, 13 A u. c.  
**W E R C O - 8462 Hirschau**

## ENTWICKLUNGSRING SÜD

Wir suchen für die technische Betreuung von Analogrechenanlagen in unserer Abteilung Flugregelung

### ELEKTRIKER INGENIEURE

### oder ein TECHNIKER-TEAM

(Bewerber mit Gesellen- oder Meisterprüfung, Fernseh- oder Rundfunktechnik, werden bevorzugt)

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen und Angabe der Kennziffer 3411 sind zu richten an:

ENTWICKLUNGSRING SÜD, München 26, Museumsinsel 1

## Das kleinste japanische Zangen-Amperemeter mit Voltmeter!



Mod. I: 25/125 A ~  
und 125/250 V ~  
Mod. II: 60/300 A ~  
und 300/600 V ~  
Mod. Ia: 5/25 A ~  
und 125/250 A ~  
Mod. Ib: 10/50 A ~  
und 125/250 V ~  
netto nur 98,- DM  
einschl. Ledertasche  
und Prüfzettel  
Bitte Sonderprospekt  
anfordern!

Elektro-Versand KG. W. Basemann  
636 Friedberg Abt. B17

## Verkäufe

Ausschlachtmat. (Elektronik)  
Zuschriften unter F. G. 8449

## Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernstechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlusszeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren. Berlin W 35

**1 RC-Generator bis 20 kHz**  
**1 Leistungsmeßsender 100 kHz 30 MHz**  
**1 RLC Meßbrücke**  
**1 Wobbelsender 50 kHz 12 MHz**  
**10 Vielfachmeßinstrumente**  
**2 Röhrenvollmeter**

Angebote erbelen unter F. I. 8451

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammelnummer (03 11) 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 (achverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Technischer Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Anzeigenredaktion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin, Chelographiker: Bernhard W. Beerwirth, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin

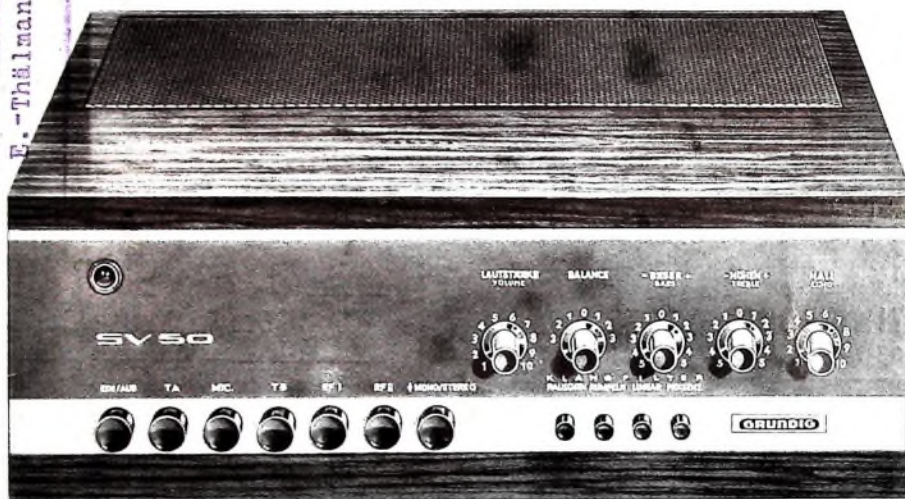




# Unbedingt datentreu: GRUNDIG High Fidelity

10020

Edt  
F. Thälmann-Str. 56



GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärker SV 50

Hier sind alle für die Wiedergabequalität entscheidenden Werte des GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärkers SV 50 :

20 Watt Sinus-Dauerleistung je Kanal (rms-power)

25 Watt Musikleistung je Kanal (music-power nach IHF)

Klirrfaktor kleiner als 0,5 %, gemessen bei 1000 Hz und 20 Watt Ausgangsleistung pro Kanal

Intermodulation kleiner als 1 % bei Vollasssteuerung, gemessen nach DIN 45 403

Frequenzgang 20—20 000 Hz  $\pm$  1 dB

Geräuschabstand — 85 dB am Eingang Radio, — 65 dB an den Eingängen Phono-Mikrofon

GRUNDIG garantiert : Jeder SV 50 hält diese Daten ein !

**GRUNDIG**

**Millionen hören und  
sehen mit GRUNDIG**