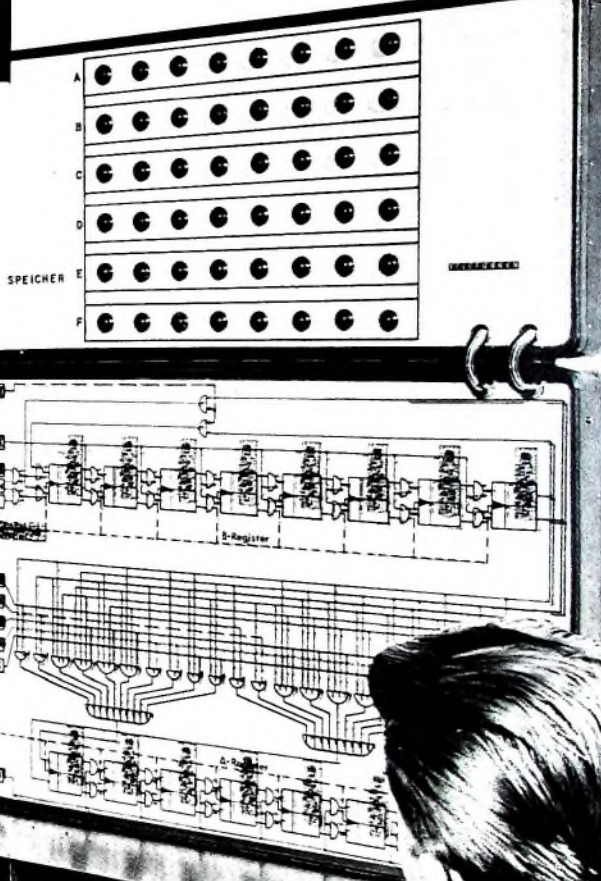
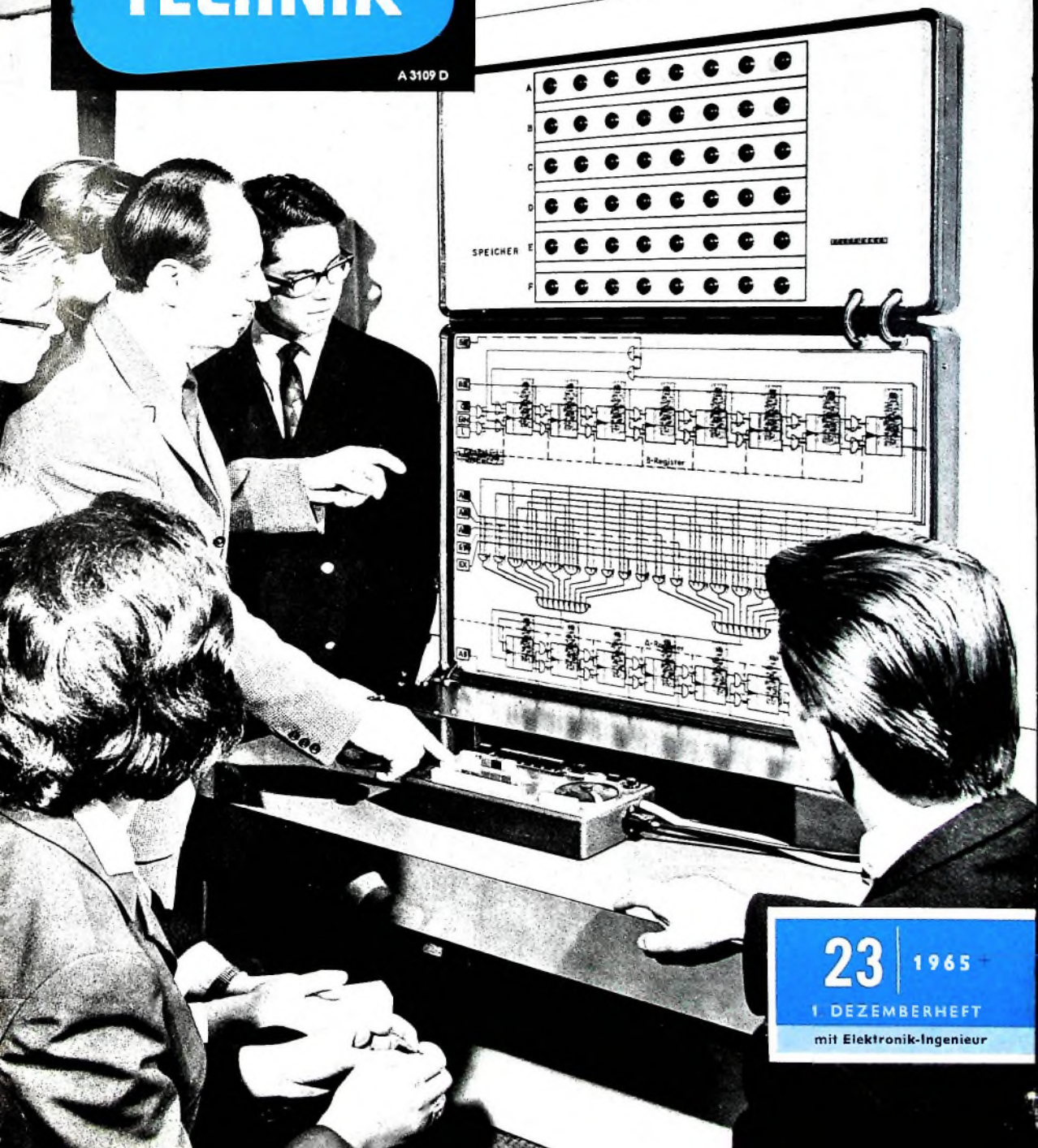


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

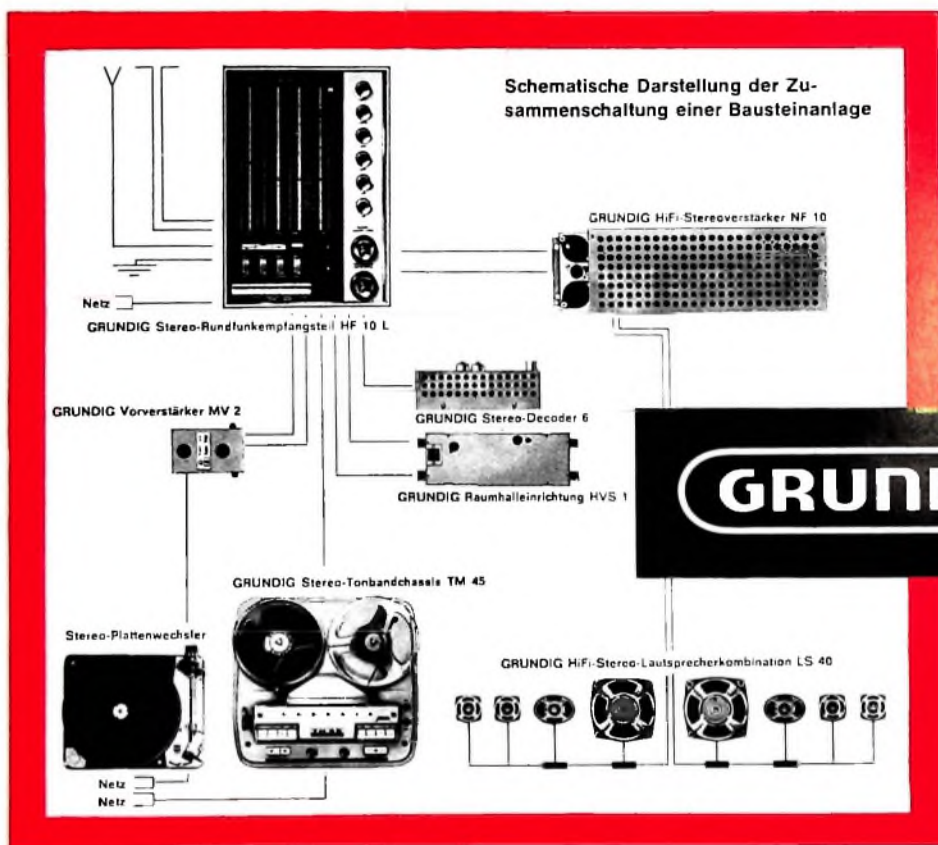


23 | 1965

1 DEZEMBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

Eine von 40 Möglichkeiten...



.... GRUNDIG Bausteine zu kombinieren

Millionen hören und sehen mit GRUNDIG

GRUNDIG Bausteine

lassen sich jedem Zimmer und jeder Akustik anpassen
fügen sich in jeden Wohnstil harmonisch ein
sind überall unauffällig unterzubringen
können auch von Laien selbst montiert werden
gibt es in verschiedenen Preis- und Leistungsstufen
können „Stück um Stück“ angeschafft werden!

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertretungen wie z. B. GEMA, GVL, VGW usw. gestattet.

AUS DEM INHALT

1. DEZEMBERHEFT 1965

gelesen · gehört · gesehen	932
FT meldet	934
Energieprobleme der Raumfahrttechnik	939
Verwendung eines S-förmigen Impulses zur Tastung und Farbsynchronisierung	940
Schallplatten-Vorführkombination »VK 5«	942
Service-Stereo-Coder »76011«	943
Zeitkreisschaltungen mit Kalkkatodenröhren	946
Elektronik-Ingenieur	
Entwurf transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter	947
Fahrzeugdetektor mit moduliertem Infrarotstrahl	950
Für den KW-Amateur	
Antennen für das 70-cm- und das 2-m-Amateurband	951
Rechteckimpuls-Generator »PP 1122« · Arbeitsweise und Anwendungsbeispiele	954
Schallplatten für den HI-FI-Freund	957
FT-Bastecke	
Stereo-Verstärker-Baustein	958
Durch Messen zum Wissen	960
Für Werkstatt und Labor	
Heizung der Bildröhre über gesonderten Heiztransformator	963
Aus Zeitschriften und Büchern	
Resonanzfreie Lautsprecherbox	964

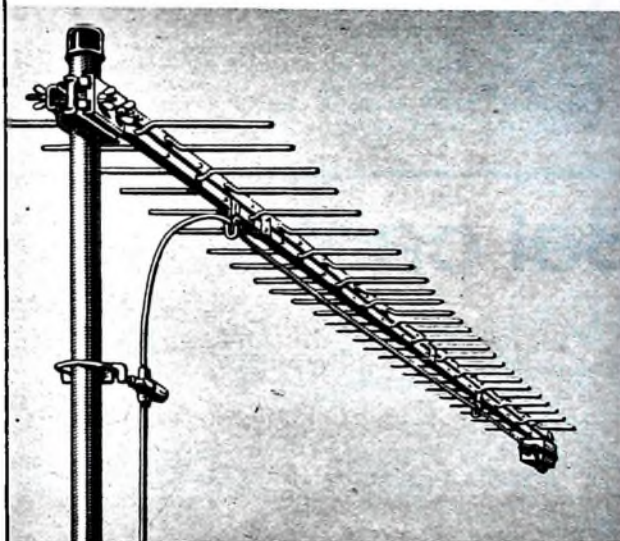
Unser Titelbild: Mit einem neuen digitalen Demonstrationsrechner von Telefunken läßt sich die Wirkungsweise von Speichern und Rechenregistern durch optische Anzeile hinter zwei großen Plexiglasscheiben demonstrieren. Die zugehörigen logischen Verknüpfungsoperationen sind ebenfalls dargestellt. Ein Bediengerät mit Tastatur ermöglicht die Eingabe von Speicher- und Transportbefehlen sowie die Durchführung von binärer Addition und Multiplikation. Das Gerät ist in einem Transportkoffer untergebracht, der in aufgeklapptem Zustand einen kompletten Schulungsplatz bildet. Aufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger, Seiten 930, 935—938, 959, 961, 966—968 ohne redaktionellen Teil



Dezi-DURANT

Die
neuartigen Antennen
für das
2. und 3. Programm.



Mit diesen logarithmisch-periodischen Antennen erreichen Sie:

- Ungewöhnlich hohe Nebenzipfeldämpfung, deshalb optimal reflexionsfreie Bildwiedergabe.
- Sehr gleichmäßigen Gewinn, deshalb für alle Kanäle des 2. und 3. Programms gleichgute Empfangsergebnisse.

Beide Vorteile sind später für das Farbfernsehen noch viel wichtiger!

F 01510/65

A. KATHREIN · ROSENHEIM
Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate



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



Blauschrittröhre AS 17-21 A

Seit Jahren liefert SEL die Blauschrift-Oszillogratentröhre AS 17-21, mit deren Hilfe sich oszillografische Aufzeichnungen beliebig lange speichern lassen. Die AS 17-21 wird nunmehr durch die AS 17-21 A abgelöst, die sich gegenüber ihrem Vorläufertyp durch eine wesentlich größere Löschhäufigkeit auszeichnet. Bei intermittierendem Betrieb liegt die Lebensdauererwartung bei etwa 40 000 Schreib/Löschzyklen, bei kontinuierlichem Löschen bei etwa 3500 Betriebsstunden.

BF 175, ein neuer SGS-Falchlid-Transistor für Video-Verstärker

Verbesserungen der Leistungsfähigkeit von ZF-Verstärkern für Fernsehgeräte sind mit einem neuen Transistor BF 175, der eine außerordentlich niedrige Rückwirkungskapazität von nur 0,4 pF hat, erreichbar. Die guten Regeleigenschaften des BF 175 ermöglichen einen Regelbereich von etwa 60 dB und erlauben gleichzeitig, diesen gesamten Bereich mit einem einzigen

Transistor zu erfassen. Durch die geringe Kapazität des BF 175 wird auch der Miller-Effekt unwirksam und die Durchlaßkurve nicht verändert. Die hohe Collector-Emitter-Spannung des BF 175 ($U_{CE0} = 50$ V) trägt zur Herstellung verbesserter ZF-Stufen bei. Bei Verwendung einer höheren Versorgungsspannung, als sie bisher üblich war, läßt sich auch die Video-Endstufe besser optimieren und die Stromversorgung mit geringeren Siebmitteln aufbauen. Die Verlustleistung am für die Stromversorgung aus dem Netz notwendigen Spannungsteiler wird ferner verringert.

Fernsehtelefon-Modell auf der ITU-Ausstellung

Anlässlich der Ausstellung der Internationalen Fernmelde-Union (ITU) in Montreux (25. - 30. 10. 65) führte Plessey ein Fernsehtelefon-Modell im praktischen Betrieb vor. Die Anlage, die über normale Telefonkabel arbeiten kann, besteht aus zwei Tischgeräten mit Fernsehkamera, Bildschirm, Lautsprechertelefon und Wählscheibe. Auf der Aus-

stellung waren zwei Geräte über eine 800 m lange Leitung, die über eine Vermittlung führte, miteinander verbunden.

Neue Miniatur-Leuchtziffernanzeiger

Vier neue Miniatur-Leuchtziffernanzeiger brachte die TWK-Elektronik Kessler & Co., Düsseldorf, auf den Markt. Die

sammenfassen lassen. Es können die Ziffern von 0 bis 9 sowie ein zusätzliches Komma oder ein Punkt ebenso wie Buchstaben oder andere Symbole mit einer Höhe von 10 mm vorgesehen werden. Die Anzeiger arbeiten nach dem Flutlichtprinzip und werden je nach Lampenbestückung mit 6, 12 oder 24 V betrieben.



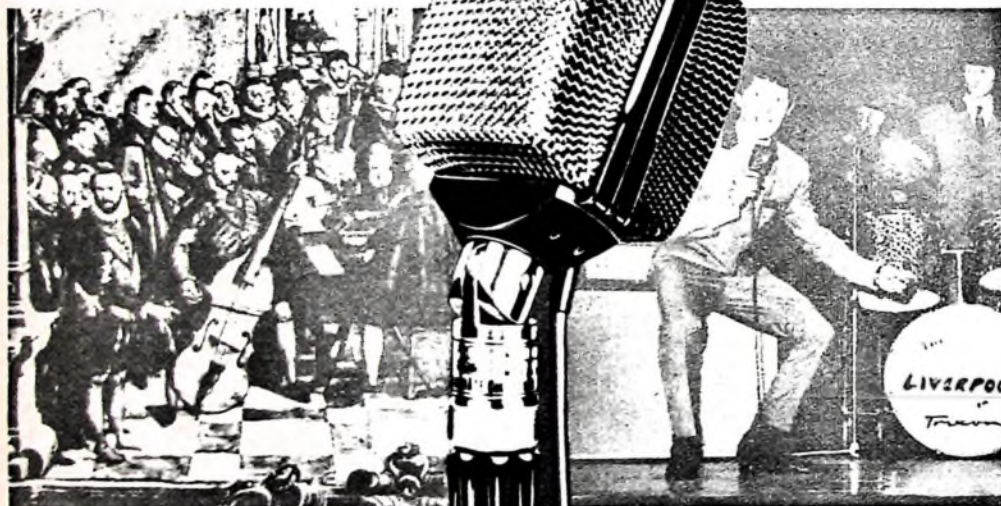
Gemeinsame Besprechungen der UER- und OIRT-Hörfunk-Programm-Kommission

In Genf fand Ende September zum erstenmal eine gemeinsame Besprechung zwischen den Hörfunk-Programm-Kommissionen der Europäischen Rundfunkunion (UER) und der Internationalen Rundfunk- und Fernsehorganisation (OIRT) statt. Man diskutierte unter anderem über den Austausch von Programmserien zwischen Ost und West, die gemeinsame Teilnahme an internationalen Musikwettbewerben, Übernahme von Übertragungen aus großen Opernhäusern, den Austausch von Stereo-Aufnahmen und Touristennachrichten. Von beiden Seiten wurde der Wunsch nach einer engeren

Einbautiefe ist 105 mm, die Höhe über alles 50,8 mm und die Breite 15,8 mm. Das Gehäuse hat zwei Durchgangslöcher, so daß sich mehrere Geräte auf Bolzen zur Darstellung mehrstelliger Zahlen zu-

Bel canto

oder Beat...



...in jedem Fall

D 12

das
weitverbreitetste
Musiker-Mikrofon
der Welt.



AKG - Marksteine in der Entwicklung der Mikrofon-Technik

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH · 8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 16





Zusammenarbeit zwischen den beiden Organisationen geäußert und eine gegenseitige Unterrichtung über Aktivitäten und Pläne auf dem Gebiet des Hörfunks vereinbart. 1966 will man zu einem nächsten Treffen zusammenkommen.

Stereo-Hörspiel des SFB

Seine Versuche mit Stereo-Hörspielen setzt der SFB am 21. 12. 1965 mit dem Hörspiel „Der Baum in der Kurve von Monterey“ fort. Dieses Hörspiel ist vom Buch her bereits dreispaltig angelegt, um die Ausgewogenheit der seitlich orientierten Informationen schon redaktionell zu fixieren. Für das Hörspiel (in dem es gilt, die Bewegung naturalistischer Geräusche mit einer irrealen Szenerie zu koppeln) wurde ein satirischer Stoff gewählt. In der Ausgangssituation des Spiels sind die Darsteller an einen bestimmten Platz gebunden, horizontal wie vertikal gestaffelt, um ein Knäuel von sieben Männerstimmen stereophonisch zu entwirren und zu differenzieren. Die erste Bewegung erfährt der Personen-

kreis in der wechselnden Sprechrichtung des auf die akustische Mitte fixierten Sprechers zu seinem jeweiligen Partner hin. Gegen Ende des Spiels wird – ähnlich der Geräuschkulisse – ein Seitenwechsel der Personen vollzogen, und zwar durch technische Steuerung. Das Hörspiel bezieht aus dieser unvorbereiteten Bewegungsphase eine Pointe, die allein stereophonisch hörbar gemacht werden kann. Mit Rücksicht auf die Kompatibilität für auch monaurale Wiedergabe muß freilich dieser stereophonische Überraschungseffekt im Dialog erklärt werden. Desgleichen müssen Monologpartien, die ursprünglich von je einem links- beziehungsweise rechtsorientierten Sprecher parallel wiederzugeben waren, in ein Wechselgespräch verwandelt werden.

100. Fernsendeder der Bundespost

In der Senderkette der Deutschen Bundespost für die Ausstrahlung des 2. oder 3. Fernsehprogramms ist am 4. 11. 1965 auf dem „Hohen Bogen“

(einem 975 m hohen Berg im Bayerischen Wald, etwa 65 km nordöstlich von Regensburg) der hundertste Sender seiner Bestimmung übergeben worden. Der Sender hat eine wirksame Strahlungsleistung von 330 kW. Die 100 UHF-Sender wurden von der Deutschen Bundespost innerhalb von fünf Jahren erstellt. Von diesen Sendern werden jetzt rund 77 % der Bevölkerung in der Bundesrepublik versorgt.

Mainzer Fernsehurm

In Mainz rechnet man damit, daß der Bau des modernen Fernsehentrums des ZDF bereits im nächsten Jahr in Angriff genommen werden kann. Ein 100-Millionen-Kredit soll hierfür auf dem freien Kapitalmarkt aufgenommen werden.

Neuer Mittelwellensender des Hessischen Rundfunks

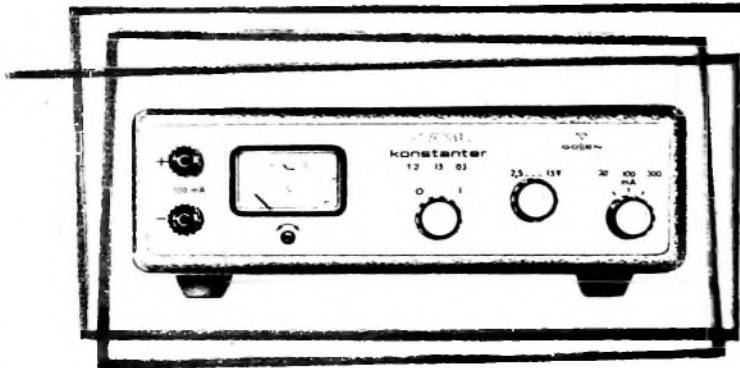
Der Hessische Rundfunk errichtet gegenwärtig einen neuen Mittelwellensender in Weiskirchen bei Offenbach. Gegenüber dem bisherigen Sender in Frankfurt mit einer Leistung von 100 kW besteht

die neue Anlage aus zwei 150-kW-Mittelwellensendern, deren Leistung auf 400 kW erhöht werden kann. Durch Einbau zweier gleichwertiger Sender wird ein 24-Stunden-Betrieb ermöglicht. Ein Richtantennensystem schützt die auf gleicher Frequenz arbeitenden Sender Sundsvall und Sofia. Die technischen Einrichtungen werden fernbedient und fernüberwacht. Die Inbetriebnahme ist für 1968 vorgesehen.

Ab Herbst 1967 wöchentlich vier Stunden Farbfernsehen

Der ARD-Vorsitzende, Intendant Werner Hess, äußerte Ende Oktober vor Pressevertretern zum Stand der Vorbereitungen für ein künftiges Farbfernsehen in der Bundesrepublik, daß ab Herbst 1967 die ARD und das ZDF jeweils vier Stunden Farbprogramm je Woche senden werden. Dabei werde es sich allerdings weitgehend um Farbfilme handeln. Der sogenannte Sternpunkt, die zentrale Schaltstelle der ARD in Frankfurt, wird schon jetzt auf Farbe umgerüstet. Entsprechendes gilt für die Sender.

GOSSEN



- Ausgangsspannung stufenlos einstellbar
- Strombegrenzung in drei Stufen wählbar
- gutes Regelverhalten, geringe Restwelligkeit
- zweckmäßige, bedienungsgerechte Gehäuseform
- günstiger Preis

P. GOSSEN & CO. GMBH. 8520 ERLANGEN

NEUE KONSTANTER

Transistorgeregelte Gleichspannungs-Netzgeräte für Labor, Werkstatt, Prüffeld, Service und Hochschulen, Institute, Fachschulen, Gewerbeschulen

Typ T2 15 03

Ausgangsspannung 2,5 . . . 15 V,
Ausgangsstrom 0,3 A max.

Typ T2 33 015

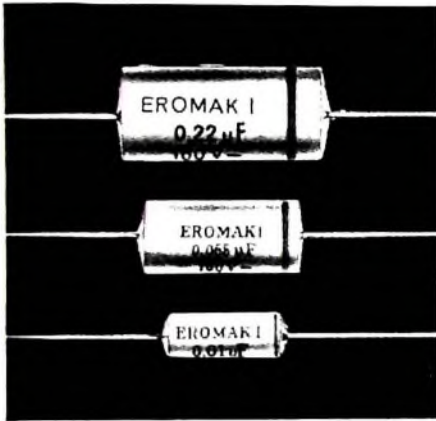
Ausgangsspannung 2,5 . . . 33 V,
Ausgangsstrom 0,15 A max.

Bitte fordern Sie unsere Datenblätter an



ERNST ROEDERSTEIN

EROMAK I Typ Hf



Wofür eignet sich der EROMAK I?

Der EROMAK, Typ Hf, ist ein Polycarbonatfolien-Kondensator und vereint daher viele Vorzüge in sich, die für professionelle Einsatz-Zwecke wichtig sind. Besonders geeignet ist er z. B. für den Einbau in Filter.

Charakteristikum

- Hohe Zuverlässigkeit
- Hohe Temperaturbeständigkeit: —55 bis + 125° C
- Feuchtklasse: F (nach DIN 40040)
- Enge Kapazitäts-Toleranz bis ± 1%
- Hohe zeitliche Konstanz der elektrischen Werte ± 0,5%
- Gutes Frequenzverhalten durch Stirnflächen-Kontaktierung: ab 0,15 µF
- Niedrige dielektrische Absorption
- Besonders hoher Isolationswiderstand bzw. hohe Zeitkonstanz für C ≤ 0,02 µF Ris ≥ 500 GΩ
- C > 0,02 µF Ris ≥ 10 000 sec. (MΩ x µF)
- Niedriger Verlustfaktor: ≤ 2 x 10⁻³
- Niedriger Temperatur-Koeffizient: + 130 x 10⁻⁴/°C

Das Programm

Nennspannung	Kapazitäts-Wert	Abmessungen (DxL)
63 V—/ 40 V~	0,01 µF — 1 µF	6 x 18 bis 18 x 36
160 V—/100 V~	4700 pF — 0,47 µF	6 x 18 bis 17 x 36
400 V—/150 V~	100 pF — 0,47 µF	6 x 18 bis 24 x 46



ERNST ROEDERSTEIN

SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G · M · B · H
8300 LANDSHUT / BAYERN
Ludmillastraße 23 — 25 · Postfach 588 / 589 · Telefon 2085

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

Über 11 Millionen Fernsehteilnehmer
Die vom Bundespostministerium ermittelte Fernsehteilnehmerzahl am 1. November 1965 lautet 11 086 454. Im Oktober kamen 110 119 neue Teilnehmer hinzu.

Gemeinschaftswerbung „Neues Radio“

Die Gesellschaft zur Förderung von Rundfunk und Fernsehen e. V. teilte jetzt mit, daß die unter dem Schlagwort „Neues Radio“ geplante Gemeinschaftswerbung für den Stereo-Rundfunkempfänger durchgeführt wird. Einzelheiten werden noch bekanntgegeben.

Deutscher Vertreter zum Präsidenten der FICS gewählt
Die Fédération Internationale des Chasseurs de Son (FICS), die den kulturellen Austausch von Tonaufnahmen auf internationaler Ebene fördert und den Interessen der Tonband-Amateure in der Öffentlichkeit bei der Industrie und den Organen der Rundfunk- und Fernsehanstalten dient, wählte auf ihrem 9. Jahreskongreß, der vom 22. bis 27. Oktober 1965 in London stattfand, zu ihrem neuen Präsidenten einstimmig Heinz Runge, Bremen, den geschäftsführenden Vorsitzenden des Rings der Tonbandfreunde Deutschland.

Umsatz der Braun-Gruppe 210 Mill. DM

Fine Umsatzsteigerung um etwa 20% auf 175 Mill. DM (Vorjahr 145 Mill. DM) meldete die Braun AG, Frankfurt, zum Abschluß ihres Geschäftsjahres per 30.9.1965. Der Umsatz der gesamten Braun-Gruppe ist um etwa 21% von 173 Mill. DM auf 210 Mill. D-Mark gestiegen. Der Exportanteil ist bei der Braun AG nach wie vor ein Drittel. Die Beschäftigtenzahl betrug am Stichtag 5287 Mitarbeiter.

Ab 1. 11. 1965 hat Arthur Braun, wie geplant, den Vorsitz im Aufsichtsrat übernommen. Sein Bruder, Erwin Braun, ist aus diesem Gremium ausgeschieden. Wirtschaftsprüfer Ferdinand Simon ist als stellvertretender Vorsitzender eingetreten.

Neues SGS-Fairchild-Werk in Wasserburg

Als Sitz des deutschen Werkes, dessen Errichtung bereits angekündigt wurde, wählte die SGS-Fairchild GmbH die Stadt Wasserburg in Bayern. Während der Errichtung des Werkes wird in provisorischen Räumen bereits im Juni 1966 mit der Produktion begonnen. Zunächst wird sich die Fertigung auf Silizium-Planar-Halbleiter-Bauelemente in Epoxyd-Gehäusen beschränken.

Neues Dauerprüfband bei Grundig

Bei Grundig wurde ein weiteres Dauerprüfband für Fernsehempfänger in Betrieb genommen, so daß jetzt auch alle Fernseh-Standgeräte und Fernseh-Rundfunkkombinationen diese bereits bei den Tischgeräten bewährte Prüfung durch-

laufen können. Die Verpackungen der Geräte tragen die Aufschrift: Dauergeprüft im Fertigungsband.

Symposium über Mikro-miniatürisierung

An dem IFAC/IFIP-Symposium „Microminiaturization on Automatic Control Equipment and on Digital Computers“ („Mikro-miniatürisierung bei Regelungs- und Steuerungseinrichtungen und bei digitalen Rechnern“), das von der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik in Zusammenarbeit mit der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE vom 21. bis 23. Oktober 1965 in München durchgeführt wurde, nahmen 470 Ingenieure aus 18 Ländern teil. Von den 170 ausländischen Teilnehmern kamen 71 aus Osteuropa.

Personliches

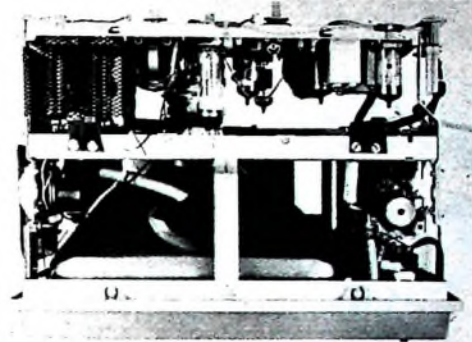
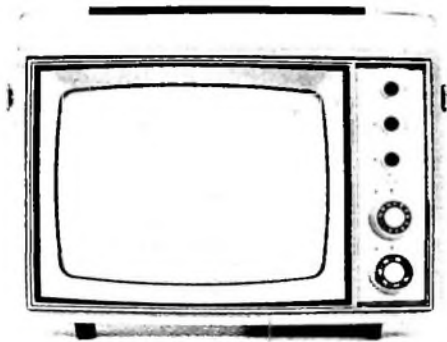
Stefan-Ehrenmedaille für K. Siebertz

Der Österreichische Verband für Elektrotechnik (O.E.V.) hat anlässlich des 150-jährigen Bestehens der Technischen Hochschule Wien die goldene Stefan-Ehrenmedaille dem Physiker Dr. Karl Siebertz für besondere Verdienste auf dem Gebiet der Elektronik verliehen. Nach Abschluß des Physikstudiums war Karl Siebertz seit 1930 als Assistent an der Universität München tätig. 1936 begann er seine Tätigkeit bei Siemens & Halske. Seine vielseitigen Arbeiten (einige Jahre auch in Wien) reichten von der Photozelle über die Verstärkerröhre bis zur Senderöhre und zum Leistungsgleichrichter. Seit dem Jahre 1952 widmete sich Karl Siebertz mit aller Hingabe dem Halbleitergebiet. Aus einem Laboratorium entstand unter seiner Leitung im Rahmen des Bauelementewerkes der Siemens & Halske AG das Werk für Halbleiter, an dessen Spitze er heute steht.

E. Blum 40 Jahre bei Saba
Oberingenieur Eduard Blum (62 Jahre) begann am 28. September 1925 seine Saba-Karriere als Assistent des damaligen Technischen Leiters. Der junge Ingenieur - auf der Ingenieurschule Konstanz hatte er seine Prüfung mit Auszeichnung abgelegt - wurde mit der Aufgabe betraut, ein Konstruktionsbüro aufzubauen. Schritt für Schritt brachte er System in die Fertigung und hat alle Entwicklungsstufen der Radiotechnik in der Praxis konstruktiv mitgestaltet. Von Kriegsbeginn an bis 1955 leitete der Jubilar außerdem die Werkzeugkonstruktion. Im Jahre 1950 erweiterte sich der Arbeitsbereich des Jubilars um neue Konstruktionen für Fernsehgeräte.

H. Schenk 60 Jahre
Prokurist Hans Schenk, Leiter der Werbeabteilung der Robert Bosch GmbH, Stuttgart, vollendete am 5. November 1965 sein 60. Lebensjahr. Auf dem Gebiet der Werbung ist H. Schenk bereits über 40 Jahre tätig. Er ist Vorsitzender des Arbeitskreises „Werbung“ im ZVEI.

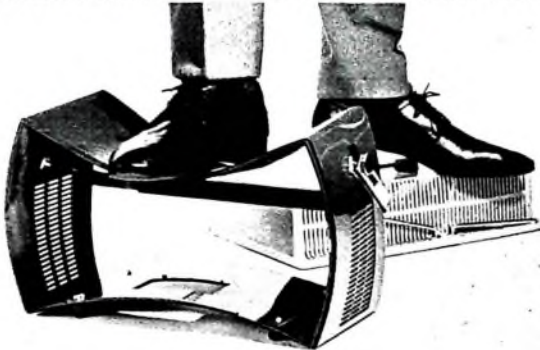
Philips Fernseh-Philetta – Verkaufsschlager Nr.1



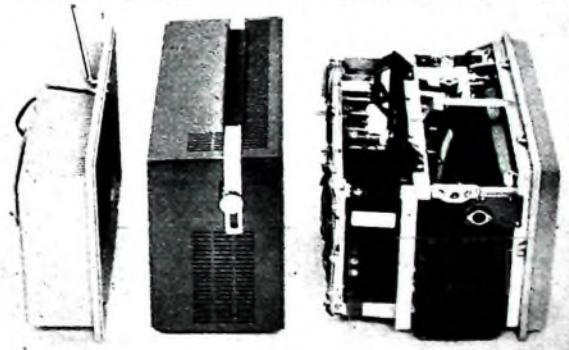
Vollendete Technik...



moderner Stil... spielt auch ohne Hausantenne... tragbar, nur etwas mehr als 8 kg...



robustes Gehäuse...



kompakter Aufbau...

- Diese „Kleine“ ist uns gut gelungen! Und das ist kein Wunder! Denn vor dieser „Kleinen“ haben wir 12 Millionen „Große“ gebaut. – Und mit Erfolg verkauft. Das Weihnachtsgeschäft wird Ihnen beweisen: Die Philips Fernseh-Philetta verkauft sich gut – sehr gut!
- Das ideale Portable für Netzanschluß, klein und handlich, wiegt nur etwas mehr als 8 kg
 - Hervorragende Leistung, kompakter Aufbau durch Verwendung von Röhren und Transistoren.
 - Anschlußmöglichkeit für Ohrhörer oder Außenlautsprecher.
 - Eingebaute Dipolantenne für alle Programme.

...nimm doch
PHILIPS
 Fernsehen

WIMA- MKS



Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren.

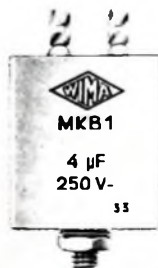
Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

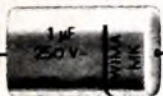
- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte
 - Exakte geometrische Abmessungen
 - Genaue Einhaltung des Rastermaßes
 - Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten
 - Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheileneffekt
 - HF-kontaktsicher und induktionsarm
 - Verbesserte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



Moderne Bau- elemente für die Elektronik



WIMA- MKB



Metallisierte Kunststoff-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
88 MANNHEIM POSTFACH 2345

Neuerscheinung

Praxis der Rundfunk- Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH

AUS DEM INHALT

Zur Entwicklung des Stereo-Rundfunks

Drahtgebundene Stereo-Übertragungen · Erste AM-Stereofonie-Sendungen · Codierte UKW-FM-Stereo-Sendungen · Rundfunk-Stereofonie in einzelnen Ländern

Grundlagen der Rundfunk-Stereofonie

Die FCC-Stereo-Norm · Deutsche Modifikation der FCC-Norm · Methoden der Decodierung

Technik der Rundfunk-Stereofonie vom Sender bis zum Empfänger

Senderseite · Stereo-Empfangsgeräte

Service und Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern

Nachrüsten von Decodern · Aufstellen von Stereo-Rundfunkanlagen · Meßeinrichtungen für Werkstätten · Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern und Decodern

Selbstbau von Decodern und Stereo-Generatoren

Einfacher Transistor-Decoder · Transistor-Decoder mit Stereo-Anzeige und Umschaltautomatik · FM-Stereo-Service-Generator

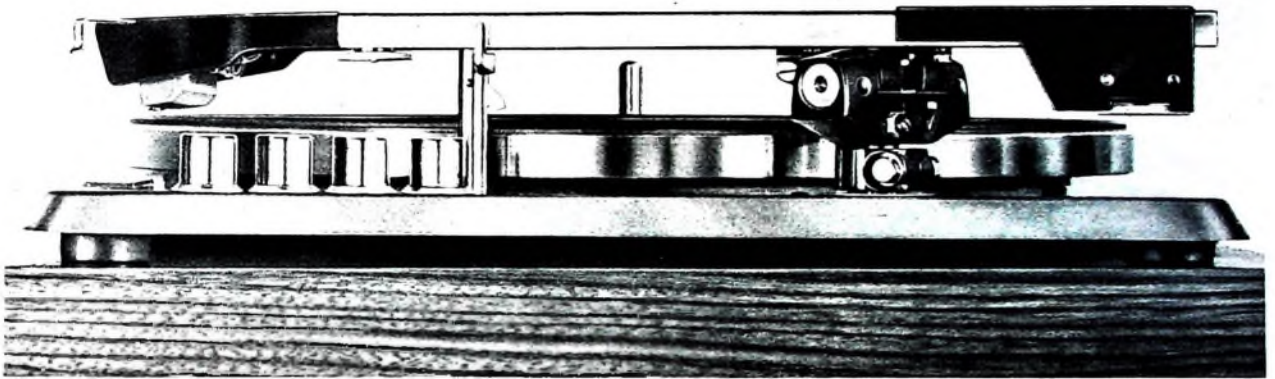
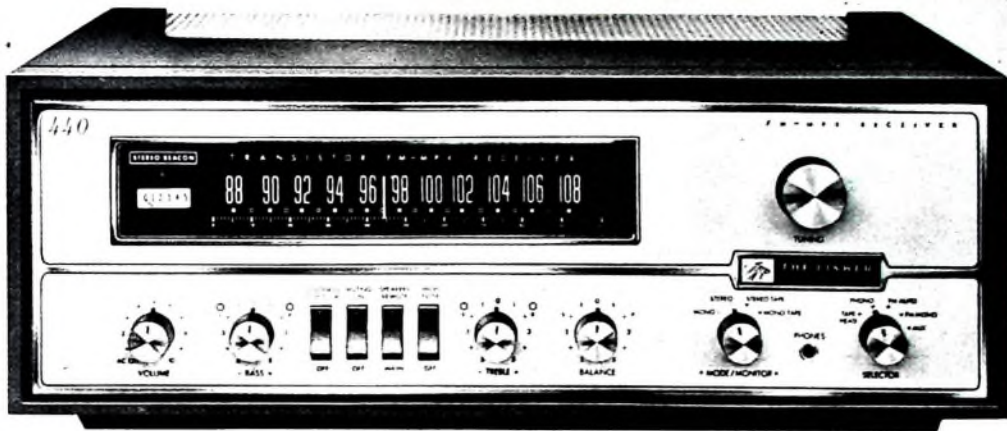
Schrifttum / Sachwörter

145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 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



Den Besten der Welt ebenbürtig — in Ausstattung, Form und Wiedergabe.

Wir wissen, das ist ein großer Anspruch. Aber — wir sind anspruchsvoll. Stereophonie war uns zu wenig. Wir nahmen High-Fidelity hinzu. Und — sind stolz auf das Ergebnis. Erst die neuesten Erkenntnisse moderner Elektroakustik erfüllten unsere Ansprüche, die wir an HI-FI-Laufwerke und Lautsprecher-Anlagen mit dem Namen ELAC stellen. Wir vervollständigen sie mit den weltbekannten HI-FI-Verstärkern und -Tunern von FISHER/USA. So können wir für Schallplatte und Rundfunk eine Fülle von HI-FI-Kombinationen mit wirklich vollendetem,

tongetreuem Raumklang präsentieren... den Besten der Welt ebenbürtig.

Aus der Vielzahl der Kombinationsmöglichkeiten werden Sie bestimmt für Ihre Kunden die ideale Lösung finden: ganz nach deren musikalischen Ansprüchen und räumlichen Gegebenheiten. Grund genug, sich über das ELAC und FISHER HI-FI-Programm ausführlich zu informieren und es anspruchsvollen Kunden zu empfehlen. Informatives Schriftmaterial liegt für Sie und Ihre Kunden bereit.

ELAC ELECTROACUSTIC GMBH, 2300 KIEL

Für anspruchsvolle Kunden





**TOURING-Klangform
bietet mehr!**

Der meistgekaufte Universalsuper
überrascht Sie mit neuer Form
und noch besseren
Klangeigenschaften!

Mit diesem Motiv stellen wir Millionen Verbrauchern den neuen TOURING 70 vor. Seine neue Form und die noch besseren Klangeigenschaften werden ihm mit Ihrer Unterstützung seine Spitzenposition im Markt sichern. Wir werben in den nächsten Monaten intensiv in Quick, Stern, Revue, Kristall, Bunte Illustrierte sowie in führenden Motorzeitschriften für den neuen TOURING. Wir weisen ausdrücklich darauf hin, daß nur qualifizierte Fachgeschäfte ihn führen. Auch der neue TOURING 70 Universal ist preisgebunden und kostet überall DM 340,-.



SCHAUB-LORENZ

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Energieprobleme der Raumfahrttechnik

Die meisten Raumflugaufgaben können nur dann einwandfrei durchgeführt werden, wenn die Bordgeräte mit elektrischer Energie ausreichend versorgt sind. Im künftigen Entwicklungsabschnitt erstreckt sich dieser Leistungsbedarf von Raumfahrzeugen von wenigen Watt bis zu vielen Megawatt über einen Bereich von 7 Größenordnungen. Die Einsatzzeiten der Raumfahrzeuge liegen zwischen wenigen Tagen und mehreren Jahren. Schon in einigen Jahren sind Leistungen im 10-kW-Bereich notwendig; ein Energiebedarf von einigen Megawatt wird jedoch kaum schon im nächsten Jahrzehnt verlangt.

In der Praxis bestimmen zahlreiche technische Forderungen die Auswahl der Energiequellen und -wandler. Dazu gehören unter anderem möglichst niedrige Leistungsverluste, extreme mechanische und thermische Belastbarkeit aller Bauteile und große Strahlungsresistenz der an der Oberfläche des Raumfahrzeugs angeordneten Einrichtungen. Ferner müssen die Rückwirkungen nuklearer Energiequellen auf das übrige Raumfahrzeug, vor allem auch auf die Besatzung, vernachlässigbar bleiben. Entscheidend ist außerdem die Forderung nach absoluter Zuverlässigkeit der Energieversorgungsanlage. Sie muß während der ganzen Einsatzdauer wartungsfrei arbeiten.

Nach dem heutigen Stand der Technik gibt es verschiedene Methoden der Energieversorgung von Raumfahrzeugen. Für kleinere Leistungen unter 1 kW eignen sich hauptsächlich Radioisotope und Sonnenbatterien, für mittlere Leistungen solarthermische Systeme (mit Quecksilberdampf-Turbogenerator) und Kernreaktoren sowie für größere Leistungen über 25 kW ausschließlich Kernreaktoren.

Die verfügbaren Trägerraketen und die Stromversorgungsanlagen für künstliche Erd- und Sonnensatelliten bestimmen weitgehend Umfang und Dauer der Raumflugmissionen. Von der Schubkraft der Raketen hängt es einerseits ab, wie groß die Nutzlasten sein dürfen, die in eine Erdumlaufbahn oder auf eine interplanetare Bahn befördert werden sollen. Andererseits bestimmen Leistung und Lebensdauer der Stromquellen, welche Instrumente und Apparaturen an Bord betrieben werden können und wie lange und über welche Entfernung die Funkverbindung mit dem Raumflugkörper möglich ist.

So bezieht die im November 1964 gestartete Marssonde „Mariner IV“ — sie sandte nach zehn Monaten aus fast 300 Millionen Kilometern Entfernung immer noch klare Signale mit wissenschaftlichen und technischen Meßdaten — ihren Betriebsstrom (einige hundert Watt) aus photoelektrischen Zellen. Künftige Planetensonden, die auf erdnahen Planeten landen und dort automatisch bestimmte Untersuchungen ausführen sollen (zum Beispiel „Voyager“), benötigen etwa 1000 W. Für ausgedehnte Mondexpeditionen, Flüge in Marsnähe mit bemannten Raumschiffen und für Raumstationen mit sechs bis neun Mann Besatzung wird ein ständiger Strombedarf von 30...100 kW angesetzt. Aber selbst Flugmissionen mit wesentlich höheren Forderungen an die Stromversorgung gelten heute nicht mehr als Utopie. Hier kann der Verbrauch beim Einsatz von Ionentriebwerken und anderen elektrischen Antriebssystemen im Bereich von mehreren tausend Kilowatt liegen.

Mit den heute üblichen Batterieanlagen sind solche Einsätze undenkbar. Chemische Batterien hoher Leistungen sind zu schwer und zu schnell erschöpft. Bei den Sonnenzellenbatterien dagegen wären zu viele Energiesammlerplatten nötig. Viele künftige Flugprojekte hängen von der Entwicklung der Radionuklid-Generatoren im Bereich 500...1500 W ab. Mondbasen, interplanetare Flüge mit bemannten Raumschiffen usw. sind auf Reaktoren als Stromquelle angewiesen.

Der Einsatz von Kernkraft auf der Basis der Energiegewinnung aus dem radioaktiven Zerfall, der Spaltung und vielleicht sogar der Verschmelzung von Atomkernen macht es überhaupt erst möglich, komplizierte und über einen langen Zeitraum disponierte Flugmissionen vorzu-

bereiten. Theoretisch ergäbe die Spaltung eines einzigen Gramms Uran 235 eine Energie von fast 25000 kWh.

Vorläufig wird man bei niedrigem Energiebedarf chemische Batterien und Solarzellenbatterien vorziehen und für kurze Flüge mit hohem Energiebedarf Brennstoffzellen benutzen. Hierin besteht eine gewisse Analogie zum Beibehalten des konventionellen chemischen Raketenantriebs, wie er für die „Apollo“-Raumschiffe und die sich unmittelbar anschließenden Projekte gedacht ist. Später sind jedoch Flugdauer und Nutzlasten wesentlich größer; der Antrieb kommt dann ohne Kernenergie nicht mehr aus.

In den USA hat man Radionuklid-Generatoren und einen Kernreaktor als Bordstromquellen von Raumflugkörpern bereits erprobt. Generatoren mit 3 und 25 W Nutzleistung durch Umwandlung der Wärmeenergie aus radioaktivem Zerfall von Plutonium 238 konnten sich während eines Zeitraumes von vier Jahren außerordentlich bewähren. Sie arbeiten im Vergleich zu Solarbatterien konstanter Leistung unabhängig von Entfernung und Stellung des Flugkörpers zur Sonne, sind weniger stör anfällig bei krassem Temperaturänderungen oder beim Einwirken kosmischer Strahlen und nehmen wenig Platz ein. Außerdem sind sie eine zuverlässige Wärmequelle für die Temperaturregelung und für andere Aufgaben im Satelliten. Zum Ausrüsten von „Voyager“-Planetensonden, neuartigen Sonnensonden der „Pioneer“-Serie und von Geräten zum Erforschen der Mondoberfläche dürften Radionuklid-Generatoren allen anderen Kraftquellen weit überlegen sein. Die hohe Zuverlässigkeit und Lebensdauer thermoelektrischer Radionuklid-Generatoren bringt beachtliche Vorteile für den Betrieb von Erdsatelliten im Dienst der Nachrichtenübermittlung, der Navigation und der Wetterbeobachtung.

Aus der ersten Flugprobung eines Kernreaktors im April 1965 — er arbeitete 43 Tage lang zufriedenstellend — erhielt man in den USA interessante Ergebnisse. Das Experiment zeigte auch, daß sich ein mit Reaktor ausgerüsteter Satellit nach dem üblichen Startverfahren in die vorgesehene Bahn bringen läßt. Bei den gegenwärtig zu entwickelnden Reaktoren reichen die Betriebstemperaturen bis zu 700 °C. Die Leistungen sollen bis auf 100 kW gesteigert werden. Nach schwieriger als bei dieser Gruppe sind aber die technischen Probleme bei Großkraftanlagen für elektrische Antriebsaggregate. Ein solches Bordkraftwerk müßte 1000 kW Leistung erzeugen. In einem Reaktor aus hitzebeständigem Metall wird die Wärmeenergie des auf 1100 °C aufgeheizten „Kühlmittels“ (zum Beispiel flüssiges Lithium) auf Kaliumdampf übertragen, der den Turbogenerator antreibt.

Im Gegensatz dazu benutzt man bei der nuklearen Rakete die Energie des Atomkerns direkt zum Aufheizen eines Treibmittels. Es expandiert und erzeugt so den Schub. Die Hauptkomponenten des Nuklear-Raketengenerators sind der Kernreaktor, die Turbopumpe für Flüssigwasserstoff und die Düse. Der aus dem Tank in den Reaktor gepumpte Wasserstoff — er ist wegen seines geringen Molekulargewichtes der ideale Raketen-treibstoff — wird durch die Spaltwärme auf sehr hohe Temperaturen geheizt. Beim Ausströmen aus der Düse bewirkt das expandierende leichte Gas einen doppelt so hohen Schub, als er mit Gasen aus einem chemischen Verbrennungsprozeß gewonnen werden kann.

Nach wie vor ist der Großreaktor das Kernproblem der vielfältigen Arbeiten zur Entwicklung der Nuklear-Raketentechnik. Nach den vorliegenden amerikanischen Planungen dürften Reaktoren dieser Art etwa Mitte der siebziger Jahre einsatzbereit sein. Sie eignen sich als Antrieb bemannter Raumschiffe speziell für Direktflüge zum Mond. Mit dreistufigen, aus einer Erdkreislbahn gestarteten Nuklearraketen denkt man an Flüge zu erdnahen Planeten. Aller Wahrscheinlichkeit nach dauert eine Expedition Erde—Mars—Erde mit einem maximal 40tägigen Aufenthalt auf dem Planeten zu Forschungsaufgaben ungefähr 400 Tage. Bis dahin werden aber noch viele Jahre vergehen. Werner W. Diefenbach

Verwendung eines S-förmigen Impulses zur Tastung und Farbsynchronisierung

Für die Schwarzastung der Farbdifferenzsignale in Farbfernsehempfängern muß wegen des in der Austastlücke liegenden Burst-Impulses ein entsprechend schmaler Tastimpuls verwendet werden, der zeitlich nicht mit dem Burst-Impuls zusammenfällt (oder es muß der Burst-Impuls vor der Klemmschaltung ausgetastet werden). Verwendet man einen S-förmigen Tastimpuls, kann die Schwarzastung in der Austastlücke vor dem Burst-Impuls erfolgen. Die zweite Sinushalbwelle des S-Impulses kann dann auf den (demodulierten) Burst-Impuls tasten. Daraus läßt sich mit Hilfe einer weiteren Klemmschaltung eine Regelspannung gewinnen, die von der Amplitude und der Polarität des (demodulierten) Burst-Impulses (also von der Phasenlage zwischen dem unmodulierten Burst- und dem Referenzsignal) abhängig ist. Diese Regelspannung kann zur Nachstimmung des Referenzsignaloszillators verwendet werden.

1. Gewinnung des S-Impulses

Der S-Impuls läßt sich in einer Schaltung nach Bild 1 gewinnen. Über einen Widerstand von 47 Ohm und eine Diode BYX 10 fließt während des Zeilenhinlaufes ein Strom aus dem Horizontal-Ausgangstransformator durch die Wicklung w 2 der Spule L. Durch den folgenden Rücklaufimpuls wird die Diode gesperrt. An der

gedämpft, und die Schwingung reißt ab. Bild 2b zeigt die entstandene Schwingung und Bild 2a den Impuls aus dem Horizontal-Ausgangstransformator.

Der Spule L können zwei gleiche, aber gegenphasige S-Impulse entnommen werden (Autotrafo). Die Amplitude wird außerdem auf den zweifachen Wert transformiert. Um zu verhindern, daß das Induktivitätsverhältnis der Teilwicklungen von L sich bei Abstimmung durch den Eisenkern ändert, ist die Spule so gewickelt, daß die Wicklungen w 1 und w 2 je eine Lage ergeben und Wicklung w 3 auf zwei gleiche Lagen verteilt wird.

Bild 3 zeigt die beiden damit erreichten S-Impulse. Beide Impulse stimmen in ihrer Form gut überein und weisen keine nennenswerten Störschwingungen auf.

Aus Bild 4 ist die Lage der als Schwarzwert-Tastimpulse verwendeten ersten Hälfte der S-Impulse in der Signal-Austastlücke des (R-Y)-Signals ersichtlich und aus Bild 5 die Lage der zweiten Hälfte des S-Impulses, verglichen mit dem Burst-Impuls im (B-Y)-Signal.

2. Schwarzwert-Tastung der Farbdifferenzsignale

In der Schaltung eines Farbdifferenzsignal-Verstärkers, dessen Beschreibung in

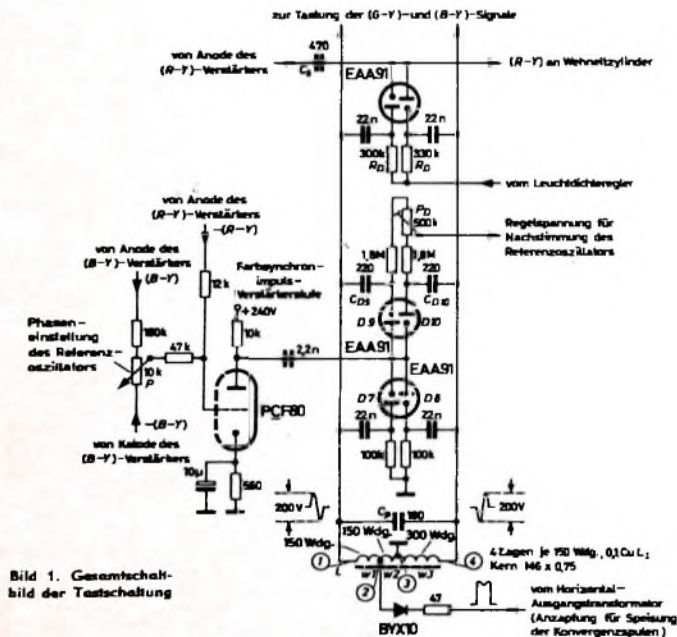


Bild 1. Gesamtschaltbild der Testschaltung

Spule entsteht eine Sinusschwingung. Die Frequenz dieser Schwingung kann durch die Induktivität von L und die Kapazität des Parallelkondensators C_p so abgestimmt werden, daß die zweite Halbwelle mit dem Burst-Impuls zusammenfällt. In der nachfolgenden Hinlauffperiode wird der Schwingkreis durch die wieder leitende Diode sowie durch den 47-Ohm-Widerstand

einem späteren Beitrag folgen soll, werden die Signale vor den Wohnnetzylindern der Bildröhre getastet. Wird mit den beschriebenen S-Impulsen getastet, dann kann eine Burst-Austastung entfallen. Der (demodulierte) und verstärkte Burst-Impuls kann außerdem als Kriterium für die Phasenvergleichs-Synchronisation des Referenzoszillators dienen.

DK 621.397.132

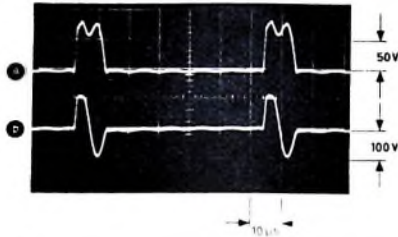


Bild 2. Tastimpulsgewinnung aus dem Horizontal-Rücklaufimpuls. a) Impuls vom Horizontal-Ausgangstransformator, b) Impuls am Punkt (a) der Spule L

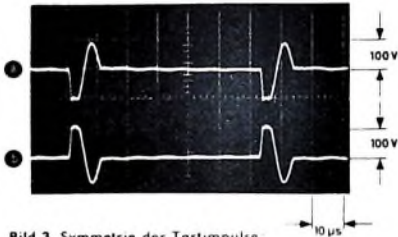


Bild 3. Symmetrie der Tastimpulse. a) Impuls am Punkt (a) der Spule L, b) Impuls am Punkt (b) der Spule L

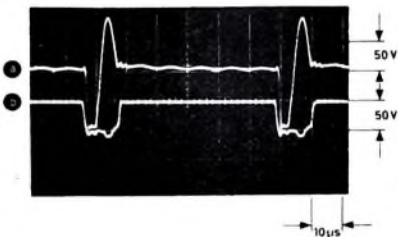


Bild 4. Lage des Tastimpulses (1. Halbwelle) in der Austastlücke. a) Tastimpuls am Punkt (a), b) (R-Y)-Signal am Wohnnetzylinder

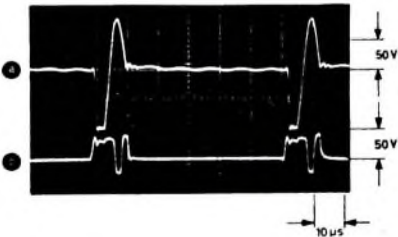


Bild 5. Lage des Burst-Aufkastimpulses (2. Halbwelle) zum Burst. a) Tastimpuls am Punkt (a), b) (B-Y)-Signal am Wohnnetzylinder

Mit einer Dimensionierung der Schwarzwert-Tastungsschaltung nach Bild 1 ergibt sich der Tastimpuls-Stromverlauf nach Bild 6b, durch die Dioden D 7 ... D 10 (EAA 91). Darüber (Bild 6a) ist der Verlauf der an der Diode liegenden Tastimpulsspannung gezeigt. Die Stromimpulsdauer ist etwa $t = 2 \mu s$. Der Innenwiderstand des Farbdifferenzsignal-Verstärkers, gemessen an

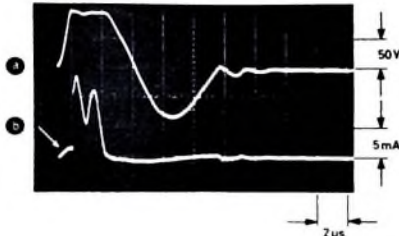


Bild 6. Tastimpulsstromverlauf im Vergleich zur Tastimpulsspannung:
a) Tastimpulsspannung,
b) Tastimpulsstrom

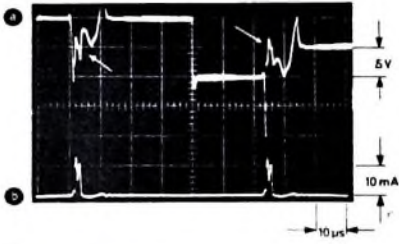


Bild 7. Weglastung eines Störsignalsprungs aus dem (R-Y)-Signal am Wehneltzylinder bei $C_k = 470$ pF:
a) Störsignalsprung vor und nach der Tastung,
b) Tastimpulsstrom

der Anode, wurde zu 7,65 kOhm ermittelt (das Signal an der Anode verringerte sich bei Belastung mit einer Reihenschaltung von 47 kOhm und 0,1 µF von 100 % auf 86 %). Die für die Schwarzwerthaltung interessierende Umladezeitkonstante ergibt sich mit einem Koppelkondensator von $C_k = 470$ pF zu

$$\tau = 7,65 \cdot 10^3 \cdot 0,47 \cdot 10^{-9} = 3,6 \mu\text{s}$$

Dann wird $\frac{1}{\tau} = \frac{2}{3,6} = 0,556$.

Damit berechnet sich die Umladung während einer Tastperiode zu

$$1 - e^{-1/\tau} = 0,43 = 43\%$$

das heißt, dieser Teilbetrag einer Störspannung wird in einer Tastperiode ausgeglichen

Bild 7a zeigt einen Rechtecksprung vor und nach der Tastung am Wehneltzylinder, der als Störspannung bei einem Farbdifferenzsignal Null zusätzlich am Schirmgitter des (R-Y)-Signalverstärkers eingespeist wurde. Darunter ist der Tastdiodenstrom im Oszillogramm dargestellt. Man erkennt, daß der Rechtecksprung nach einer Tastperiode auf 50 % verringert wird. Die Abweichung gegenüber dem berechneten Wert von nur 43 % ist darauf zurückzuführen, daß die Dioden schon vor dem eigentlichen Taststromeinsatz leitend werden und bereits einen geringen Strom ziehen (siehe Pfeil im Bild 6b).

Mit $1 - e^{-1/\tau} = 0,5$

und $\frac{1}{\tau} = 0,7$

gilt für die effektive Tastzeit

$$t = 0,7 \cdot 3,6 = 2,52 \mu\text{s}$$

Aus Bild 7a ist außerdem ersichtlich, daß während der Tastimpulsdauer vor und nach dem Rechtecksprung nahezu das

gleiche Niveau am Wehneltzylinder liegt (nur etwa 0,2 V Unterschied gegenüber der Gesamtsprungamplitude von 10 V, Pfeil). Die Tastimpulsquelle hat also gegenüber dem Innenwiderstand des Verstärkers einen niedrigen Widerstand und kann bei der vorher durchgeführten Berechnung von τ vernachlässigt werden.

Die Stromverteilung im Tastkreis geht aus Bild 8 hervor. Darin ist

U_{St} = die wegzutastende Störspannung,

$$I_1 = \frac{U_{St}}{R_{iV} + \frac{1}{2} R_{iT}} = \text{Umladestrom für } C_k \text{ zu Beginn der Umladung,}$$

I_T = Tastimpulsstrom,

R_{iV} = Innenwiderstand des Verstärkers,

R_{iT} = Innenwiderstand der Tastimpulsquelle einschließlich dem Durchlaßwiderstand der Dioden.

Der Umladestrom I_1 teilt sich also und fließt zu gleichen Teilen über die Dioden und die Tastimpulsquelle ab.

Bei der Dimensionierung der Tastschaltung für eine möglichst schnelle Umladung sollte folgendes beachtet werden:

1. C_k soll so klein wie möglich sein. Eine Grenze ist durch eine möglicherweise zwischen zwei Horizontalimpulsen auftretende Dachschräge infolge des Eingangswiderstandes R_E der folgenden Stufe gegeben. Außerdem kann bei einem sehr kleinen Wert von C_k ein Signalspannungsverlust durch die Spannungsteilung mit der Eingangskapazität C_E der folgenden Stufe eintreten.

2. Die Summe von R_{iV} und $1/2 R_{iT}$ soll klein sein

3. C_D soll groß gegenüber C_k sein, damit daran kein nennenswerter Spannungsfall durch den Umladestrom I_1 auftritt. Außerdem soll C_D so groß sein, daß die Dioden während der ganzen Tastimpulsdauer leitend sind

4. R_D bestimmt die Größe des Tastimpulsstromes und damit den Durchlaßwiderstand der Dioden. Hat der Tastimpuls keine steilen Flanken (z. B. Sinushalbwelle), kann mit R_D auch die Breite des Tastimpulses (Stromverlauf) eingestellt werden, also die Tastdauer. Mit kleiner werdendem R_D verringert sich jedoch die Spannung des Tastimpulses.

Durch die Widerstände R_D fließt - zum Beispiel bei Signalen mit Gleichspannungsanteil - auch ein Gleichstrom in den Eingangswiderstand R_E der folgenden Stufe. Soll die Genauigkeit der Schwarzwerthaltung nicht beeinträchtigt werden, dann muß der maximal abfließende Gleichstrom zugrunde gelegt werden. Dieser darf an R_D keinen nennenswerten Spannungsfall verursachen. Dabei ist auch unter Umständen der Innenwiderstand einer an die Mitte zwischen den beiden Widerständen R_D geschalteten Gleichspannungsquelle zu berücksichtigen (Weil einem zum Beispiel über R_E abfließenden Gleichstrom nur während der Tastdauer der Weg über die Dioden und R_D geöffnet ist, fließt in dieser Zeit ein um das Tastverhältnis größerer Umladestromimpuls, der aber den gleichen Mittelwert hat.)

Im Bild 1 wurde $R_D = 330$ kOhm gewählt. Der maximale Strom am Wehneltzylinder einer Farbbildröhre vom Schattenmaskentyp betrug 20 nA. Auch mit einem zusätzlichen Widerstand von 500 kOhm der Wehnelt-Gleichspannungsquelle ergibt sich

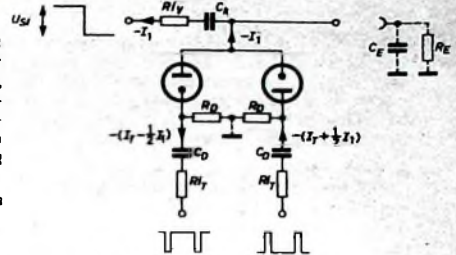


Bild 8. Stromverteilung im Tastkreis

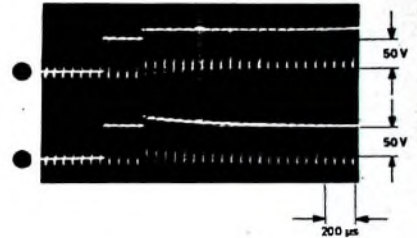


Bild 9. Weglastung eines positiven Störsignalsprungs bei $C_k = 2,5$ nF:
a) (R-Y)-Signal vor der Tastung (Bildsignal = Schwarz-Rot-Sprung),
b) (R-Y)-Signal nach der Tastung (am Wehneltzylinder)

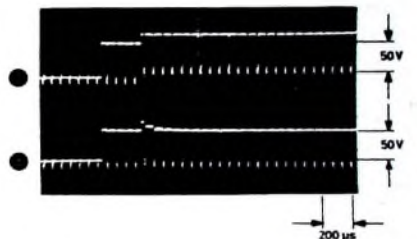


Bild 10. Weglastung eines positiven Störsignalsprungs bei $C_k = 470$ pF:
a) (R-Y)-Signal vor der Tastung (Bildsignal = Schwarz-Rot-Sprung),
b) (R-Y)-Signal nach der Tastung (am Wehneltzylinder)

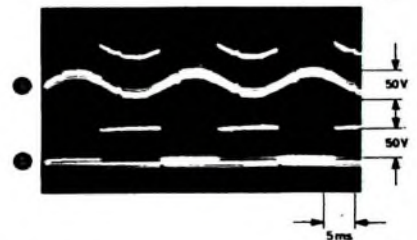


Bild 11. Weglastung einer Brummspannung bei $C_k = 470$ pF:
a) (R-Y)-Signal vor der Tastung (Bildsignal = Schwarz-Rot-Mäander),
b) (R-Y)-Signal nach der Tastung (am Wehneltzylinder)

dann ein zu vernachlässigender Spannungsabfall von maximal

$$\left(\frac{1}{2} \cdot 330 + 500\right) \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-9} = 13,3 \text{ mV.}$$

Der Koppelkondensator C_k ist mit 470 pF so klein gewählt, daß die Signalspannung infolge der Spannungsteilung mit C_E nur um etwa 5 % sinkt.

Bild 9 zeigt, daß mit einem Koppelkondensator $C_k = 2,5$ nF ein Rechtecksprung als Störsignal erst nach etwa 20 Tastperioden,

also nach 20 Zeilen wieder weggetastet ist. Im Gegensatz dazu beweist Bild 10 die Wegtastung des Rechtecksprunges mit $C_k = 470 \text{ pF}$ in vier Tasterperioden. Im Bild 11 ist dargestellt, wie eine eingekoppelte Brummspannung weggetastet wird.

3. Nachstimmspannung aus dem demodulierten Burst-Signal

Bei der Gewinnung der Regelspannung für die Nachstimmung des Referenzoszillators nach der Phasenlage zum Burst-Signal wird davon Gebrauch gemacht, daß bei der Demodulation nach R-Y das demodulierte Burst-Signal gleich Null ist. Bei einer Abweichung von dieser Phasenlage entsteht ein positiver oder negativer Burst-Impuls am Demodulator. Die relative Amplitude dieses Impulses ist ein Maß für die Größe der Phasenabweichung.

Für die Farbsynchronisierung wird das Signal $-(R-Y)$ von der Kathode des (R-Y)-Verstärkers abgenommen und an das Triodengitter einer Verstärkerröhre vom Typ PCF 80 (Bild 1) gegeben. Auch die Signale $-(B-Y)$ und $+(B-Y)$ werden von der Kathode und der Anode des (B-Y)-Verstärkers über eine einstellbare Widerstandsmatrix zum genauen Abgleich der Sollphase auf dasselbe Gitter der Verstärkerröhre gegeben. In der Mittelstellung des Potentiometers wird also kein (B-Y)-Signal hinzugemischt. Das verstärkte Signal wird über eine Koppelkapazität von $2,2 \text{ nF}$ an die Tastdioden D 7 bis D 10 geführt. In der Austastflücke wird das Signal mit der ersten Sinushalbwelle der S-Impulse über D 7 und D 8 auf Massepotential geklemmt. Mit der zweiten Sinushalbwelle der S-Impulse werden dann die entsprechend umgekehrt gepolten Dioden D 9 und D 10 während der Dauer des Burst-Impulses geöffnet. Die Kondensatoren C_{D9} und C_{D10} werden - abhängig davon, ob der Burst-Impuls Null, positiv oder negativ gerichtet ist - so aufgeladen, daß am Schleifer des Potentiometers P_D in Mittelstellung eine Gleichspannung Null oder eine positive oder negative Gleichspannung entsteht. Diese gelangt über ein Tiefpaßglied zur Ausbiegung von Impulsresten an die Reaktanzröhre des Referenzoszillators. Das Potentiometer P_D dient zur Symmetrierung der an C_{D9} und C_{D10} liegenden Gleichspannung.

Bei einer Differenzsignalamplitude von 100 V (R-Y) am Wehneltzylinder liegt an den Tastdioden D 7...D 10 eine Signalspannung von 28 V (R-Y). Damit ergibt sich eine Änderung der Regelspannung von $\pm 1 \text{ V}$ für $\pm 10^\circ$ Phasenabweichung (bei 75% Farbbalkenamplitude vor dem Coder). Diese Schaltung ist deshalb besonders vorteilhaft, weil die Phasenlage am Demodulator selbst als Kriterium herangezogen wird. Sie setzt aber eine phasenstarre Beziehung zwischen den Horizontal-Synchronimpulsen und den Zeilenrückschlag-Impulsen voraus.

Die Schwarzlastung der Farbdifferenzsignale kann als gut bezeichnet werden, obwohl die Tastdauer nur etwa $2,5 \mu\text{s}$ beträgt. Die mit der beschriebenen Schaltung erreichte Regelspannung für die Steuerung des Referenzoszillators [1] ergibt eine zufriedenstellende Synchronisation.

Schrifttum

- [1] Kröner, K.: Referenzsignalgenerator für $4,43 \text{ MHz}$ mit Reaktanzröhre. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 14, S. 544
- [2] Kröner, K.: Ein Synchrondemodulator für Farbfemsempfänger. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 10, S. 290-292

Schallplatten-Vorführkombination »VK 5«



Bild 1. Schallplatten-Vorführkombination „VK 5“ (Dual)

Die Stereo-Laufwerk-Verstärkerkombination „VK 5“ von Dual (Bild 1) wird zwar als spezielle Vorführkombination für Schallplatten-Verkaufsläden und industrielle Abhörplätze bezeichnet, doch läßt sie sich auch in der Privatatmosphäre vielseitig verwenden. Der Einbau - beispielsweise in eine Phonobar - ist ohne größere Montagearbeiten durchzuführen, da die Kombination vollständig verdrahtet auf einem Werkbodenbrett geliefert wird und zur Inbetriebnahme nur noch die Netzleitung und die Kopfhörer oder Lautsprecher angeschlossen zu werden brauchen. Hierzu stehen genormte Anschluß-

ren Wiedergabequalität heute außerordentlich verbessert worden ist und die sich infolge ihres geringen Gewichts nicht mehr so unbequem tragen lassen wie die älteren, robusteren Ausführungen) kann sich der Schallplattenfreund - frei von störenden Umwelteinflüssen - ganz auf den Inhalt der Schallplatte konzentrieren.

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan der Kombination eingebauten voll transistorisierten Stereo-Verstärkers „TV 37“. Er ist zum Anschluß von Kristallsystemen (Eingänge 1 und 3) oder Magnetsystemen (Eingänge 2 und 3) geeignet und hat mit $60 \text{ bis } 15\,000 \text{ Hz} \pm 3 \text{ dB}$ einen für derartige Geräte sehr guten Frequenzbereich (Bild 3). Nähere Daten gehen aus Tab. I hervor.

Die Inbetriebnahme des Verstärkers erfolgt automatisch mit dem manuellen oder automatischen Start des Plattenspielers. Der Verstärker hat Lautstärke- und getrennte Höhen- und Tiefenregelung. Bei Mono-Wiedergabe können die Kanäle durch einen mit dem Lautstärkeregelkombinierten Schalter parallel geschaltet werden.

Serienmäßig wird die Kombination „VK 5“ mit dem Dual-Wechsler „1011“ und dem neuen Kristallsystem „CDS 630“ bestückt. Bei der Verwendung von Magnetsystemen ist der Austausch des Laufwerks gegen das Modell „1009“ von Dual zu empfehlen.

H.-J. Haase

Tab. I. Technische Daten des Stereo-Verstärkers „TV 37“

Ausgangsleistung:	200 mW/Kanal bei $k \approx 3\%$
Frequenzbereich:	60 Hz - 16 kHz $\pm 3 \text{ dB}$
Störabstand:	$\geq 55 \text{ dB}$
Übersprechdämpfung:	$\geq 40 \text{ dB}$
Zulässige obere Grenztemperatur:	55 °C
Impedanz:	$\geq 15 \text{ Ohm}$ je Kanal
Baßregelung:	+6/-15 dB bezogen bei 100 Hz jeweils
Höhenregelung:	+9/-15 dB auf bei 10 kHz 1 kHz
Hörerausgang:	3pol. Buchse nach DIN 41 524
Leistungsaufnahme:	7 VA

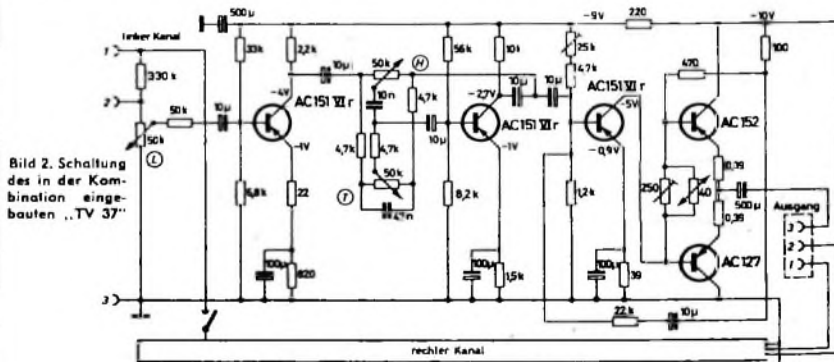


Bild 2. Schaltung des in der Kombination eingebauten „TV 37“

buchsen (AMP- bzw. DIN-Buchsen) zur Verfügung. Die komplette Einheit nimmt nicht viel mehr Platz ein, als ein Plattenspieler zum Einbau benötigt.

Die Einbaumaße der Kombination sind: Außenmaße der Grundplatte $435 \times 320 \text{ mm}$, Ausschnittgröße $410 \times 295 \text{ mm}$, Einbauhöhe ab Unterkante (Falz) der Grundplatte 90 mm , Einbautiefe ab Unterkante (Falz) der Grundplatte 75 mm .

Obwohl die Kombination hauptsächlich für Kopfhörerbetrieb entwickelt wurde, gestattet die zur Verfügung stehende Ausgangsleistung von 200 mW auch den Anschluß von Lautsprechern. Jedoch gerade bei der Verwendung von Kopfhörern (de-

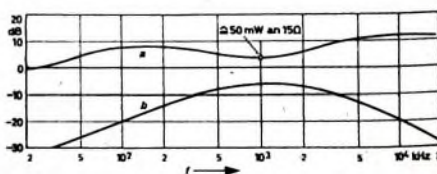


Bild 3. Frequenzgang des Stereo-Verstärkers „TV 37“: a) Höhen und Tiefen voll aufgeregelt, b) Höhen und Tiefen voll abgemängt

Service-Stereo-Coder »76011«

Technische Daten	
Eingänge	
Normbuchse mit Eingängen für:	Fremdmodulation links, Fremdmodulation rechts
Eingangsimpedanz:	1 MOhm
Eingangsfiler:	für Musikmodulation 30...15000 Hz; Dämpfung der Frequenzen oberhalb 15 kHz, Dämpfungspol bei 19 kHz ≥ 31 dB
Ausgänge	
Multiplex-Ausgang:	Multiplex-Signal einschließlich Pilotton
Ausgangsimpedanz:	330 Ohm
Ausgangspegel:	0...10 V _{eff} , regelbar entsprechend 0...100 kHz FM-Hub
Klirrdämpfung bei Normalpegel 4 V _{eff} (40 kHz Hub):	$k_2 \geq 46$ dB, $k_3 \geq 47$ dB
bei Vollaussteuerung 7,5 V _{eff} (75 kHz Hub):	$k_2 \geq 40$ dB, $k_3 \geq 40$ dB
Fremdspannungsdämpfung:	≥ 73 dB unterhalb 7,5 V _{eff}
Hilfsträgerrestdämpfung:	≥ 54 dB unterhalb 7,5 V _{eff}
Pilotausgang:	Pilotton allein
Frequenz:	19 kHz ± 2 Hz, quarzstabilisiert
Ausgangspegel:	3 V _{eff}
Ausgangsimpedanz:	600 Ohm
HF-Ausgang:	mit Multiplex-Signal frequenzmoduliertes UKW-Signal
Frequenz:	101 MHz ± 1 MHz, nachstellbar
Ausgangspegel:	etwa 10 mV
Ausgangsimpedanz:	240 Ohm, symmetrisch
Tongenerator:	Zweitton-Generator 1,3 kHz und 5,2 kHz, durch Vervielfacher starres Frequenzverhältnis 1:4, einzeln oder gleichzeitig auf die Eingänge schaltbar; Klirrdämpfung $k_2 \geq 49$ dB, $k_3 \geq 49$ dB
Synchronisier-Ausgang:	5,2 kHz, synchron mit eingebautem Tongenerator
Ausgangspegel:	13 V _{eff}
Ausgangsimpedanz:	6 kOhm
Modulationsmöglichkeiten	
Fremdmodulation:	L und R von 30 Hz bis 15 kHz, Eingangsfiler für Musikmodulation
Interne Modulation:	L und R beide 1,3 kHz, L 1,3 kHz und R 5,2 kHz, L und R beide 5,2 kHz, L 5,2 kHz und R 1,3 kHz
Die interne Tonmodulation kann wahlweise gleich- oder gegenphasig auf die beiden Kanäle geschaltet werden	
Regler	
Regler für Eingangspegel L, Eingangspegel R, Ausgangspegel Multiplex (gleichzeitig FM-Hub-Einstellung), UKW-Frequenz fein	
Halbleiterbestückung	26 Transistoren, 17 Dioden, 1 Selengleichrichter
Stromversorgung:	220 V, 50 Hz, 2 W
Abmessungen:	243 mm x 184 mm x 87 mm
Gewicht:	2,2 kg

genügenden Abstand von der Pilotfrequenz haben.

Mit dem Funktionsschalter, dem Kanalschalter, dem Phasenumkehrschalter und den Eingangsreglern können diese Frequenzen einzeln oder zugleich in zahlreichen Kombinationen auf die Eingänge geschaltet werden. Mittels eines Zweistrahls-Oszillografen kann man bei Zweitton-Modulation das Verhalten von Decodern gleichzeitig bei hohen und tiefen Frequenzen und in beiden Kanälen beobachten. Damit ist ein zeitsparender Abgleich auf optimale Mittelwerte der Übersprechereigenschaften von Stereo-Decodern möglich.

Um die Verwendung eines zusätzlichen Meßsenders überflüssig zu machen, enthält der Coder einen UKW-Generator, der durch das Multiplex-Signal frequenzmoduliert wird. Der Frequenzhub kann von 0...100 kHz geregelt werden und ist an dem eingebauten Hubmesser ablesbar, der zugleich die Spitzenspannung am Multiplex-Ausgang anzeigt. Die Einstellung der Signalamplitude durch den Hubregler ist für die Funktionsprüfungen des Decoders genauer und besser reproduzierbar als durch HF-Regelung. Deswegen konnte der beträchtliche Mehraufwand für eine UKW-Spannungsregelung, die bis unter 1 μ V reichen müßte, eingespart werden.

Die UKW-Frequenz beträgt 101 MHz und ist um ± 1 MHz feineinstellbar.

Der HF-Ausgang ist für 240 Ohm (symmetrisch) ausgelegt und kann über UKW-Bandleitung direkt mit dem Antennen-eingang des Empfängers verbunden werden.

2. Funktion der Schaltung

Die Arbeitsweise des Stereo-Coders ist im folgenden an Hand des Blockschaltbilds und der Gesamtschaltung (Bilder 2 und 3) erläutert.

Der Funktionsschalter S 1 ermöglicht die Umschaltung der Coder-Eingänge auf Fremdmodulation oder eine der vier verschiedenen Tonkombinationen aus den eingebauten Tongeneratoren. Weitere Variationen ergeben sich durch den Phasenumschalter S 2, der zwischen den Tongeneratoren und dem Funktionsschalter liegt. Außerdem kann die gewählte Tonkombination über den Kanalschalter S 7 wahlweise nur auf den linken, den rechten oder auf beide Kanäle zugleich geschaltet werden.

Der Tongenerator besteht aus drei Stufen (T 1... T 3): dem Generator für 1,3 kHz, der Verdopplerstufe (2,6 kHz) und dem zweiten Verdoppler für 5,2 kHz, der zugleich mit der Ausgangsbuchse für die Oszillografen-Synchronisierung verbunden ist.

Auf den Funktionsschalter folgt für jeden Kanal ein Eingangs-NF-Verstärker. Die beiden NF-Verstärker können mittels S 6 wahlweise mit oder ohne Preemphasis (50 μ s) betrieben werden. Jeder der beiden NF-Verstärker ist mit einem der Eingänge der Modulatorstufe verbunden, in der die Multiplex-Signalaufbereitung nach dem Zeitmultiplex-Verfahren erfolgt. Die Modulatorstufe ist mit zwei Diodenquartetten (D 7... D 14) bestückt und arbeitet nach dem

Der Stereo-Coder „76 011“ (Bild 1) liefert ein vollständiges Multiplex-Stereo-Signal nach dem Pilottonverfahren, dessen Pegel am Multiplex-Ausgang von 0...10 V_{eff} regelbar ist. Die NF-Signale für den linken und rechten Stereo-Kanal können über eine Tonband-Normbuchse zugeführt werden. Diese Eingangsbuchse ist so geschaltet, daß sowohl Tonband- als auch Schallplatten-Anschlußkabel in normaler Schaltung für den Anschluß geeignet sind. Getrennte Eingangsregler für beide NF-Kanäle und (abschaltbare) Preemphasis von 50 μ s sind vorhanden.

Einwandfreie Musikmodulation wird durch das eingebaute NF-Eingangsfiler gewährleistet; die unerwünschten 19-kHz-Komponenten und die Oberwellen des Tonspektrums werden so weit gedämpft, daß keine störenden Interferenzen und Intermodulationseffekte mit dem Pilotton wahrnehmbar sind.

Weiterhin kann der Stereo-Coder mit eingebauten Generatoren für zwei Tonfestfrequenzen angesteuert werden. Die beiden Tonfrequenzen mit einem starren Frequenzverhältnis von 1:4 sind mit 1,3 kHz und 5,2 kHz so gewählt, daß sie etwa am unteren und oberen Ende des für Stereo-Effekte wichtigsten Bereiches liegen und die Harmonischen von 5,2 kHz



Bild 1. Ansicht des Stereo-Coders „76011“

1. Allgemeine Beschreibung

Der volltransistorisierte Multiplex-Stereo-Coder „76 011“ von Loewe Opta, der auf die bei der Entwicklung von Stereo-Codern für UKW-Rundfunksender gewonnenen Erfahrungen aufbaut, ist geeignet für Entwicklung, Überprüfung, Abgleich und Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern und Stereo-Decodern. Darüber hinaus ermöglicht er dem Rundfunkhändler jederzeit die Vorführung von HF-Stereophonie aus eigenen Musik-Programmquellen, wie Schallplatten oder Tonbändern, in einer diesen Programmquellen gleichwertigen Qualität.

1) frühere Bezeichnung „60 501“

Kurzschlußverfahren: Im Rhythmus der steuernden Hilsträgerfrequenzen (38 kHz) wird abwechselnd der eine NF-Kanal durch das erste Diodenquartett, in der anderen Halbperiode dagegen der andere NF-Kanal durch das zweite Diodenquartett nach Masse kurzgeschlossen.

In der nachfolgenden Additionsstufe werden die beiden durch die Kurzschlußmethode entstandenen Rechteck-Kurvenzüge vereinigt und stellen jetzt bereits die Grundform eines Multiplex-Signals dar, dessen beide Hüllkurven den beiden NF-Signalen entsprechen. Diesem Signal wird nun noch die 19-kHz-Pilotfrequenz und eine kleine, gegenphasige 38-kHz-Komponente addiert, die nach genauer Amplituden- und Phaseneinstellung mit R 49 und R 52 den Trägerrest auf Null kompensiert.

Der Hilsträger entsteht in der Verdopplerstufe (D 5, D 6, T 5), die dem Pilotgenerator nachgeschaltet ist. Der Pilotgenerator ist quarzstabilisiert. Außer zu der Trägerfrequenz-Verdopplerstufe wird die Pilotfrequenz über den Schalter S 3 sowie Phasen- und Amplitudenregler (R 62 beziehungsweise R 67) der Additionsstufe und weiterhin einer besonderen Ausgangsbuchse zugeleitet, die für die Synchronisierung eines Oszillografen oder für bestimmte Decoder-Versuche verwendet werden kann.

Zur Einstellung der richtigen Phasenlage zwischen Pilotfrequenz und 38-kHz-Träger mit R 62 ist S 1 in Stellung „L/R, 5.2 kHz“ und S 2 in Stellung „gegenphasig“ zu bringen. Ein an den Multiplex-Ausgang geschalteter Oszillograf zeigt dann ein Oszil-

logramm nach Bild 4. Dann dehnt man das Oszillogramm in vertikaler Richtung (der Oszillograf muß entsprechend übersteuerungsfest sein). Falls die Phasenlage richtig ist, erhält man das im Bild 5 gezeigte Oszillogramm. Bei einem gerade noch zulässigen Phasenfehler von 3°, erscheint das im Bild 6 dargestellte Schirmbild auf dem Oszillografen.

Der Ausgang der Additionsstufe ist mit dem Multiplex-Verstärker verbunden, der den fest eingestellten Tiefton-Phasenregler R 132 und den von der Frontplatte aus bedienbaren Multiplex-Amplitudenregler R 144 enthält, der für die gesamte Ausgangsspannung einschließlich Pilotanteil wirksam ist und zugleich die Einstellung des gewünschten UKW-Frequenzhubs ermöglicht.

Bild 2. Blockschaltbild der Funktionsgruppen des Stereo-Coders

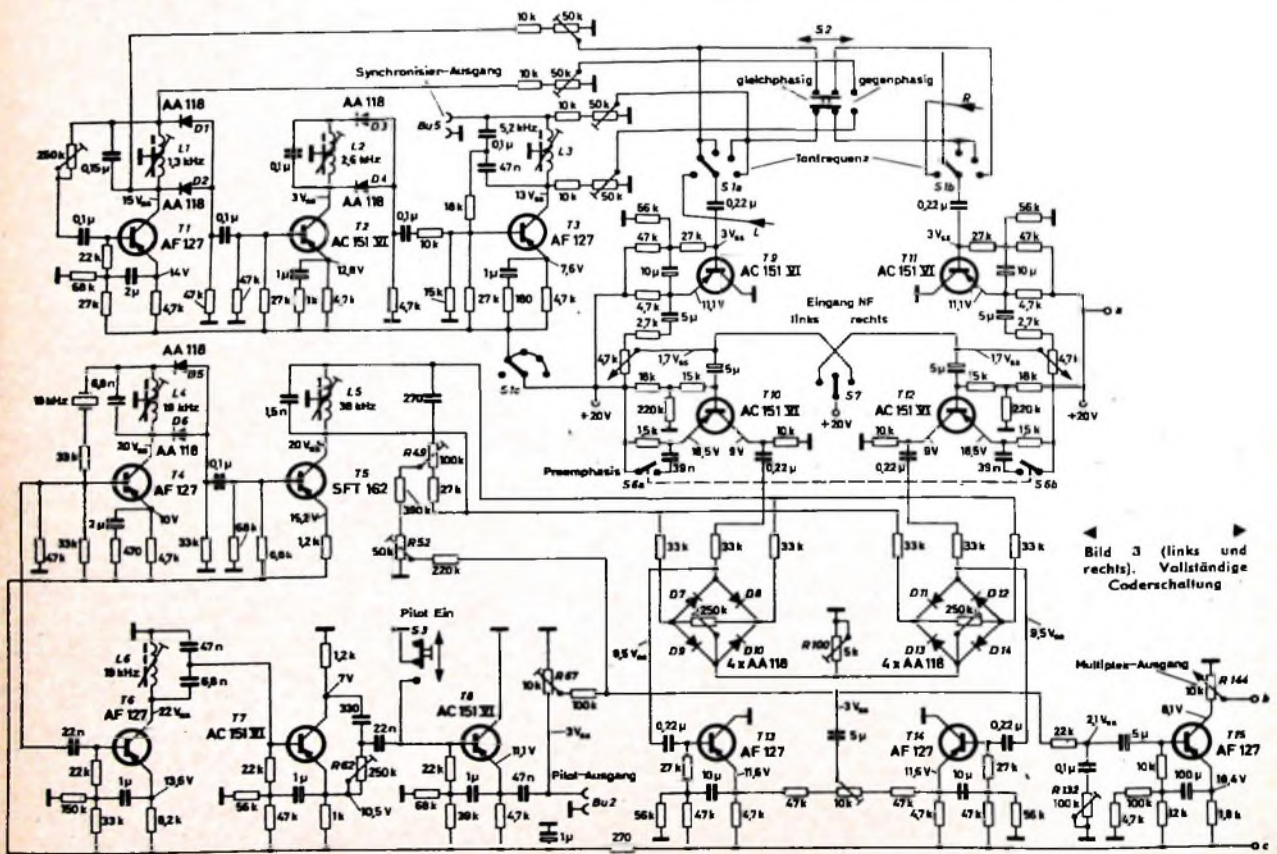
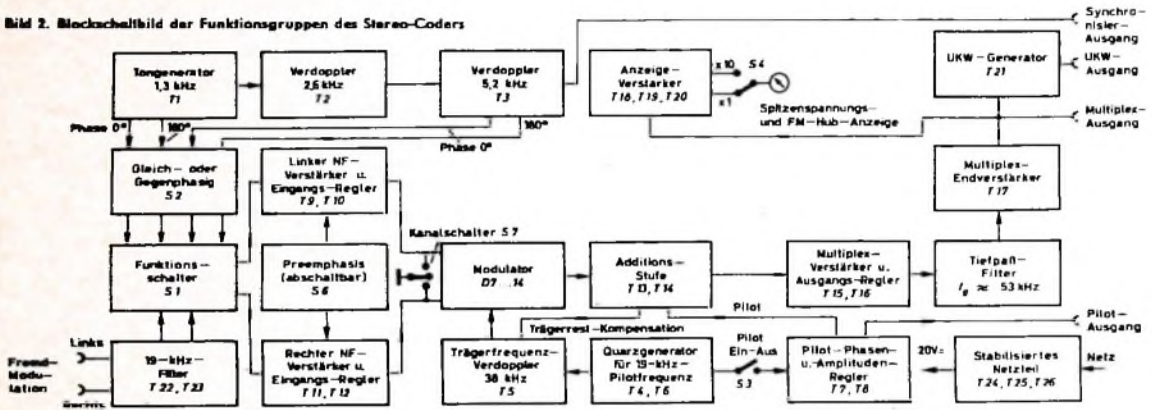


Bild 3 (links und rechts). Vollständige Coderschaltung

Es folgt das Tiefpaßfilter (R 150 ... R 152, L 7 ... L 9, C 90 ... C 92) mit einer oberen Grenzfrequenz von 53 kHz, das die Aufgabe hat, aus den hinter dem Diodenmodulator zunächst fast rechteckigen Träger-Seitenbandsignalen alle höheren Harmonischen zu entfernen und nur die NF, die Pilotfrequenz und die (hinter dem Filter wieder sinusförmigen) Grundwellen der Differenzsignal-Seitenbänder, also das gesamte Multiplex-Signal auf „Basisbandbreite“ reduziert, an den Endverstärker T 17 weiterzuleiten.

Nach dieser Rechteck-Sinus-Umwandlung ist die Amplitude des Differenzsignals gegenüber dem Summensignal um den in der Fourier-Reihe des Rechtecksignals enthaltenen Faktor $4/\pi$ zu groß. Von den verschiedenen schaltungstechnischen Möglichkeiten zur Wiederherstellung des richtigen Amplitudenverhältnisses haben sich besonders zwei Methoden eingeführt: die definierte, gleichphasige Verkopplung der beiden NF-Eingangskanäle oder die Verminderung des Abschalt- beziehungsweise Umschaltfaktors in der Modulationsstufe. Die zweite Möglichkeit wurde hier gewählt, wobei die NF-Signale im Modulator abwechselnd nicht direkt nach Masse kurzgeschlossen werden, sondern über einen gemeinsamen Einstellregler (R 100 im Bild 3), der bei richtigem Abgleich den genannten Amplitudenfaktor $4/\pi$ des Differenzsignals auf den Wert 1 vermindert. Die richtige Einstellung ist daran zu erkennen, daß bei einkanaliger Modulation die Oszillogramm-Nulllinie absolut eben wird.

Das Multiplex-Signal verzweigt sich am Ausgang des Endverstärkers zum Multiplex-Ausgang, zum Modulationseingang des UKW-Generators und zum Eingang des Anzeigeverstärkers. Der dreistufige Anzeigeverstärker ist als Spitzenspannungsmesser ausgebildet und kann für kleine Spannungen mit S 4 auf zehnfache

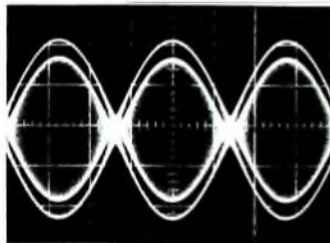


Bild 4. Multiplexsignal bei gegenphasiger Modulation und zugesetzter Pilotfrequenz

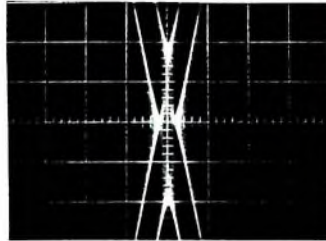


Bild 5. Nulldurchgang der Kurve nach Bild 4 bei verschrämter 45°-Phasenlage der Pilotfrequenz

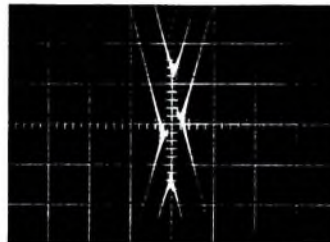


Bild 6. Nulldurchgang wie im Bild 5, jedoch bei einem Phasenfehler von 3°

Empfindlichkeit umgeschaltet werden. Die Skaleneichung ist sowohl in V_{ms} als auch in kHz FM-Hub ablesbar und hat die Bereiche 10 und 1 V_{ms} beziehungsweise 100 und 10 kHz. Die Eichung des Spitzenspannungsmessers erfolgt mit R 165.

Der UKW-Generator hat für die Frequenzmodulation und für die Abstimmung der gewünschten Ausgangsfrequenz getrennte Silizium-Kapazitätsdioden. Damit erreicht man, daß bei Änderung der Arbeitsfrequenz die Eichung der Hubanzeige praktisch unverändert bleibt. Der Senderhub wird nach Eichung des Spitzenspannungsmessers mit R 173 eingestellt. Die Kontrolle kann mit einem Hubmesser oder (als Vergleichsmessung) mit Hilfe eines Meßsenders mit geeichtem Hub erfolgen.

Der 240-Ohm-Ausgang des UKW-Generators liefert eine Spannung von 10 mV und kann über normales Antennen-Bandkabel mit dem Empfänger eingang verbunden werden. Der Empfänger arbeitet bei dieser Spannung mit voller Begrenzung und ist weitgehend unabhängig von äußeren Störspannungen.

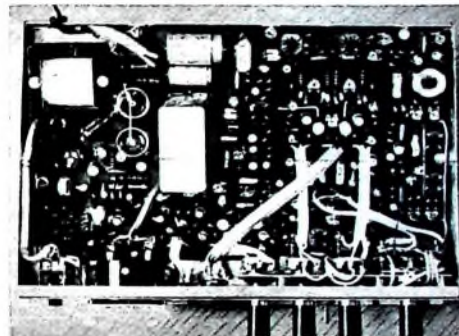
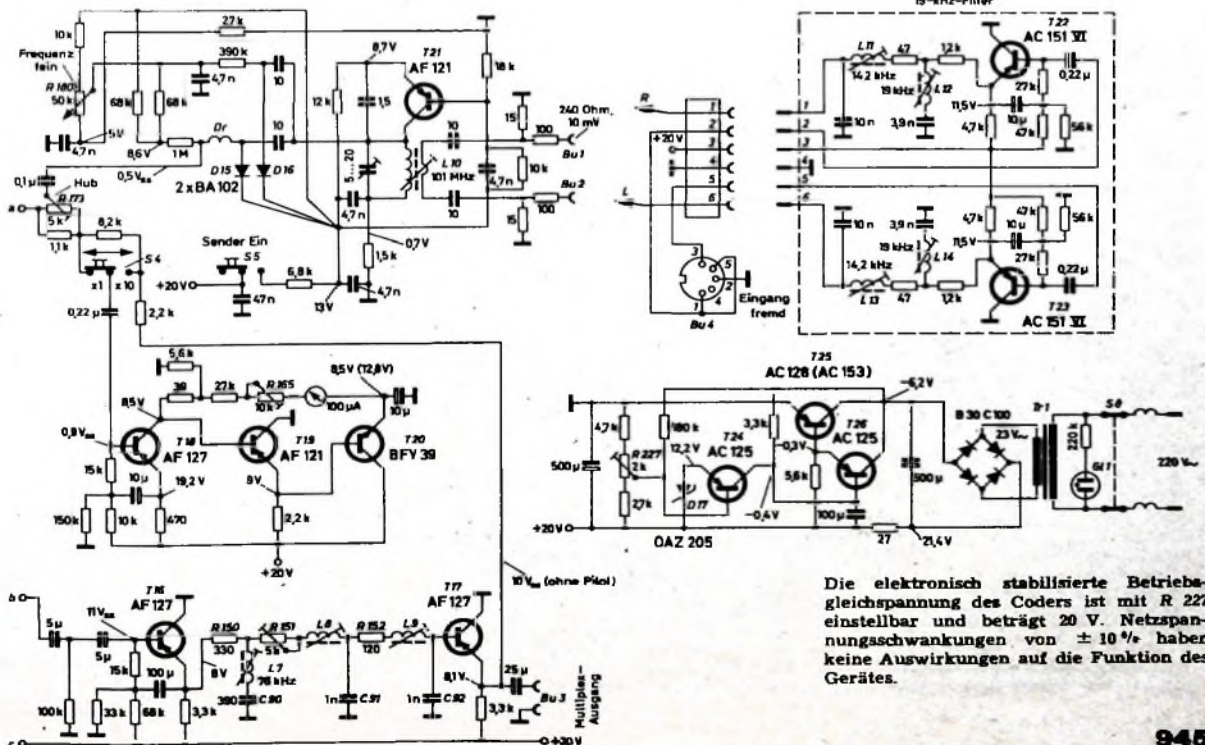


Bild 7. Innenaufbau des Coders „76011“



Die elektronisch stabilisierte Betriebsgleichspannung des Coders ist mit R 227 einstellbar und beträgt 20 V. Netzspannungschwankungen von $\pm 10\%$ haben keine Auswirkungen auf die Funktion des Gerätes.

Zeitkreisschaltungen mit Kaltkathodenröhren

Von Kaltkathoden-Relaisröhren gesteuerte elektromagnetische Relais, insbesondere Verzögerungsrelais (Zeitkreise), finden auf den verschiedensten Gebieten der Technik zunehmende Anwendung. Verglichen mit mechanischen Hemmwerken oder Synchronmotorschaltern sind die lange Lebensdauer der Kaltkathodenröhre sowie das große Schaltvermögen des mit der Röhre in Serie geschalteten elektromagnetischen Relais für viele Anwendungsfälle ausschlaggebend. Hinzu kommen noch die besonderen Vorteile, die die Kaltkathodenröhre bietet: niedriger Steuerstrom (Bruchteile eines Mikroamperes), hohe Betriebssicherheit, große Überlastungsfähigkeit (gegenüber Spitzenstrom und Spitzenspannung), weitgehende Unabhängigkeit der Charakteristik von der Temperatur und schließlich auch der günstige Preis.

Im folgenden werden zwei Zeitrelaisschaltungen mit Kaltkathodenröhren für lange und sehr kurze Verzögerungszeiten beschrieben, die sich durch geringen Aufwand an Schaltelementen, durch die Möglichkeit, die empfindlichen Teile des Zeitkreises zu vergießen, und durch günstige Bemessung des regelbaren Zeitgliedes, insbesondere für lange Verzögerungszeiten, auszeichnen.

Der grundsätzliche Aufbau eines elektronischen Zeitrelais ist sehr einfach. Es besteht aus einem Zeitglied (einem regelbaren Widerstand und einem Ladekondensator, der über den Widerstand aufgeladen wird), der Relaisröhre und dem elektromagnetischen Schaltrelais. Die Aufladung des Kondensators erfolgt nach der Beziehung

$$U_C = U_0 (1 - e^{-t/RC})$$

R und C bilden das Zeitglied, U_C ist die Spannung am Kondensator, U_0 die Ladegleichspannung und t die Verzögerungszeit. Je größer R und C werden, um so länger wird die Verzögerungszeit. Sie ist aber durch die Isolationsverluste begrenzt.

Präzisionszeitrelais für sehr lange Verzögerungszeiten

Bei Zeitkreisen mit langen Verzögerungszeiten (Bild 1) ist es wichtig, daß die Starterleitung vom Kondensator C über den Schutzwiderstand R 1 zum Starter der Relaisröhre Rö 3 eine sehr gute Isolation aufweist. Das gleiche gilt für den Röhrensockel, und auch der Isolationswiderstand von C soll möglichst groß sein. Zum raschen Entladen nach beendetem Schaltvorgang wird der Kondensator im allgemeinen mit einem besonderen Relaiskontakt (hier a') kurzgeschlossen. Auch dieser Kontakt muß einen sehr großen Isolations-

widerstand haben, was aber nur schwer zu erreichen ist. In der vorliegenden Schaltung hat dieser Isolationswiderstand jedoch keinen Einfluß, denn der Relaiskontakt a' liegt am kalten Ende von C. Nach dem Zünden der Röhre und dem Ansprechen des Relais A wird a' an eine Hilfsspannung U_h gelegt, die etwa der Spannung der Starterelektrode bei gezündeter Röhre entspricht. Dadurch werden beide Beläge von C auf nahezu gleiches Potential gebracht, so daß der Kondensator entladen wird. Diese Anordnung des Relaiskontaktes bietet gleichzeitig die Möglichkeit, alle Elemente des Zeitkreises, die hohe Anforderungen hinsichtlich des Isolationswiderstandes zu stellen sind, feuchtigkeitssicher zu vergießen.

Wie Bild 1 erkennen läßt, bietet diese Schaltung noch einen weiteren Vorteil: Der Ladewiderstand R kann als Festwiderstand ausgeführt werden und darf sehr große Werte (maximal 10^{16} Ohm) annehmen. Für sehr lange Verzögerungszeiten ist es nämlich notwendig, sehr große Kapazitätswerte und vor allem sehr hochohmige Potentiometer zu verwenden; letztere erreichen dann Werte, die nicht mehr handelsüblich sind, und Spezialausführungen sind stets teuer. Da hier aber die Ladespannung (und nicht der Ladewiderstand) verändert wird (durch Abgriff an einem üblichen 1-MOhm-Potentiometer R 2), kann der erforderliche große Widerstandswert von R mit einem preisgünstigen Festwiderstand erreicht werden. Der Kondensator C wird über R und a' auf die an R 3 und dem abgegriffenen Teilwiderstand von R 2 abfallende Spannung aufgeladen. Die Zündung der Röhre erfolgt bei etwa 130 V im steilen Teil der Ladekennlinie, wodurch sich die gewünschte Verzögerungszeit sehr genau einhalten läßt. Die Ladespannung ist mit Rö 1 und Rö 2 stabilisiert.

Nach dem Schließen des Schalters S beginnt die Verzögerungszeit. Sie beträgt maximal $t \approx 1,4 \cdot R \cdot C$ (t in s, R in MOhm, C in μF). Sobald C auf die Starterspannung aufgeladen ist, zündet die Röhre, und das Relais A zieht an. Mit a' wird dabei die Hilfsspannung U_h an C gelegt und der Kondensator dadurch sofort entladen. Nach Betätigen von S kann ein neuer Schaltzyklus beginnen. Mit dem 1-MOhm-Potentiometer R 2 ist ein Einstellbereich von etwa 5 : 1 möglich. Für eine minimale Verzögerungszeit von 10 s ist bei $C = 1 \mu F$ ein Ladewiderstand $R = 7$ MOhm erforderlich. Für 1 min Verzögerungszeit und $C = 4 \mu F$ benötigt man $R \approx 10$ MOhm und für 60 min $R = 650$ MOhm.

Präzisionszeitrelais für sehr kurze Verzögerungszeiten

Mit der Schaltung nach Bild 2 lassen sich bei Verwendung eines handelsüblichen 10-MOhm-Potentiometers R Verzögerungszeiten von 0,01 ... 100 s leicht erreichen. Die Ladespannung ist stabilisiert, so daß Netzspannungsschwankungen praktisch keinen Einfluß auf die Verzögerungszeiten haben. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung zündet zunächst Rö 3, und das Relais B zieht an, das sich nach dem Erlöschen von Rö 3 über R_B , b' und S selbst hält. Das Relais B ist also im Ruhezustand dauernd

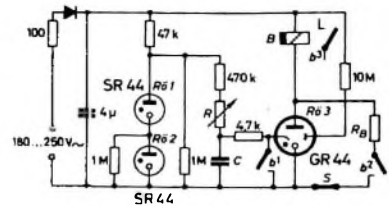


Bild 2. Schaltung eines Zeitrelais für sehr kurze Verzögerungszeiten

angezogen. Nach dem Öffnen von S fällt B ab und öffnet seine Kontakte b', b''. Damit beginnt die Verzögerungszeit, bis C auf die Starterzündspannung der Röhre aufgeladen ist und diese zündet. Das Relais B spricht dann wieder an und schließt b', b''. Der Kontakt b' schließt dabei die Starterelektrode kurz, so daß Rö 3 erlischt. Durch Öffnen von S fällt das Relais wieder ab, und ein neuer Zyklus kann beginnen. Bei dieser Schaltung läßt sich S auch als elektronischer Schalter ausführen und die Schaltung dann zur Impulssteuerung verwenden. S kann dabei während oder nach dem Ablauf der Verzögerungszeit geschlossen werden.

Für die Berechnung der Verzögerungszeit gilt die Beziehung $t = 1,4 (0,47 + R) \cdot C$ (t in s, R in MOhm, C in μF). Mit $R = 10$ MOhm ergibt sich dann $C = 680$ pF für $t = 0,01$ s und $C = 7 \mu F$ für $t = 100$ s.

Schrifttum

- [1] Hübner, R.: Kaltkathodenrelaisröhren und Dekadenzählröhren Heidelberg 1965, Hüthig Verlag
- [2] Druckschriften der Cerberus AG

Automatisierung im Prüffeld

Das „Abgleichen“ von fertigmontierten Rundfunkempfängern, also die bestmögliche Einstellung der einzelnen Schwingkreise in der Schaltung, kann nicht durch Maschinen erledigt werden, wenn zahlreiche Typen mit verschiedenen Wellenbereichen gleichzeitig gefertigt werden. Hier ist der Mensch unentbehrlich. Um bei diesen Abgleicharbeiten Fehler auszuschalten, geben die Grund-Ingenieure der Mitarbeiterinnen



eine Anzahl Platten in die Hand, die unterschiedliche Kontaktbrücken aufweisen. Jede dieser Platten enthält jeweils das Programm der Abgleichfrequenzen für einen bestimmten Empfängertyp. Die Kontaktplatte wird (wie eine Postkarte in den Briefkasten) in den Schlitz der Abgleichanlage gesteckt. Jetzt hat die Abgleicherin alle geladerten Frequenzen aus dem großen Angebot des zentralen Abgleichsenders sofort zur Verfügung. Ein Gerät benötigt im Durchschnitt nur acht von den 36 Frequenzen dieses Senders. Die kleine Kontaktplatte trifft die richtige Auswahl und verhindert Fehlableiche.

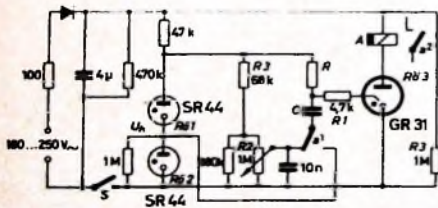


Bild 1. Schaltung eines Zeitrelais für sehr lange Verzögerungszeiten

Entwurf transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 22, S. 910

6. Stellglied

Das Stellglied wird durch das Ausgangssignal des Gleichstromverstärkers stets so eingestellt, daß die Ausgangsspannung des Gleichspannungskonstanthalters auf einem Festwert verharrt. Bild 9 zeigt die grundlegenden Stellgliedschaltungen, die in drei Konstanthalter-Typen zur Anwendung kommen. Die Schaltungen für einen Serien-Konstanthalter (Bild 9a) und für einen Emitterfolger-Konstanthalter

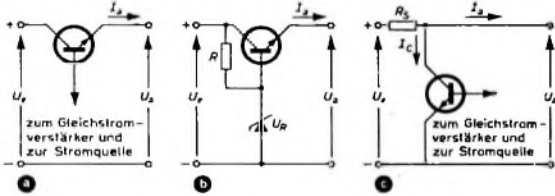


Bild 9 Stellglieder für einen transistorisierten Gleichspannungskonstanthalter; a) Serien-Stellglied, b) Emitterfolger-Stellglied, c) Parallel-Stellglied

(Bild 9b) sind mit Ausnahme der Basissteuerung prinzipiell gleich. Im Bild 9a erfolgt die Basissteuerung des Stellgliedtransistors vom Gleichstromverstärker aus. Dagegen wird in der Schaltung nach Bild 9b die Basis des Transistors vom Referenzspannungselement angesteuert. Die Stellglieder des Serien-Konstanthalters und des Emitterfolger-Konstanthalters müssen in der Lage sein, den vollen Laststrom des Gleichspannungskonstanthalters zu führen. Bei normalem Betrieb kann die Collector-Emitter-Spannung jedoch bedeutend niedriger sein als die Ausgangsspannung U_a .

Das Parallel-Stellglied nach Bild 9c muß dagegen mit der gesamten Ausgangsspannung U_a belastbar sein. Es braucht jedoch nicht den gesamten Laststrom zu führen, es sei denn bei der starken Belastungsänderung von Leerlauf auf Vollast. Da der erforderliche Serienwiderstand R_S des Parallel-Stellgliedes hohe Wärmeverluste hervorruft, verringert sich der Gesamtwirkungsgrad eines mit Parallelregelung arbeitenden Gleichspannungskonstanthalters.

Wie die vorstehenden Betrachtungen zeigen, ist der Konzeption des Serien-Konstanthalters der Vorzug zu geben, wenn hohe Spannungen bei mittleren Strömen und veränderbarem Belastungswiderstand konstant zu halten sind. Parallel-Konstanthalter können für mittlere bis niedrige Spannungen bei hohen Ausgangsströmen und verhältnismäßig konstantem Belastungswiderstand verwendet werden. Der Emitterfolger-Konstanthalter eignet sich im allgemeinen nur für niedrige Ausgangsspannungen. Im Vergleich zu anderen Konstanthalter-Typen hat der Emitterfolger-Konstanthalter verhältnismäßig schlechte Regeleigenschaften; er zeigt eine geringere Welligkeitsunterdrückung und eine schlechtere Ausregelung der Eingangsspannungsschwankungen.

Bei der Auswahl des Stellgliedtransistors muß unter anderem auf die maximale Spannung, den maximalen Strom und die maximale Verlustleistung geachtet werden. Für ein Serien- oder für ein Emitterfolger-Stellglied mit einem einzelnen Transistor gelten die Maximalwerte

$$\begin{aligned} U_{CE \max} &\geq U_e \max - U_a \min, \\ I_C \max &\geq I_a \max, \\ P_C \max &\geq (U_e \max - U_a \min) I_a \max. \end{aligned} \quad (14)$$

Darin bedeutet $U_e \max$ die maximale unregelmäßige Eingangsspannung, $I_a \max$ den maximalen Laststrom, $U_a \min$ die minimale Ausgangsspannung, $U_{CE \max}$ die maximal zulässige Collector-Emitter-Spannung, $I_C \max$ den maximal zulässigen Collectorstrom und $P_C \max$ die maximal zulässige Collectorverlustleistung.

Beim Entwurf eines Parallel-Konstanthalters sollte man den Vorwiderstand R_S so groß wählen, daß der Strom durch den Stellglied-

transistor möglichst niedrig wird. Hier gelten die Dimensionierungsregeln

$$\begin{aligned} \bar{R}_S &\leq \frac{U_e \min - U_a \max}{I_a \max}, \\ U_{CE \max} &\geq U_a \max, \\ I_C \max &\geq \frac{(U_e \max - U_a \min) I_a \max}{U_e \min - U_a \max} - I_a \min, \\ P_C \max &\geq I_C \max \cdot U_a \max. \end{aligned} \quad (15)$$

Liegen die an den Gleichspannungskonstanthalter gestellten Forderungen fest, dann können das Stellglied und der Konstanthalter-Typ bestimmt werden. Bei der Berücksichtigung der maximalen Collectorverlustleistung sind die möglichen Arbeitstemperaturen zu beachten. Die Änderung der maximal zulässigen Collectorverlustleistung mit der Arbeitstemperatur kann man dem Transistor-Datenblatt entnehmen. Den Steuerstrom für das Stellglied und den Collectorstrom des Gleichstromverstärkers liefert eine gemeinsame Parallelstromquelle, die im Abschnitt 7 beschrieben wird.

Beim Entwurf eines Serien- oder Parallel-Konstanthalters muß darauf geachtet werden, daß der Collectorstrom des Gleichstromverstärkers gleich oder größer ist als der maximale Basissteuerstrom für das Stellglied. Dies ist notwendig, um zu gewährleisten, daß an der Basis des Stellgliedes genügend Steuerstrom zur Aufrechterhaltung des geforderten Ausgangsstroms des Gleichspannungskonstanthalters zur Verfügung steht.

Im allgemeinen ist der Steuerstrom für das Stellglied niedrig. Daher wird als Stellglied oft eine Verbundschaltung von mehreren Transi-

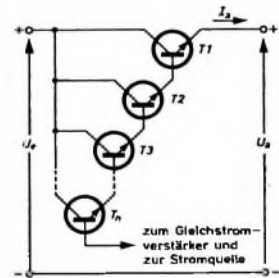


Bild 10. Serien-Stellglied aus Transistoren in Verbundschaltung

storen (Bild 10) verwendet, um die zur Konstanthaltung eines bestimmten Ausgangsstroms erforderliche Stromverstärkung zu erreichen. Mit $h_{fe} \gg 1$ gilt für die Verbundschaltung

$$I_a \approx (h_{fe 1} \cdot h_{fe 2} \cdot h_{fe 3} \cdot \dots \cdot h_{fe n}) I_{Bn}. \quad (16)$$

Darin sind $h_{fe 1}, h_{fe 2}, h_{fe 3}, \dots, h_{fe n}$ die Gleichstromverstärkungsfaktoren der in Emitterschaltung betriebenen Transistoren $T_1, T_2, T_3, \dots, T_n$, und I_{Bn} ist der Basisstrom des Transistors T_n . Jeder der Transistoren in der Verbundschaltung muß eine Spannung gleich der maximalen unregelmäßigen Eingangsspannung minus der Summe aus der Ausgangsspannung und der Basis-Emitter-Spannung jedes vorhergehenden Transistors aushalten können. Der erforderliche Collectorstrom für jeden Transistor der Verbundschaltung sinkt von Transistor zu Transistor (gerechnet von Transistor T_1 aus) um den entsprechenden Gleichstromverstärkungsfaktor $h_{fe (n-1)}$. Aus diesem Zusammenhang können die an die Transistoren gestellten Leistungsanforderungen ermittelt und die am besten für die Verbundschaltung geeigneten Typen ausgesucht werden.

7. Vorregler

Um die Regelgüte eines Gleichspannungskonstanthalters noch zu erhöhen, rüstet man ihn zweckmäßigerweise mit einem Vorregler aus.

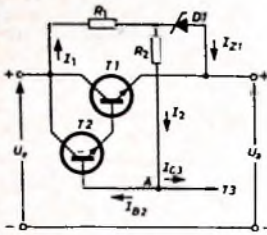


Bild 12. Schaltung eines transistorisierten Vorreglers

Dieses Element sorgt dafür, daß ein konstanter Strom zum Collector des Gleichstromverstärkers und zur Basis des Stellgliedes fließt. An Hand von Bild 11 sei die Arbeitsweise des Vorreglers erklärt. Würde man den Punkt A über einen Widerstand unmittelbar mit dem Pluspol der unregelmäßig Eingangsspannungsquelle verbinden, dann würden Eingangsspannungsänderungen auch an der Basis des Transistors T2 wirksam werden. Im Serien-Stellglied würden die an der Basis von T2 auftretenden Spannungsschwankungen verstärkt werden und schließlich eine Welligkeit der Ausgangsspannung des Gleichspannungskonstanthalters hervorrufen.

Mit Hilfe der aus den Widerständen R_1 und R_2 , sowie der Zenerdiode D_1 bestehenden voregelmäßig Gleichstromquelle kann die Ausgangsspannungswelligkeit weitgehend verringert werden. D_1 bewirkt einen nahezu konstanten Spannungsabfall am Widerstand R_2 und sorgt damit für konstanten Strom zu den Transistoren T2 und T3. Für D_1 läßt sich jede Zenerdiode verwenden, deren Durchbruchspannung niedriger als $U_c - U_a$ ist und die den für T2 und T3 benötigten Strom liefern kann. Falls möglich, sollte die Durchbruchspannung U_{Z1} der Zenerdiode etwa viermal so hoch sein wie die normale Basis-Emitter-Spannungsänderung des Stellgliedes. Für diese Spannung ergibt sich die Gleichung

$$U_{Z1} = U_{e\min} - U_{a\max} - I_1 \cdot R_1 \quad (17)$$

mit

$$I_1 = I_{Z1} + I_2 \text{ und } I_2 = I_{B2} + I_{C3}$$

Da I_{B2} und I_{C3} bereits bei der Wahl des Stellgliedes, des Vergleichselements und des Gleichstromverstärkers festgelegt wurden, ist der Strom I_2 hier eine bekannte Größe. Für den Widerstand R_2 erhält man

$$R_2 = \frac{U_{Z1} - U_{BE1} - U_{BE2}}{I_{B2} + I_{C3}} \quad (18)$$

Sind die Nennspannung der Zenerdiode D_1 , der Strom durch den Widerstand R_2 , die Eingangsspannung U_e , die Ausgangsspannung U_a und der maximal zulässige Diodenrückstrom $I_{Z1\max}$ bekannt, dann kann der Widerstand R_1 berechnet werden. Mit

$$U_{1\max} = U_{e\max} - U_{a\min} - U_{Z1\max} \quad (19)$$

und

$$I_{1\max} = I_{Z1\max} + I_2 \quad (20)$$

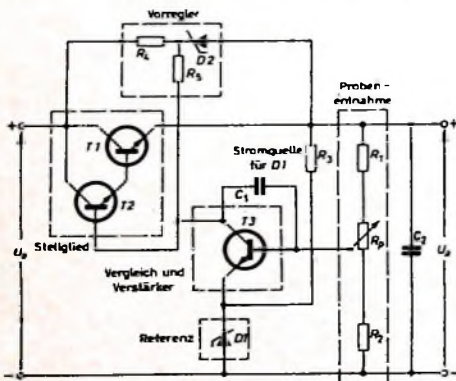
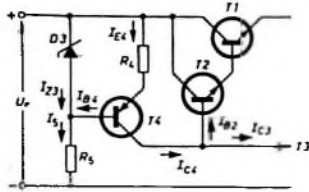


Bild 13. Gleichspannungskonstanthalter mit Serienregelung, der als Vergleichselement und als Gleichstromverstärker einen einzigen Transistor in Emitterschaltung enthält

Bild 11. Schaltung des Vorreglers mit zwei Widerständen und einer Zenerdiode



ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_{1\max}}{I_{1\max}} = \frac{U_{e\max} - U_{a\min} - U_{Z1\max}}{I_{Z1\max} + I_2} \quad (21)$$

Der maximal zulässige Diodenrückstrom $I_{Z1\max}$ kann aus der im Datenblatt angegebenen maximal zulässigen Verlustleistung der Zenerdiode ermittelt werden.

Der Vorregler verbessert nicht nur die Eingangsregelung, sondern er erniedrigt auch den Innenwiderstand des Gleichspannungskonstanthalters. Würde die Stromerzeugung für die Transistoren T1 und T2 nur mit Hilfe eines Parallelwiderstandes erfolgen, dann würde sich die Ausgangsspannung bei wachsendem Belastungsstrom verringern. Diese Spannungserniedrigung wird durch das Anwachsen der Basis-Emitter-Spannung des Stellgliedes und einen höheren Spannungsabfall am Innenwiderstand der unregelmäßig Eingangsspannungsquelle verursacht. Wenn dies auftritt, kompensiert das Vergleichselement zwangsweise beide Änderungen, und sowohl der Innenwiderstand der unregelmäßig Eingangsspannungsquelle als auch der Innenwiderstand des Stellgliedes tragen zum Innenwiderstand des Gleichspannungskonstanthalters bei. Je nach der Größe des Innenwiderstandes der unregelmäßig Eingangsspannungsquelle kann man den Innenwiderstand des Gleichspannungskonstanthalters durch einen Vorregler bis um eine Größenordnung verkleinern. Solange sich der Spannungsabfall am Widerstand R_2 bei kleinen Belastungsänderungen nicht ändert, ist der Innenwiderstand des Gleichspannungskonstanthalters unabhängig vom Innenwiderstand der unregelmäßig Eingangsspannungsquelle.

Mit der Schaltung nach Bild 12 läßt sich die Wirkung des Vorreglers noch verbessern. Der Collectorstrom des Transistors T4 ist hier unabhängig von durch Temperatur- oder Belastungsänderungen hervorgerufene Basis-Emitter-Spannungsschwankungen des Transistors T2. In der Schaltung nach Bild 11 hängt dagegen der Strom I_2 von der kombinierten Basis-Emitter-Spannung der Transistoren T1 und T2 ab, und wenn sich diese Spannung infolge von Temperatur- und/oder Belastungseinflüssen ändert, dann wirkt sich dies auch auf den Strom I_2 aus. Für die Schaltung im Bild 12 gilt

$$I_{C4} = I_{E4} - I_{B4} = I_{B2} + I_{C3} \quad (22)$$

Der Widerstand R_4 ergibt sich mit

$$R_4 \cdot I_{E4} = U_{Z3} - U_{EB4}$$

zu

$$R_4 = \frac{U_{Z3} - U_{EB4}}{I_{E4}} \quad (23)$$

Die Zenerdiode D_3 muß einen Temperaturkoeffizienten haben, der den Temperaturkoeffizienten $U_{EB}/\Delta T$ des Transistors T4 gerade aufhebt. Für D_3 wird daher eine Zenerdiode mit niedriger Durchbruchspannung eingesetzt. Dies hat außerdem den Vorteil, daß die Vorreglerschaltung nach Bild 12 bei niedrigen unregelmäßig Eingangsspannungen arbeiten kann. Ist der Temperaturkoeffizient $U_{EB}/\Delta T$ von T4 größer als der verfügbare negative Temperaturkoeffizient von D_3 , dann ist es zweckmäßig, mit einer in Reihe zu D_3 geschalteten kleinen Siliziumdiode eine zusätzliche Kompensation vorzunehmen. Da die Ströme I_{B2} und I_{C3} bereits vor der Berechnung des Vorreglers

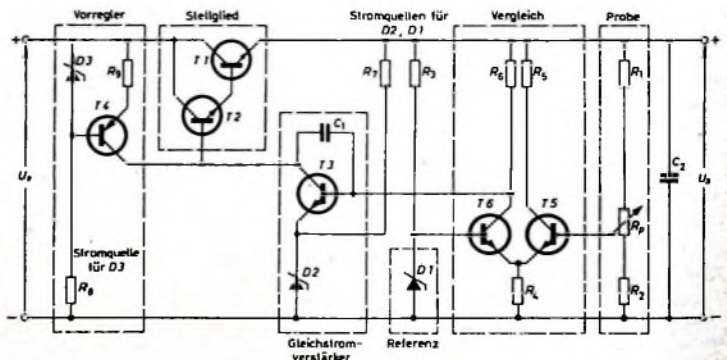


Bild 14. Schaltbild eines Gleichspannungskonstanthalters mit Serienregelung, der einen Differenzverstärker als Vergleichselement und einen besonderen Gleichstromverstärker sowie einen transistorisierten Vorregler enthält

festgelegt wurden, muß jetzt ein Transistor ausgewählt werden, der die Summe dieser beiden Ströme liefern kann. Der Diodenrückstrom I_{Z3} wird wieder aus der maximal zulässigen Verlustleistung der Diode berechnet. Für den Widerstand R_5 erhält man dann

$$R_5 = \frac{U_{e\min} - U_{Z3} - I_{Z3} \cdot R_R}{I_{Z3} + I_{B4}} \quad (24)$$

8. Gesamtschaltung

Die bisher beschriebenen Funktionselemente können nun zu einem Gleichspannungskonstanthalter vereinigt werden (Bild 13). Der Vorregler besteht aus den Widerständen R_4 , R_5 und der Zenerdiode $D 2$. Der in Emitterschaltung betriebene Transistor $T 3$ arbeitet gleichzeitig als Vergleichselement und als Gleichstromverstärker.

Etwas anders ist die im Bild 14 gezeigte Schaltung eines Gleichspannungskonstanthalters aufgebaut. Sie enthält einen Differenzverstärker als Vergleichselement, einen besonderen Gleichstromverstärker und einen mit einem Transistor arbeitenden Vorregler nach Bild 12. Da diese Schaltung sowohl eine temperaturkompensierte Stromquelle als auch einen Differenzverstärker aufweist, sind in ihr die beiden aussichtsreichsten Methoden der Temperaturkompensation vereinigt.

9. Entwurfbeispiel

Im folgenden wird ein Gleichspannungskonstanthalter durchgerechnet, der ganz bestimmte Anforderungen erfüllen soll. Die Eigenschaften, die ein Gleichspannungskonstanthalter haben soll, müssen bei Beginn des Schaltungsentwurfs genau vorgegeben sein. Kennt man diese technischen Daten, dann besteht das Problem nur noch darin, eine zweckmäßige Schaltung zu finden und ihre Funktionselemente zu berechnen.

Für den hier zu berechnenden Gleichspannungskonstanthalter sind folgende technische Daten vorgegeben:

ungeregelte Eingangsspannung $U_e = 37,5 \dots 70 \text{ V}$,
 geregelte Ausgangsspannung $U_a = 30 \text{ V}$,
 Belastungsstrombereich $I_a = 0 \dots 0,4 \text{ A}$,
 Arbeitstemperaturbereich $T = -50 \dots +125 \text{ }^\circ\text{C}$,
 dynamischer Innenwiderstand $R_t \leq 0,5 \text{ Ohm}$.

Das Schaltbild eines Gleichspannungskonstanthalters, der diesen Anforderungen gerecht wird, sei hier im Bild 15 vorweggenommen.

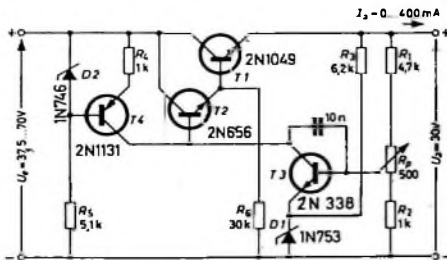


Bild 15 Dimensionierte Schaltung eines transistorisier- ten Gleichspannungskonstanthalters für 30 V Ausgangsspannung

Zunächst werden die für das Stellglied benötigten Transistoren bestimmt. Für den Transistor $T 1$ ergibt sich

$$\begin{aligned} U_{CE1\min} &= U_{e\min} - U_a = 37,5 - 30 = 7,5 \text{ V}, \\ U_{CE1\max} &= U_{e\max} - U_a = 70 - 30 = 40 \text{ V}, \\ I_{B1\max} &= I_a = 0,4 \text{ A}, \\ P_{C1\max} &= U_{CE1\max} \cdot I_{B1\max} = 16 \text{ W}. \end{aligned}$$

Mit 16 W Collectorverlustleistung kann beispielsweise der Transistor 2N1049 (*Texas Instruments*) betrieben werden, wenn man ihn auf einem entsprechenden Kühlblech montiert. Bei 0,5 A Emitterstrom und einer Arbeitstemperatur von $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ hat dieser Transistor eine Mindestgleichstromverstärkung von $h_{fe\min} = 20$. Für den Basisstrom des Transistors $T 1$ ergibt sich daher

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{h_{fe1\min} + 1} = \frac{0,4}{20 + 1} \approx 0,02 \text{ A}.$$

In Verbundschaltung mit dem Transistor $T 1$ ist der Transistor $T 2$ angeordnet. Für seine Auswahl sind folgende Betriebsverhältnisse maßgebend:

$$U_{CE2\max} = U_{CE1\max} - U_{BE1} \approx U_{CR1\max} = 40 \text{ V},$$

$$I_{E2} \approx I_{B1} = 0,02 \text{ A},$$

$$P_{C2\max} = U_{CE2\max} \cdot I_{E2} = 40 \cdot 0,02 = 0,8 \text{ W}.$$

Aus den Transistor-Datenblättern kann man entnehmen, daß beispielsweise die Transistoren 2N497 und 2N656 (*Texas Instruments*) diesen Anforderungen genügen. Wegen seiner hohen Stromverstärkung wird hier dem 2N656 der Vorzug gegeben. Mit $h_{fe1} \geq 20$ und $h_{fe2} \geq 25$ wird

$$I_{B2} \leq \frac{I_{E1}}{(h_{fe1\min} + 1)(h_{fe2\min} + 1)} = \frac{0,4}{(20 + 1) \cdot (25 + 1)} \approx 0,8 \text{ mA}.$$

Für den Collectorstrom des Transistors $T 3$ gilt $I_{C3} = I_{B2}$. Der Collectorstrom von $T 4$ sollte wenigstens zweimal so hoch sein wie der Basisstrom von $T 2$. Gewählt wird hier $I_{C4} = 2 \text{ mA}$.

Um den größtmöglichen Arbeitstemperaturbereich für den Gleichspannungskonstanthalter zu erhalten, kann für $T 4$ der Silizium-*pnp*-Transistor 2N1131 (*Texas Instruments*) verwendet werden ($h_{fe\min} = 15$, $U_{BE} = 1,3 \text{ V}$). Wegen $I_{C4} = 2 \text{ mA}$ erhält man für den Emitterstrom von $T 4$ den Wert $I_{E4} = I_{C4} + I_{B4} = 2 \text{ mA} + 2/15 \text{ mA} = 2,133 \text{ mA}$. Wird für $D 2$ die Zenerdiode 1N746 (*Texas Instruments*) mit $U_{Z2} = 3,3 \text{ V}$ eingesetzt, dann ergibt sich aus Bild 5 ein Gleichstromwiderstand der Zenerdiode von etwa 50 Ohm.

Der Widerstand R_4 wird damit

$$R_4 = \frac{U_{Z2} - U_{BE4}}{I_{E4}} = \frac{3,3 - 1,3}{2,133 \cdot 10^{-3}} = 0,935 \text{ kOhm};$$

gewählt wird $R_4 = 1 \text{ kOhm}$.

Für den Widerstand R_5 erhält man

$$R_5 = \frac{U_{e\min} - U_{Z2}}{I_{Z2} + I_{B4}} = \frac{37,5 - 3,3}{(7 + 0,135) \cdot 10^{-3}} = 4,8 \text{ kOhm};$$

gewählt wird $R_5 = 5,1 \text{ kOhm}$.

Nach dem Entwurf des Stellgliedes und des Vorreglers müssen das Referenzspannungselement, der Spannungsteiler für die Probenentnahme und die Vergleichsschaltung bestimmt werden. Die Durchbruchspannung der Zenerdiode $D 1$ ist unkritisch, solange sie bei normalen Arbeitsbedingungen des Gleichspannungskonstanthalters konstant bleibt. Im vorliegenden Fall muß man für $D 1$ eine Zenerdiode mit niedrigem Innenwiderstand und kleinem positivem Temperaturkoeffizienten verwenden, beispielsweise die Zenerdiode 1N753 (*Texas Instruments*) mit 6,2 V Durchbruchspannung. Der Strom durch die Zenerdiode muß so hoch sein, daß die Aufrechterhaltung des Durchbrucheffektes gewährleistet ist; er wird daher zu $I_{Z1} = 4 \text{ mA}$ gewählt. Dieser Strom ist, wie gefordert, groß gegenüber dem Emitterstrom I_{E3} des Transistors $T 3$.

Jetzt ist es möglich, den Widerstand R_3 zu ermitteln:

$$R_3 = \frac{U_a - U_{Z1}}{I_{Z1}} = \frac{30 - 6,2}{4 \cdot 10^{-3}} = 6 \text{ kOhm};$$

gewählt wird 6,2 kOhm.

Wie man aus dem Datenblatt der Zenerdiode entnehmen kann, verursacht ein niedrigerer Diodenrückstrom einen größeren positiven Temperaturkoeffizienten. Im vorliegenden Fall hat die 6,2-V-Zenerdiode bei 5 mA Diodenrückstrom einen Temperaturkoeffizienten von 0,03%/°C oder von etwa $+1,86 \cdot 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$. Das reicht fast aus, um den Temperaturkoeffizienten von $-2,5 \cdot 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$ der Basis-Emitter-Spannung des Transistors $T 3$ zu kompensieren. Bei einem Diodenrückstrom der 1N753 von rund 3,5 mA kann man daher einen Temperaturkoeffizienten erwarten, der die nahezu vollständige Kompensation des Transistor-Temperaturkoeffizienten erlaubt.

Der Collectorstrom des Transistors $T 3$ beträgt etwa 3 mA. Für $T 3$ kann daher der Transistor 2N338 (*Texas Instruments*) gewählt werden. Für R_p wird ein drahtgewickelter 500-Ohm-Potentiometer benutzt. Wenn 5 mA durch den Widerstand R_1 fließen sollen, dann ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_a - U_{BE3} - U_{Z1}}{I_1} = \frac{30 - 0,8 - 6,2}{5 \cdot 10^{-3}} = 4,6 \text{ kOhm};$$

gewählt wird $R_1 = 4,7 \text{ kOhm}$.

Weiterhin gilt

$$R_2 + R_p = \frac{U_{BE3} + U_{Z1}}{I_1} = \frac{7}{5 \cdot 10^{-3}} = 1,4 \text{ kOhm},$$

und daraus berechnet sich

$$R_1 = 1,4 - 0,5 = 0,9 \text{ k}\Omega ;$$

gewählt wird $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

Die Collector-Basis-Strecke des Transistors T_3 wurde mit einem 10-nF -Kondensator überbrückt, um HF-Instabilitäten zu verhindern. Der zusätzlich eingebaute Widerstand R_6 leitet Leckströme ab und erlaubt den Betrieb des Gleichspannungskonstanthalters auch bei sehr niedrigen Belastungsströmen.

Bild 16 zeigt, wie bei diesem Beispiel die geregelte Ausgangsspannung U_a von der unregulierten Eingangsspannung U_e abhängt. Parameter

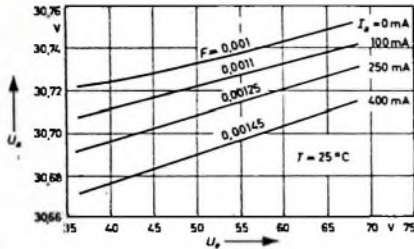


Bild 16 Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_e für den Konstanthalter nach Bild 15

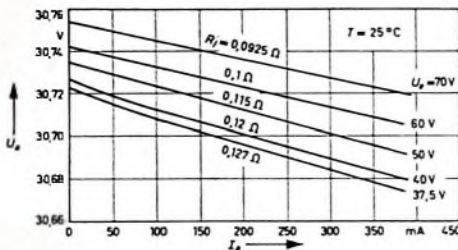


Bild 17 Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom I_a für den Konstanthalter nach Bild 15

ist der Belastungsstrom I_a . Für jeden Belastungsstrom ergibt sich ein anderer Regelfaktor $F = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e}$ bei $\Delta I_a = 0$. Im Bild 17 ist die

Ausgangsspannung U_a als Funktion des Ausgangsstroms I_a für konstante Werte der Eingangsspannung U_e dargestellt. Wie man sieht, ergibt sich für jede Eingangsspannung ein etwas anderer Innenwiderstand $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ bei $\Delta U_e = 0$ des Gleichspannungskonstanthalters.

Aus Bild 18 läßt sich das Temperaturverhalten der Schaltung ablesen. Die Werte des Temperaturkoeffizienten $K_T = \Delta U/\Delta T$ wurden

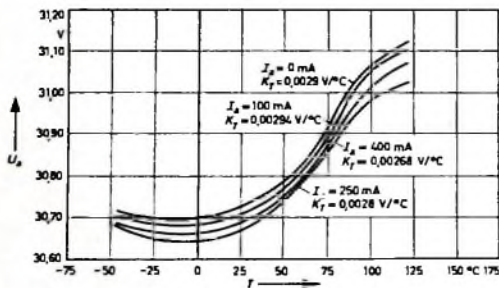


Bild 18 Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Temperatur T für den Konstanthalter nach Bild 15

durch Temperaturänderungen von -25°C auf $+100^\circ\text{C}$, also für $\Delta T = 125^\circ\text{C}$ ermittelt. Da der Temperaturkoeffizient K_T gleich der Steigung der Kurven im Bild 18 ist, hat die Kurve mit der größten Steigung den schlechtesten Temperaturkoeffizienten. Weil die großen Steigungen der Kurven im Bild 18 aber nur in einem kleinen Teil des Gesamtverlaufs auftreten, sind sie für den Betriebstemperaturkoeffizienten des Gleichspannungskonstanthalters nicht repräsentativ. (Schluß folgt)

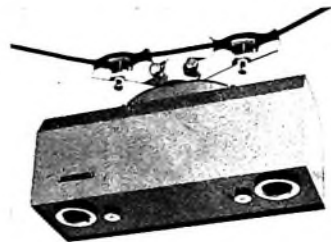
Fahrzeugdetektor mit moduliertem Infrarotstrahl

Die herkömmliche Steuerung von Verkehrssignalanlagen, die mit fest eingestellten Programmen arbeiten, reicht in vielen Fällen nicht mehr aus. In Zukunft werden daher elektronische Einrichtungen an Bedeutung gewinnen, von denen die kennzeichnenden Verkehrsdaten (Fahrzeugdichte, -geschwindigkeit, -höhe oder dergleichen) kontinuierlich erfaßt und die jeweils optimalen Steuerprogramme für die Signalanlagen ausgewählt werden. Ein wichtiger Teil dieser Einrichtungen sind die Fahrzeugdetektoren, die den Datenverarbeitungsanlagen die notwendigen Informationen liefern.

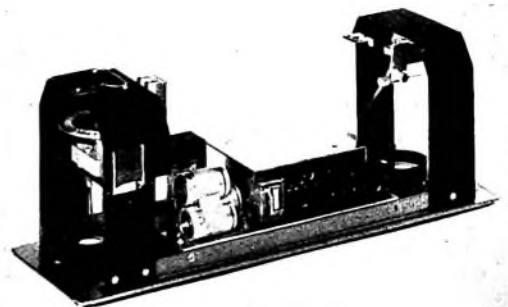
Auf der INTERKAMA 1965 zeigte Grundig einen neuentwickelten Fahrzeugdetektor — ein verhältnismäßig kleines Gerät —, mit dem sich verschiedene, für den Fahrzeugverkehr charakteristische Daten erfassen lassen. Er wird über der Fahrbahn angebracht und enthält einen Temperaturstrahler, der einen durch Linsen scharf gebündelten, mit Hilfe einer rotierenden Lochscheibe mit $1,8 \text{ kHz}$ modulierten Infrarotstrahl ausendet. Trifft dieser Strahl die Oberfläche eines Gegenstandes (zum Beispiel die Fahrbahn), dann entsteht an der Auftreffstelle eine Sekundärstrahlungsquelle, deren Strahlen von einem Linsensystem auf ein empfindliches Photoelement gelenkt werden. Da dieses Element im Gerät einen gewissen Abstand vom Primärstrahler hat, gelangen die von der Sekundärstrahlungsquelle herrührenden Strahlen jedoch nur dann auf das Photoelement, wenn dessen Lage mit dem durch die Linse erzeugten Bild der Sekundärquelle zusammenfällt.

Bei der praktischen Anwendung wird das Photoelement so eingestellt, daß die Strahlen der auf der Fahrbahn entstehenden Sekundärquelle empfangen werden. Das aus ihnen gewonnene elektrische Signal betätigt ein Relais. Wird der Infrarotstrahl durch ein Fahrzeug unterbrochen und somit die Sekundärquelle vom Niveau der Fahrbahn auf die Höhe des Fahrzeugdaches angehoben, dann treffen die Strahlen nicht mehr auf das Photoelement, und das Relais fällt ab. Aus der Kontaktstellung läßt sich mit geeigneten Anschlußgeräten (Zählern oder dergleichen) die Anzahl der vom Lichtstrahl getroffenen Fahrzeuge oder auch die Fahrbahnbelegung, das heißt der Zeitanteil, in dem die Sekundärquelle auf der Fahrbahn durch ein Fahrzeug „belegt“ ist, ermitteln. Diese Eigenschaften des Gerätes können auch für Kontrollen und statistische Zwecke ausgenutzt werden.

Der Fahrzeugdetektor wird an einer Seilabspannung oder an einem Peitschenmast über der zu beobachtenden Fahrs pur aufgehängt und



Gehäuseansicht des über der Fahrbahn aufzuhängenden Fahrzeugdetektors (Abmessungen $40 \text{ cm} \times 25 \text{ cm} \times 13 \text{ cm}$)



Innenansicht des Fahrzeugdetektors; links ist der Temperaturstrahler mit der den Lichtstrahl modulierenden Lochscheibe untergebracht, rechts das Photoelement

mit 12 oder 24 V Wechselspannung betrieben. Das Anschlußkabel für Stromversorgung und Relaiskontakte wird über eine abdichtende Stopfbuchse in das Gerät eingeführt. Alle wesentlichen Teile des Gerätes bilden zusammen mit der Bodenplatte einen Einschub, der sich leicht von der Schutzhaube mit der Aufhängevorrichtung trennen läßt.

Durch eine Kombination zweier Detektoreinschübe mit einem zusätzlichen Einschub als Auswertegerät ist eine Klassifizierung der Fahrzeuge nach Geschwindigkeitsgruppen oder mit einem anderen Einschub nach Last- und Personenkraftwagen möglich.

Antennen für das 70-cm- und das 2-m-Amateurband

Im Gegensatz zum Funkverkehr auf den traditionellen Kurzwellenbändern, wobei als Antenne notfalls ein Langdraht mit Anpaßgerät genügt, bedarf es bei den Dezi- und Meterwellen exakt abgestimmter Antennengebilde. Die nachstehenden Ausführungen sollen einen Überblick über die Vor- und Nachteile der verschiedensten industriell hergestellten Amateurantennen-Ausführungen geben. Zunächst aber sei kurz auf das Wichtigste der technischen Definitionen und auf Unterschiede in den Forderungen an normale Fernsehantennen und an Amateurantennen eingegangen.

Antennenpolarisation

Die Funkamateure arbeiten durchweg - wie die meisten Fernsehstationen - mit horizontaler Antennenpolarisation. Dadurch ist es möglich, Yagi-antennen mit großem Antennengewinn zu verwenden, die sich leicht am Mast montieren lassen. Zwar können auch bei vertikaler Polarisation Yagis benutzt werden, doch bedingt dies eine kompliziertere Montage an einem Ausleger am Mast, damit der Mast nicht parallel zu den Elementen durch die Antenne verläuft (sonst sehr hohe Verluste). Außerdem wäre bei einer 2-Ebenen-Ausführung ein wesentlich längerer Mast erforderlich.

Die vertikale Antennenpolarisation findet man vor allem beim kommerziellen Funkverkehr (Polizei, Feuerwehr, Rotes Kreuz usw.), weil hierbei mit einfachen Stabantennen eine bestmögliche Rundstrahlung erreicht wird. Die Verschlechterung des Empfanges einer horizontal polarisierten Sendestation bei Benutzung einer vertikalen polarisierten Empfangsantenne (oder umgekehrt) beträgt in der Praxis etwa 10 dB.

Antennengewinn

Die Angaben über den Antennengewinn werden in Deutschland stets auf den Halbwelldipol mit 0 dB bezogen. In den USA wird dagegen für die Gewinnberechnung auch manchmal der Kugelstrahler herangezogen, der gegenüber dem Halbwelldipol einen um 2,15 dB kleineren Gewinn aufweist. In diesem Falle müssen bei Betrachtungen der Gewinnangaben von amerikanischen Antennen zu deutschen Erzeugnissen 2,15 dB abgezogen werden.

Rei USA-Spezialantennen - wie Mehrband-Richtantennen mit Traps für Kurzwelle, gestockte Ringdipole - werden Angaben über den Gewinn auf die bei dieser Antenne verwendete Dipolausführung bezogen. Zu einer exakten Beurteilung des Gewinnes müßte man daher zuvor wissen, wie sich der Gewinn des betreffenden Spezialdipoles zum Halbwelldipol verhält. Leider fehlen hierüber in den technischen Unterlagen der amerikanischen Hersteller diesbezügliche Angaben, so daß man oft auf Schätzungen angewiesen ist. Beispiel: Für einen amerikanischen zweistöckigen Ringdipol wird ein Gewinn von +3 dB angegeben. Der Gewinn von Ringdipolen liegt nach Erfahrungswerten bei -6 dB und erhöht sich bei der zweistöckigen Ausführung um +3 dB, so daß die Antenne in Wirklichkeit nur einen Gewinn

von -3 dB gegenüber dem Halbwelldipol aufweist. Man ersieht schon aus diesem Beispiel, daß Angaben über den Antennengewinn, vor allem bei US-Erzeugnissen, einer genauen Betrachtung bedürfen. Es wurden daher nachstehend bei der Besprechung der verschiedenen Antennen-Ausführungen die in der Praxis erreichbaren Gewinnwerte angegeben. Die Amateure sind bei den ihnen zur Verfügung stehenden geringen Sendeleistungen zur Überbrückung größerer Entfernungen auf Antennen mit möglichst großem Antennengewinn angewiesen.

Rückdämpfung (Vor-/Rückverhältnis)

Das Verhältnis der Spannung des aus der Haupteinfallsrichtung aufgenommenen Signals zu der eines gleichfalls auf die Reflektorseite einfallenden Signals wird bei einer Richtantenne nach neuer Norm statt bisher als Vor-/Rückverhältnis jetzt mit Rückdämpfung bezeichnet und der Wert in dB angegeben. Während bei Fernsehantennen stets eine große Rückdämpfung zur Ausblendung von Geisterbildern angestrebt wird, ist dies bei Amateurantennen für das 70-cm- und das 2-m-Band nicht so wichtig (es sei denn, man will sich mit Amateurfernsehen im 70-cm-Band befassen). Oft ist es sogar erwünscht, daß auch noch Stationen von der Rückseite der Antenne her aufgenommen werden können, und zwar ohne die Antenne zu drehen; das ist vor allem bei gleichzeitigen Verbindungen mit mehreren in verschiedenen Richtungen liegenden Stationen von Vorteil. Die Größe der Rückdämpfung ergibt sich aus der Antennenkonstruktion. Der Empfang der Stationen von der Reflektorseite her ist dabei stets um das Maß der Rückdämpfung der Antenne schwächer.

Öffnungswinkel

(Halbwertbreite oder 3-dB-Breite)

Der Öffnungswinkel einer Richtantenne ist aus dem Richtdiagramm der betreffenden Antenne zu ersehen und wird ebenfalls in den technischen Daten angegeben. Er umfaßt den Bereich, innerhalb dessen die Strahlungsdichte auf die Hälfte der maximalen Strahlungsdichte absinkt (ein Leistungsverhältnis 2 : 1 entspricht im Dezibelmaß dem Wert $10 \lg 2 = 3 \text{ dB}$). Das bedeutet ein Absinken der Spannung auf das $1/\sqrt{2}$ -fache, das heißt auf das 0,71-fache. Dem vertikalen Öffnungswinkel kommt bei Amateurantennen praktisch keine große Bedeutung zu. Wichtiger ist dagegen der horizontale Öffnungswinkel, der bei einer Yagi-antenne um so kleiner wird, je größer die Anzahl der Elemente und je länger somit die Antenne ist. Ein möglichst kleiner horizontaler Öffnungswinkel wird wohl bei Fernsehantennen zur Ausblendung von Geisterbildern gewünscht, der Amateur strebt neben hohem Gewinn aber einen großen Öffnungswinkel an (also zwei an sich widersprechende Forderungen), um bei einem CQ-Ruf gleichzeitig einen großen Aktionsradius zu haben. Es lassen sich nämlich dann auch Rund-QSOs mit mehreren Stationen leichter abwickeln, ohne mit der Antenne nach-zudrehen. Für gezielte Verbindungen und

zur Ausblendung von auf gleicher Frequenz arbeitenden Amateursendern, Störträgern und elektrischen Störungen ist natürlich eine Antenne mit möglichst kleinen Öffnungswinkeln von Vorteil.

Anpassung

Die Yagi-antennen sind im allgemeinen für einen Antennenwiderstand von 240 Ohm zum Anschluß einer symmetrischen Leitung ausgelegt. Für die Verwendung von 60-Ohm-Koaxialkabel werden von den Antennenfirmen meistens Symmetrierglieder geliefert, die sich entweder in einem separaten Gehäuse befinden oder in den Anschlußkasten der Antenne eingesetzt werden können. Ein Symmetrierglied - meistens eine $1/2$ -Umwegleitung - läßt sich aus einem Stück Koaxialkabel, dessen Verkürzungsfaktor k bekannt sein muß, leicht herstellen. Die Berechnung der Kabellänge l wird nach der Formel $l = \lambda/2 \cdot k$ vorgenommen. Beispiel: Frequenz $f = 145 \text{ MHz}$, Wellenlänge $\lambda = \frac{300}{f \text{ (in MHz)}} = \frac{300}{145} = 2,07 \text{ m}$, Verkürzungsfaktor $k = 0,8$; daraus ergibt sich l zu $l = \lambda/2 \cdot k = 1,035 \cdot 0,8 = 0,828 \text{ m}$.

Antenne 240 Ω

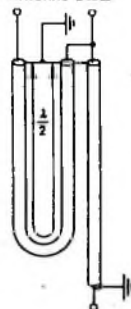


Bild 1. Schaltung eines Symmetriergliedes 60 Ohm unsymmetrisch auf 240 Ohm symmetrisch

Das Symmetrierglied wird gemäß Bild 1 geschaltet und direkt am Antennenfußpunkt angeschlossen.

Richtdiagramm

Von den Firmen wird für Amateurantennen meistens nicht das Richtdiagramm veröffentlicht, da es hier - wie erwähnt - nur auf einen hohen Gewinn ankommt und kaum auf die Ausblendung von reflektierten Wellen. Aus den Richtdiagrammen ersieht man außer dem Öffnungswinkel beispielsweise noch, wieviel Nebenzipfel die Antennen aufweisen und wie groß diese (die eventuell eine Ausblendung von reflektierten Wellen erschweren könnten) sind.

Antennenausführungen

Man unterscheidet bei den Amateurantennen zwei Hauptgruppen: Rundstrahl- und Richtantennen.

Rundstrahlantennen

Für gleich gute Empfangsmöglichkeiten aus allen Richtungen sind Rundstrahlantennen erforderlich. Man verwendet sie vor allem

1. bei Mobilstationen,

2. bei ortsfesten Sendern, die Rundstrahlung abstrahlen,

3. wenn Amateure den Wunsch haben, Stationen aus allen Richtungen zu empfangen, ohne die Antenne drehen zu müssen.

Rundstrahlantennen mit großem Gewinn erfordern einen beträchtlichen Aufwand, den sich der Amateur mit seinen bescheidenen Mitteln selten leisten kann. Es soll daher aus diesem Grunde nicht näher darauf eingegangen werden.

Für ortsfeste Montage empfiehlt sich als Rundstrahlantenne der Kreuzdipol (Bild 2).

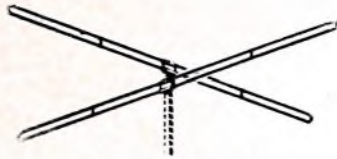


Bild 2. Kreuzdipol

Es handelt sich hier um zwei kreuzweise angeordnete, mit einer 1/4 langen Leitung verbundene Dipole. Der Spannungsgewinn liegt im Mittel bei -3 dB, also etwas unter dem des Halbwellendipols in seinen beiden Hauptempfangsrichtungen. Der Gewinn läßt sich durch eine zweistöckige Anordnung auf etwa 0 dB und bei einer vierstöckigen Ausführung auf etwa +3 dB erhöhen.

Rundstrahlantennen sind ferner noch der abgewinkelte Dipol und der Ringdipol, die vor allem für den Mobilbetrieb zu empfehlen sind.

Richtantennen

Richtantennen sind ausschließlich bei stationären Anlagen im Einsatz. Sie finden bei mobilen Funkstationen höchstens bei Fuchsjagden Verwendung. Die Industrie liefert für den Amateurfunk Richtantennen nur in der Yagibauweise. Daneben experimentieren die Amateure noch mit anderen selbstgebaute Richtantennen (Schlitzantennen, Wendelantennen, Cubical-Quadantennen, Parabolspiegel usw.), auf

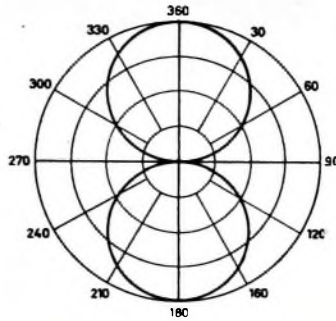


Bild 3. Richtcharakteristik eines Halbwellendipols

die hier nicht näher eingegangen werden soll.

Die einfachste Ausführung einer Richtantenne ist der Dipol, der meistens in Form eines Faltdipols ausgeführt ist und daher einen Antennenwiderstand von 240 Ohm aufweist. Er hat eine achterförmige Richtcharakteristik (Bild 3); sein Gewinn ist mit 0 dB festgelegt. Durch Hinzufügen von Reflektoren und Direktoren vergrößert sich der Gewinn. Er beträgt im Durchschnitt (abhängig von der Anordnung und vom Abstand der Elemente) beispielsweise bei 2-m-Antennen:

4-Elemente-Antennen (Dipol + Refl. + 2 Direkt.) ≈ 6... 7 dB

7-Elemente-Antennen (Dipol + Refl. + 5 Direkt.) ≈ 8... 9 dB

10-Elemente-Antennen (Dipol + Refl. + 8 Direkt.) ≈ 10... 11 dB

15-Elemente-Antennen (Dipol + Refl. + 13 Direkt.) ≈ 13... 15 dB

Der Abstand der einzelnen Elemente liegt etwa zwischen 0,15 λ und 0,25 λ. Bei etwa über 20 Elementen ist der Gewinnzuwachs nur noch sehr gering. Deshalb und aus mechanischen Stabilitätsgründen geht man bei Vielelemente-Antennen nur bis zu maximalen Längen des Elementeträgers von etwa 4... 5 λ, und das auch gewöhnlich nur im 70-cm-Bereich.

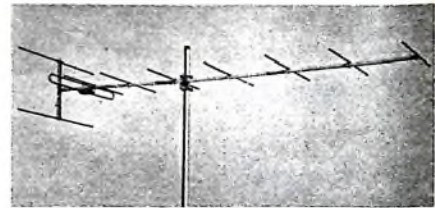


Bild 4. Neue 10-Elemente-Antenne „1 Y 1012“ von Wisi für das 2-m-Band

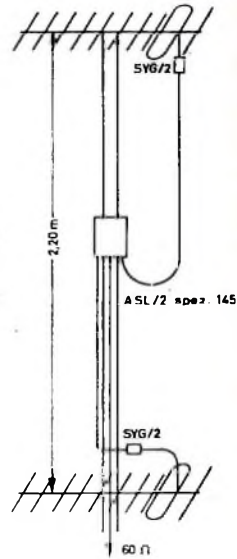


Bild 5. Anordnung und Zusammenschaltung von zwei 10-Elemente-Antennen „AM 10“ (fuba)

Tab. I vermittelt eine Zusammenstellung (ohne Anspruch auf Vollständigkeit, insbesondere von ausländischen Fabrikaten) der von der Industrie gefertigten Amateurantennen für das 70-cm- und 2-m-Band mit den wesentlichsten technischen Daten (nach Herstellerangaben). Als „Standard“-Antennentyp für 2 m haben sich 10-Element-Richtantennen (etwa nach Bild 4) durchgesetzt.

Tab. I. Daten von der Industrie hergestellter Amateurantennen für 70 cm und 2 m

Band	Hersteller	Typ	Strahl-Charakteristik ¹⁾	Ver-wendung	Anzahl der Elemente	Gewinn in dB	Rück-dämpf in dB	Öffnungswinkel		Wellig-keit	Ant.-Widerst in Ohm	Länge in cm	Ge-wicht in kg	Wind-druck in kp
								horiz. in Grad	vertik in Grad					
70 cm	Kathrein	K 71 132	ru/v	mobil	5/8-λ-Strahler	2			360		50...60	37	0,62	
	fuba	AMD 12	ri	stationär	1/2-λ-Strahler	12	11,5	25	41	1,1	240	120		2,2
	fuba	AMD 22	ri	stationär	1/2-λ-Strahler	22	15	27	28	1,1	240	355		7
	Telo	0144	ri	stationär	1/2-λ-Strahler	25	14	28	38	1,1	240	310		
	fuba	2 x AMD 22 ²⁾	ri	stationär	1/2-λ-Strahler	44	17,5	28	15		60	60		
	fuba	4 x AMD 22 ²⁾	ri	stationär	1/2-λ-Strahler	88	19,5	14	15		60	60		
	Kathrein	K 61 122 ³⁾	ru/v	mobil	1/4-λ-Strahler	2			360		50...60	48	0,64	
	Kathrein	K 61 132 ³⁾	ru/v	mobil	1/4-λ-Strahler	2			360		50...60	137	0,67	
	Kathrein	K 60 482 ³⁾	ru/v	mobil	1/4-λ-Strahler	2			360		50...60	48	0,15	
	Kathrein	K 60 502 ³⁾	ru/v	mobil	1/4-λ-Strahler	2			360		50...60	130	0,3	
2 m	HY-GAIN	BH 2 BA	ru/h	mobil	Ringdipol	-0°			360		52	35	0,2	
	HY-GAIN	2 x RB 2 BA ⁴⁾	ru/h	mobil	2 Ringdipole	-3°			360		52	35	0,2	
	HY-GAIN	HB 2	ru/h	stationär	Ringdipol	-0°			360		52	35	0,17	
	HY-GAIN	HB 2-S 2 ²⁾	ru/h	stationär	2 Ringdipole	-3°			360		52	35	0,2	
	HY-GAIN	HB 2-S 4 ²⁾	ru/h	stationär	4 Ringdipole	0°			360		52	35	0,2	
	fuba	AM 4	ri	stationär	4	7	24	60		≤ 1,1	240	100	1,5	3,6
	Wisi	1 Y 1007	ri	stationär	4	7	> 16	60			240	120	1,5	4,9
	fuba	AM 7	ri	stationär	7	9,2	25	45		≤ 1,1	240	186	2,5	5,6
	Wisi	1 Y 1010	ri	stationär	8	10	> 26	48			240	230	2,36	6,6
	fuba	AM 10	ri	stationär	10	11	27	37		≤ 1,1	240	278	3,5	7,5
	Telo	0140/1 E	ri	stationär	10	11	21	40		≤ 1,1	240	290		
	Wisi	1 Y 1012	ri	stationär	10	11,5	> 30	37			240	330	2,78	7,7
	HY-GAIN	315	ri	stationär	15	17,8 ⁵⁾	> 25			1,5	62 n 200	854	7,71	
	fuba	2 x AM 10 ⁴⁾	ri	stationär	20	13,5		37	24		60	60		
	fuba	4 x AM 10 ⁴⁾	ri	stationär	40	16,5		20	24		60	60		

¹⁾ ru = Rundstrahlcharakteristik, ri = Richtstrahlcharakteristik. v = vertikal polarisiert, h = horizontal polarisiert. ²⁾ Magnethaftantenne, ³⁾ für Festmontage, ⁴⁾ gestreckte Ausführung, ⁵⁾ bezogen auf Halbwellendipol, ⁶⁾ nach Herstellerangaben bezogen auf Kugelstrahler (bezogen auf Halbwellendipol etwa 13,5...14,5 dB)

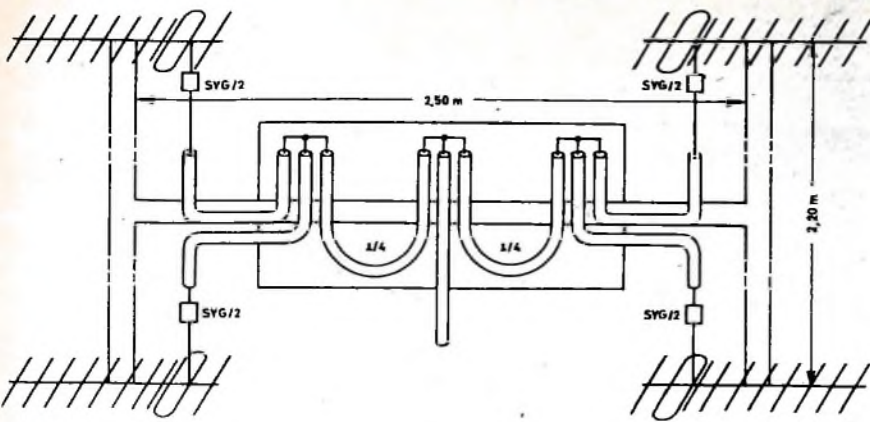


Bild 6. Anordnung und Zusammenschaltung von vier 10-Elemente-Antennen „AM10“ (fuba) ◀



Bild 7. Magnethaftantenne für 2-m-Mobilfunk (Kathrein) ▶

Gruppenantennen

Zur Vergrößerung des Gewinns und zur Erreichung schmalen Öffnungswinkel können Einzel-Yagi-Antennen übereinander oder nebeneinander (oder nebeneinander und übereinander kombiniert) zu einem Gruppenstrahler vereinigt werden. Zwei in zwei Ebenen übereinander angeordnete Antennen (Bild 5) ergeben schärfere Bündelung in der Vertikalen als eine einzige Antenne. Sie sind vor allem dann zu empfehlen, wenn der Empfang durch Zündfunken vorbeifahrender Kraftwagen stark gestört ist. Der zusätzliche Gewinn gegenüber einer einzigen Antenne liegt bei 2...3 dB. Sowohl der Gewinn als auch der vertikale und der horizontale Öffnungswinkel werden mit Gruppenantennen nach Bild 6 verbessert. Die Gewinnverbesserung dieser Wiereranordnung gegenüber einer einzigen Antenne ist etwa 4,5...6 dB. Meistens orientiert sich der finanzielle Aufwand im Verhältnis zum erreichten Gewinn nicht, so daß man nur in extremen Fällen derartige Gruppenantennen verwenden wird. Beim Zusammenschalten der Antennen ist auf richtige Anpassung zu achten. Die Antennenfabriken liefern im allgemeinen auch die entsprechenden Anpaßleitungen. Der Abstand der Ebenen in vertikaler Richtung sollte mit Rücksicht auf einen möglichst hohen Gewinn bei 70-cm-Antennen etwa 130 cm und bei 2-m-Antennen etwa 220 cm betragen, in horizontaler Richtung etwa 110 cm beziehungsweise 250 cm.

Fahrzeugantennen

Für den mobilen Funkverkehr kommen nur Rundempfangsantennen in Frage. Die drei mobilen kommerziellen Anlagen verwendeten Stabantennen sind für vertikale Antennenpolarisation vorgesehen. Sie ergeben daher im Verkehr mit Stationen mit horizontaler Antennenpolarisation keine optimalen Empfangsverhältnisse. Durch die Fahrzeugkarosserie tritt jedoch - wie bei den UKW-Rundfunkempfangsantennen - eine gewisse Drehung der Polarisation ein, und es läßt sich auch durch Schrägstellen des Antennenstabes ein bestimmtes Empfangsoptimum erreichen. Auch viele Amateure geben deshalb der Stabantenne - trotz der durch die Polarisation bedingten Nachteile - den Vorzug, weil sie unauffällig am Wagen angebracht werden kann.

Eine derartige Stabantenne ist beispielsweise die 2-m-Band-Magnethaftantenne „K 51 122“ von Kathrein (Bild 7). Im Antennenfuß befindet sich ein Spezialmagnet von starker Haftfähigkeit (Haftkraft 20 kg). Um Beschädigungen der Lackierung zu vermeiden, ist der Fuß mit einer Neopren-

Schutzhaube überzogen. Der aus nichtrostendem Stahl bestehende 1/4-λ-Strahler läßt sich in die gewünschte Neigung schwenken. Der Antennenfußpunkt-widerstand ist 60 Ohm und der Anschluß des Koaxialkabels erfolgt an einer „PL-259“-Buchse. Der große Vorteil der Magnethaftantenne ist, daß sie an der empfangsmäßig günstigsten Stelle am Fahrzeug ohne irgendwelche zusätzliche Befestigung platziert und ebenso leicht bei Nichtbedarf wieder entfernt werden kann. Diese Antenne wird auch mit einem 5/8-λ-Strahler¹⁾ unter der Typenbezeichnung „51 132“ geliefert, die gegenüber der anderen Ausführung einen größeren Gewinn (+ 2 dB) aufweist und daher empfehlenswerter ist. Für



Bild 8. Neue 2-Ebenen-Mobilantenne „2 x HH 2 BA“ für 2 m (HY-GAIN)

festen Montage am Wagen mit ebenfalls schwenkbarem 1/4-λ-Strahler ist die Ausführung „K 50 482“ und mit 5/8-λ-Strahler der Typ „K 50 502“ (Gewinn 2 dB) bei Kathrein erhältlich.

Am meisten wird jedoch für den Mobilbetrieb auf 2 m der Ringdipol verwendet, der eine horizontale Antennenpolarisation und eine Rundstrahlcharakteristik aufweist. Leider liefert diese Antenne nur etwa die Hälfte der Spannung eines Dipols in seinen beiden Empfangsrichtungen. Der Gewinn liegt daher bei nur -4 dB. Zur Vergrößerung des Gewinns verwendet man neuerdings zwei übereinander angeordnete Ringdipole, die mit -3 dB etwa den gleichen Gewinn wie ein Kreuzdipol ergeben. Bild 8 zeigt die zweistufige Ausführung

¹⁾ Die Bezeichnung 3/4-λ-Strahler wäre in bezug auf die elektrische Länge richtiger; die Bezeichnung 5/8 λ bezieht sich auf die durch den Verkürzungsfaktor gegebene mechanische Länge

einer neuen HY-GAIN-Mobilantenne „2 x HH 2 BA“ für das 2-m-Band. Sie wird mit der Stoßstangenbefestigung „BPR“ an dem Fahrzeug montiert. Der Mast hat eine Gesamtlänge von 200 cm, und der Abstand zwischen den Ringdipolen ist 100 cm. Der Antennenwiderstand an der mitgelieferten Koppel- und Anpaßleitung ist 52 Ohm, so daß hier das übliche 52- oder 60-Ohm-Koaxialkabel angeschlossen werden kann. Im Antennengewinn liegt für den Mobilbetrieb am günstigsten der auf 90° abgewinkelte 1/2-Dipol. Er hat nach Bild 9 in seinen beiden Hauptrichtungen (0° und 360°) einen Gewinn von -3 dB; an den Seiten (90° und 180°) liegt der Gewinn mit etwa -8 dB in der gleichen Größe wie

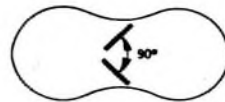


Bild 9. Richtdiagramm eines um 90° abgewinkelten Halbwellendipols



Bild 10. Zweckmäßige Befestigung eines abgewinkelten Felddipols am Kraftfahrzeug

beim Ringdipol. Einen gestreckten Dipol kann man leicht selbst entsprechend abwinkel. Die Montage des abgewinkelten Dipols sollte etwa 1 m über dem Wagendach erfolgen, um günstigste Empfangsverhältnisse zu erreichen. Bei dem im Bild 10 gezeigten Fahrzeug befindet sich der Winkeldipol oben an einem 1 m langen Aluminiumrohr, das auf einem Gummisauger (einem Autogepäckträger entnommen) auf dem Dach steht. Das Rohr ist vielfach verspannt, wobei die Enden der Seile an den Enden der Regenrinnen befestigt wurden, so daß die Wagenkarosserie unbeschädigt blieb. Diese Montage hat selbst bei Geschwindigkeiten des Autos von über 120 km/h seine Standfestigkeit bewiesen.

Rechteckimpuls-Generator »PP 1122« • Arbeitsweise und Anwendungsbeispiele

Rechteckimpulse lassen sich in der Schwachstromtechnik sehr vielseitig anwenden. Zum Beispiel benutzt man sie zur Messung von Zeitkonstanten und Verzögerungen, zum Abgleich frequenzkompensierter Spannungsteiler, zur Ermittlung der Übertragungseigenschaften von Kabeln, Netzwerken und Breitbandverstärkern, zur Untersuchung des Schaltverhaltens von Dioden, Transistoren und magnetischen Materialien, zur Kalibrierung von Frequenzskalen durch Interferenz mit Harmonischen der Impulsfrequenz (die größte Genauigkeit ist hierbei durch Fremdtriggerung mit einem Quarzgenerator erreichbar), zur Prüfung von Koinzidenzschaltungen, zur Bestimmung des Auflösungsvermögens von Zählgeräten (mit Zwillingsimpulsschaltungen), zur Triggerung von Multivibratoren und Flip-Flop sowie zu Messungen an Logikelementen, Torschaltungen und Schieberegistern.

Der im folgenden beschriebene Philips-Impulsgenerator „PP 1122“ (Bild 1) wurde speziell für diese Anwendungszwecke entwickelt. Er kann durch einen internen Generator oder extern durch ein beliebig geformtes Signal getriggert werden und gibt an getrennten Ausgangsbüchsen (75-Ohm-Kabelabschluß) einen Vorimpuls und einen Hauptimpuls mit maximal 10 V Amplitude ab. Der Hauptimpuls erscheint

um eine einstellbare Verzögerungszeit später als der Vorimpuls. An einer weiteren Buchse läßt sich ein Hauptimpuls mit einer Maximalamplitude von 100 V abnehmen. Außerdem kann bei den beiden Hauptimpulsausgängen ein im Abstand der eingestellten Verzögerung vorauslaufender zweiter Impuls intern zugeschaltet werden (er erscheint also zur Zeit des Vorimpulses), so daß man Zwillingsimpulse erhält.

Die wichtigsten Eigenschaften des Impulsgenerators „PP 1122“ sind:

- Erzeugung von Vor- und Hauptimpuls oder Zwillingsimpulsen mit einstellbarer Verzögerung von 0,1 μ s ... 10 ms,
- vollständige Überlappung von Vor- und Hauptimpuls durch zusätzliche Vorimpulsverzögerung von 0,2 μ s möglich,
- einstellbare Impulsdauer von 50 ns ... 50 ms, Tastfolgefrequenz 10 Hz ... 1 MHz,
- Fremdtriggerung von 0 ... 2,5 MHz mit einstellbarem Triggerpegel,
- keine Begrenzung des Tastverhältnisses erforderlich (90 %),
- minimaler Jitter,
- positive oder negative Vor- und Hauptimpulse (Basis auf Chassispotential),
- Anstiegszeit 20 ns bei Ausgangsspannungen bis 10 V,
- maximale Ausgangsspannungsamplitude +100 V bei Anstiegszeiten < 0,1 μ s,
- sehr geringes Überschwingen.

1. Arbeitsweise

Bild 2 zeigt das Blockbild des Impulsgenerators. Das Gerät wird durch den internen Generator 1 gesteuert, bei dem sich der Impulsabstand von 1 μ s ... 100 ms einstellen läßt. Bei externer Triggerung ist diese Baugruppe als Triggerimpulsverstärker und Begrenzer wirksam. Das Triggersignal wird in Bu 1 eingespeist.

Im Impulsformer 2 wird die Vorderflanke des Rechteckimpulses differenziert und anschließend durch den Diskriminator 3 versteilert. Dieser Impuls steuert die Verzögerungseinheit 4, mit der man eine de-

finierte Verzögerung zwischen Haupt- und Vorimpuls von 0,1 μ s ... 10 ms einstellen kann und die Rechteckimpulse entsprechender Länge liefert. Die bei der Differenzierung dieser Rechteckimpulse entstehenden Impulse MP 1 und MP 2 gelangen zur Trennstufe 5, in der der aus der Vorderflanke entstandene Impuls (MP 1) aus- oder hinzugeschaltet werden kann. Im letzteren Fall entstehen Zwillingsimpulse. Die Impulse werden im Diskriminator 6 versteilert und anschließend einem monostabilen Multivibrator 7 zugeführt, mit dem sich die Breite der Hauptimpulse einstellen läßt. Nach Begrenzung und Phasenumkehr (8, 9) entstehen positiv und negativ gerichtete Rechteckspannungen, die über die Treiberstufe 10 den Endverstärker 11 ansteuern. Mit den Abschwächern 12a und 12b sind die Amplituden der Ausgangssignale auf den gewünschten Wert einstellbar.

Die differenzierte Rechteckspannung aus der Verzögerungseinheit 4 gelangt auch zum Multivibrator 13, der die Breite des Vorimpulses bestimmt. Der Multivibrator wird nur durch den positiven Impuls getriggert. In der Verzögerungseinheit 14 kann der Vorimpuls um 0,2 μ s verzögert werden. Anschließend folgen der Begrenzer 15, die Treiberstufe 16 (die die Impulsform korrigiert) und der Endverstärker 17, der eine Polaritätsumkehr ermöglicht.

2. Impulsausgänge

Bild 3a zeigt ein Triggersignal für externe Impulsauslösung. Die Ansprechschwelle des Schmitt-Triggers für ein Bu 1 zugeführtes Signal kann um 30 V variiert werden. Nach einer internen Laufzeit von etwa 120 ns wird ein in Amplitude und Breite konstanter Vorimpuls ausgelöst, der an Bu 2 zur Verfügung steht (Bild 3b). Mit Hilfe eines Laufzeitkabels läßt sich dieser Vorimpuls noch um einen konstanten Betrag von 200 ns zusätzlich verzögern (Bild 3c). Die Polarität der Vorimpulse ist umkehrbar; die Impulse sind echt, also chassisbezogen. Die Impulsamplitude am Ausgang des Verbindungskabels kann man im Verhältnis 1 : 10 abschwächen.

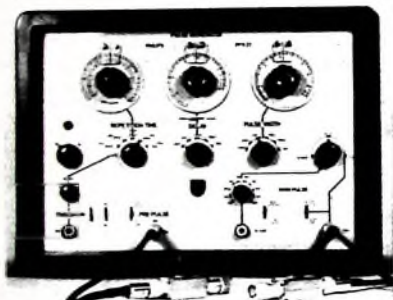


Bild 1. Ansicht des Impulsgenerators „PP 1122“

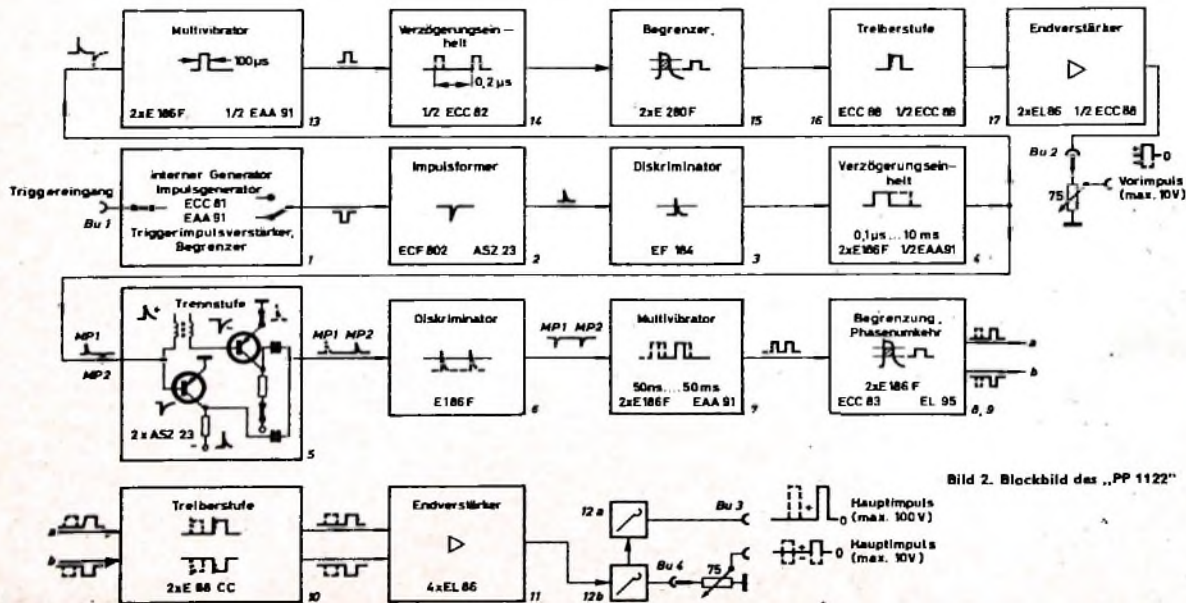


Bild 2. Blockbild des „PP 1122“

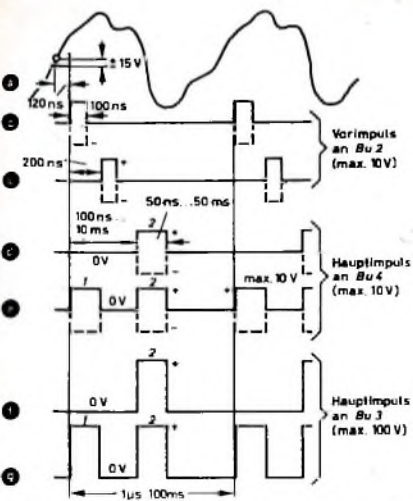


Bild 3. Ausgangssignale in Abhängigkeit von der Zeit

In den Bildern 3d und 3e sind die an der mit dem Verbindungskabel abgeschlossenen Buchse Bu 4 auftretenden Impulse dargestellt. Bei Einzelimpulsbetrieb (Bild 3d) erscheint der Hauptimpuls um eine definiert einstellbare Verzögerung später als der Vorimpuls. Die Breite des Hauptimpulses ist im Bereich von 50 ns - 50 ms grob und fein einstellbar. Bei Zwillingsimpulsbetrieb (Bild 3e) tritt der erste Impuls der Zwillingsimpulse, der dem verzögerten Hauptimpuls vollkommen gleich, zur Zeit der Vorderflanke des unverzögerten Vorimpulses auf.

Beide Hauptimpulsarten sind im Gerät in definierten Stufen dekadisch abschwächbar. Die Feinabschwächung erfolgt unkalibriert am Ende des Verbindungskabels. Auch dieser Ausgang liefert echte Impulse; ihre Polarität ist umschaltbar.

Die Bilder 3f und 3g gelten für den Ausgang Bu 3. Hier sind Impulse gleicher Art wie an Bu 4 vorhanden, jedoch mit dem Unterschied, daß nur positive Impulse mit allerdings größeren Amplituden (maximal 100 V) entnommen werden können. Die Anstiegszeit ist größer als an Bu 4; sie nimmt mit steigender Amplitude zu, da der innere Widerstand vergrößert werden muß.

3. Anwendungsbeispiele

Zur Erleichterung der Signalauskopplung ist der eigentliche Lastwiderstand am Ausgang des Meßkabels angeordnet. Das gilt sowohl für den Vorimpulsausgang Bu 2 als auch für den Hauptimpulsausgang Bu 4. Der Lastwiderstand hat eine Größe von 75 Ohm und ist als Potentiometer für die Feinabschwächung ausgebildet. Da die Verbindungskabel zum Impulsgenerator ebenfalls einen Wellenwiderstand von 75 Ohm haben, sind sie ausgangsseitig abgeschlossen und übertragen die Impulse unverändert. Damit bei offener Ausgangsbuchse Bu 4 keine Beschädigung der Ausgangsstufe eintritt, sind für diesen Ausgang zwei Begrenzeranordnungen vorhanden, die die Impulsamplituden bei unbelastetem Betrieb auf etwa 15 V begrenzen. Das Gerät kann also gefahrlos - auch ohne Abschlußwiderstand und ohne Verbindungskabel - in Betrieb genommen werden.

3.1. Messung von Zeitkonstanten, Verzögerungen und Anstiegszeiten

Die Ermittlung der Zeitkonstante (Zeit, die ein Signal benötigt, um bei eingangsseitig

idealer Rechteckansteuerung ausgangsseitig auf den $(1-1/e)$ -fachen Wert der vollen Amplitude zu springen) eines Prüflings beruht auf der Messung einer Anstiegszeit (Zeit für einen Amplitudensprung von 10% auf 90% der vollen Amplitude). Dieses Meßverfahren verlangt einen Rechteck-(Impuls-)Generator und einen Oszillografen als Indikator. Will man die Meßunsicherheit bei kleinen Zeitkonstanten kleinhalten, dann müssen die Anstiegszeiten des steuernden Generators und des Indikators um eine Größenordnung kleiner als die Zeitkonstante des Prüflings sein, oder man muß die Anstiegszeiten beider Meßgeräte kennen und durch Korrektur des Meßergebnisses berücksichtigen. Da sich die Anstiegszeiten geometrisch addieren, gilt für die Anstiegszeit T_r des Prüflings

$$T_r = \sqrt{T_{rG}^2 - T_{rM}^2} \quad (1)$$

(T_{rG} ist die gemessene Gesamtanstiegszeit und T_{rM} die Anstiegszeit der Meßmittel), T_{rM} berechnet man aus

$$T_{rM} = \sqrt{T_{rGen}^2 + T_{rInd}^2}$$

Darin bedeutet T_{rGen} die Generator-Anstiegszeit und T_{rInd} die Anstiegszeit des Oszillografen.

Um die Anstiegszeit des Prüflings zu erhalten, muß man also eine Messung und eine Korrekturrechnung durchführen. Letztere kann man dadurch umgehen, daß man zunächst die Anstiegszeiten der Meßgeräte zusammenfaßt und diese dann als willkürliche Veränderliche in Gl. (1) einsetzt. Setzt man

$$a = \frac{T_{rM}}{T_{rG}}, \quad T_{rM} = a \cdot T_{rG}$$

in Gl. (1) ein, so wird

$$\frac{T_r}{T_{rG}} = \sqrt{1 - a^2} \quad (a \leq 1). \quad (2)$$

Eine grafische Darstellung (Bild 4) der umgeformten Korrekturgleichung ermöglicht dann die Ablesung des Istwertes der Anstiegszeit des Prüflings unter Berücksichtigung der Anstiegszeiten der Meßanordnung. Die Anstiegszeit der Meßmittel (Impulsgenerator und Oszillograf) hat einen bestimmten Wert, der getrennt ermittelt werden kann und als meßmittelige Größe konstant bleibt.

Mit Hilfe von Bild 4 ermittelt man die Anstiegszeit eines Prüflings demnach folgendermaßen:

Der Prüfling wird über das Verbindungskabel an den Ausgang Bu 4 des Impulsgenerators angekoppelt und der Prüflingausgang an den Eingang des Oszillografen gelegt;

der Impulsgenerator wird intern getriggert, und über den Vorimpuls (Bu 2) erfolgt die Triggierung des Oszillografen;

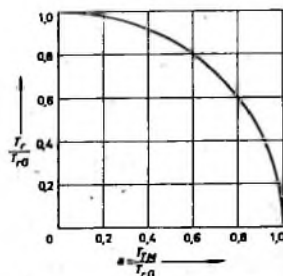


Bild 4. Ermittlung der tatsächlichen Anstiegszeit des Prüflings

mit der Verzögerungseinrichtung des Impulsgenerators wird der Hauptimpuls so weit verzögert, daß die abgebildete Anstiegsflanke etwa in der Mitte des Oszillografenschirms liegt;

die Ablenkgeschwindigkeit des Oszillografen ist nun so einzustellen, daß die Anstiegszeit T_{rG} gut abgelesen werden kann;

mit dem ermittelten Wert T_{rG} und der bekannten Anstiegszeit der Meßanordnung T_{rM} wird der Wert a berechnet;

mit diesem Wert erhält man aus Bild 4 den Multiplikationsfaktor, mit dem die Gesamtanstiegszeit zu multiplizieren ist, um die Anstiegszeit des Prüflings zu erhalten.

Mit dem Impulsgenerator „PP 1122“ lassen sich jedoch auch Zeitkonstanten ohne Korrekturmaßnahmen direkt ermitteln, wenn man einen Zweistrahloszillografen oder einen Einstrahloszillografen in Verbindung mit einem elektronischen Schalter verwendet. Zunächst legt man den um 200 ns verzögerten Vorimpuls aus Bu 2 und den Hauptimpuls aus Buchse Bu 4 an die Indikatoreingänge, und dann werden nach Bild 5a die Flanken von Vor- und Hauptimpuls mit der Verzögerungseinrichtung zur Dekkung gebracht. In die Hauptimpulsleitung wird nun zwischen Impulsgenerator und Oszillograf der Prüfling geschaltet und die Amplitude des Hauptimpulses so eingestellt, daß Vor- und Hauptimpuls etwa gleich groß sind. An dem jetzt abgebildeten Hauptimpuls erkennt man die Flankenverformung; infolge der endlichen Anstiegszeit wandert der Punkt B in die Stellung C (Bild 5b). Wandert auch die Basis des Hauptimpulses aus, so ist dieses durch Verkleinerung der Verzögerung so zu korrigieren, daß E' auf E liegt. Zur Auswertung der Messung verkleinert man mit der Verzögerungseinrichtung des Impulsgenerators die Zeit zwischen verzögertem Vorimpuls und Hauptimpuls derart, daß sich die beiden Anstiegsflanken (die des Vorimpulses und des verzögerten Hauptimpulses) im Punkt D schneiden (Bild 5c). Der Punkt D liegt im Abstand $0,632 \cdot A = A \cdot (1-1/e)$ über der Grundlinie des Hauptimpulses. Der Differenzbetrag zwischen der zunächst eingestellten Verzögerung und der sich aus der notwendigen Linksverschiebung ergebenden Verzögerungsverkleinerung stellt den Betrag der Zeitkonstante τ des Prüflings dar.

Im Bild 5d ist angedeutet, daß sowohl der zum Vergleich dienende Vorimpuls als

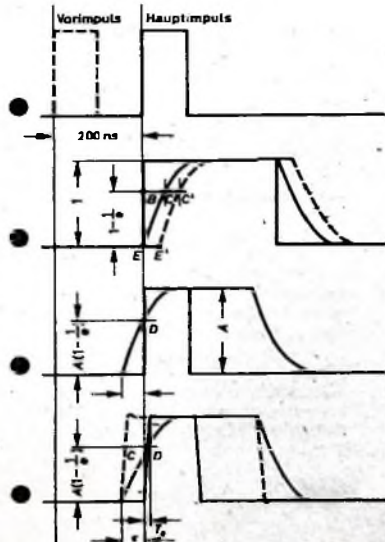


Bild 5. Ermittlung der Zeitkonstante: a) Vorimpuls, b) verformter und nicht verformter Hauptimpuls, c) Vorimpuls und Hauptimpuls niveaugerecht mittels der Verzögerungseinrichtung zur Deckung gebracht, d) Berücksichtigung der Anstiegszeit der Meßeinrichtung

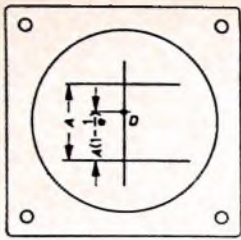


Bild 6. Maßschablone zur Ermittlung der Zeitkonstante des Prüflings

auch der steuernde Hauptimpuls eigene - wenn auch sehr kleine - Anstiegszeiten T_2 haben. Beim Impulsgenerator „PP 1122“ sind die eigenen Anstiegszeiten zwar sehr klein - sie betragen etwa $18 \dots 20 \text{ ns}$ -, aber nicht vernachlässigbar. Ermittelt man die Anstiegszeit des Prüflings jedoch nach der zuletzt beschriebenen Methode, dann können die endlichen Anstiegszeiten des Generators und des Indikators vernachlässigt werden, da die Zeitkonstante durch eine Differenzmessung bestimmt wird. Bei der ersten Einstellung bringt man die Flanken des verzögerten Vorimpulses und des in seiner Verzögerung einstellbaren Hauptimpulses unter Berücksichtigung des Eigenanstiegs zur Deckung. Bei der zweiten Messung wird dann nach der Zwischenschaltung des Prüflings unter Beibehaltung der Anstiegszeiten des Generators und des Indikators die Verzögerung des Hauptimpulses nur so weit verkleinert, wie es infolge der Flankenverformung durch den Prüfling notwendig ist. Das Ergebnis kann direkt als Differenzbetrag am Verzögerungseinsteller des Impulsgenerators abgelesen werden.

Wenn man dieses Meßverfahren wiederholt anwendet, ist es zweckmäßig, die im Bild 6 dargestellte Schirmbildschablone zu verwenden. Die Schablone enthält die Amplitudenkennzeichnung A in Form zweier waagerechter Begrenzungslinien. Außerdem ist der Punkt D eingetragen, der von der unteren waagerechten Linie den Abstand A ($1-1/e$) hat.

Bei Anwendung dieser Schablone ist darauf zu achten, daß wenigstens die Amplitude des Hauptimpulses die Größe A hat. Die Amplitude des Vorimpulses braucht diesem Wert nur ungefähr zu entsprechen. Zur Einstellung des ersten Wertes der Verzögerung werden beide Flanken in der Mitte des Schirmbildes im Punkt D zur Deckung gebracht. Nach Zwischenschaltung des Prüflings und Korrektur der Amplitude A und des Impulsstartpunktes ist die Verzögerung des Impulsgenerators so zu verkleinern, daß sich die beiden Kurven im Punkt D schneiden. Dabei ist zu beachten, daß die Impulsbasis auf der unteren Waagerechten liegt.

3.2 Abgleich frequenzkompensierter Spannungsteiler

Mit Hilfe von Rechtecksignalen läßt sich sehr einfach die Frequenzabhängigkeit des Übertragungsverhaltens ohmscher Spannungsteiler überprüfen und abgleichen. Im Bild 7b ist ein einfacher Spannungsteiler dargestellt, der aus den Widerständen R_1 , R_2 und den Kompensationsmitteln C_1 , C_2 besteht. Steuert man einen derartigen Spannungsteiler mit einem Rechtecksignal an, so wird dieses Signal nur dann formgerecht abgeschwächt, wenn der Abschwächungsfaktor für alle in dem Signal enthaltenen Harmonischen konstant ist.

Das im Bild 7a dargestellte Rechtecksignal setzt sich aus verschiedenen harmonischen Schwingungen mit bestimmten Amplituden und Phasenbedingungen zusammen. Das Frequenzspektrum ist ebenfalls angedeutet. Neben der Grundamplitude ist eine Reihe

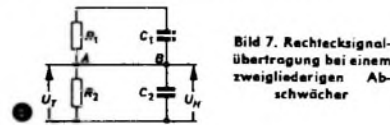
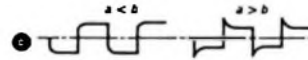


Bild 7. Rechtecksignalübertragung bei einem zweigliedrigen Abschwächer



ungeradzahlig Harmonischen vorhanden, deren Amplitude mit steigender Ordnungszahl kleiner wird.

Man kann sich den Spannungsteiler aus zwei Zweigen entstanden denken, von denen der Zweig R_1 , R_2 hauptsächlich die tiefen Frequenzen überträgt, während der aus den Blindwiderständen C_1 und C_2 gebildete andere Zweig für die Abschwächung der hohen Frequenzen maßgebend ist. Der Strom der tiefen Frequenzen fließt also vorwiegend durch die Widerstände R_1 und R_2 , der Strom der hohen Frequenzen dagegen durch den Kondensatorzweig. Daher erhält man zwei Ausgangsamplituden U_T und U_B , die sich als Spannungsabfälle an R_2 beziehungsweise C_2 ausbilden. Verbindet man die Punkte A und B, so wird an dem Verbindungspunkt nur dann wieder ein ideales Rechtecksignal auftreten, wenn die Abschwächungsbedingungen in beiden Zweigen gleich sind. Es muß also

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_1}{C_2}$$

sein. Multipliziert man diese Gleichung aus, so erhält man

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 \quad (3)$$

Gl. (3) sagt aus, daß ein frequenzkompensierter Abschwächer eine Rechteckspannung nur dann formgerecht überträgt (abschwächt), wenn die Zeitkonstante des Längszweiges gleich der Zeitkonstante des Querszweiges ist. Man muß also in den Fällen, in denen es notwendig ist, einen Abschwächer für ein großes Frequenzband zu kompensieren, die Zeitkonstanten der Glieder des Spannungsteilers gleichmachen. Die Gleichung für die Spannungsübertragung lautet

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{Tn}}{U} = \sqrt{\frac{1 + (2\pi \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot f)^2}{\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)^2 + (2\pi \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot f)^2 + (2\pi \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot f)^2}} \quad (4)$$

Setzt man

$$a = \frac{R_1}{R_2} = b = \frac{C_2}{C_1}, \quad C_2 = C_1 \frac{R_1}{R_2}$$

in Gl. (4) ein und formt um, so wird

$$\frac{U_{Tn}}{U} = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + 1 + (2\pi \cdot f \cdot R_1 \cdot C_1)^2}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

Die Spannungsschwächung ist dann also frequenzunabhängig.

Sollen hohe und höchste Frequenzen berücksichtigt werden, dann muß man die unumgänglichen Parallelkapazitäten der Widerstände so korrigieren, daß die Bedingung Gl. (3) erfüllt ist. In der Praxis vergrößert man definiert die Streukapazi-

tät des kleineren Widerstandes und gleicht die des größeren mit einem Trimmer so ab, daß das Übertragungsverhalten für Rechtecksignale ideal ist.

Im Bild 7c sind die Auswirkungen eines Fehlabgleichs angedeutet. Die linke Darstellung zeigt, daß die Abschwächung der hohen Frequenzen größer ist als die der mittleren und tiefen. Hier ist entweder C_1 zu groß oder C_2 zu klein, und die hohen Frequenzen, die besonders im Flankenanstieg enthalten sind, werden benachteiligt. Der rechte Kurvenzug im Bild 7c deutet einen Fehlabgleich in entgegengesetzter Richtung an. Bei gegebenem Widerstandsverhältnis ist hier der Kondensator C_1 zu groß oder der Kondensator C_2 zu klein.

Bild 8 zeigt einen mehrstufigen Abschwächer, der mit den Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ frequenzkompensiert ist. Auch in diesem Fall müssen die Zeitkonstanten der RC-Glieder gleich sein. Der Widerstand R_4 wird durch den Festkondensator C_4 überbrückt, der so zu wählen ist, daß die Zeitkonstante $R_4 \cdot C_4$ gleich oder größer als die Zeitkonstanten der übrigen RC-Glieder ist. Da der kapazitive Zweig des Spannungsteilers für den Rechteckgeneratorsausgang eine beträchtliche Blindlast darstellt, die möglichst klein sein soll, ist es zweckmäßig, die Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ möglichst klein zu dimensionieren. An sich ergibt sich der Minimalwert der Zeitkonstante aus dem größten Widerstandswert multipliziert mit seiner unumgänglichen Streukapazität. In erster Näherung wird man diesen Wert schätzen und danach die Größe des Kondensators C_4 festlegen.

Für den Grobvergleich speist man am Punkt A ein Rechtecksignal ein und gleicht den Kondensator C_2 so ab, daß am Ausgang in Stellung 1 ein unverzerrtes Rechtecksignal erscheint. Danach wird in Stellung 2 das Rechtecksignal am Punkt B eingespeist und der Trimmer C_3' abgeglichen. Anschließend erfolgt der Abgleich des Trimmers C_1 , wobei man das Signal am Punkt C zuführt und der Schalter in Stellung 3 steht. Beim Feinabgleich wird von der Stellung 3 des Schalters ausgegangen und nochmals C_1 korrigiert. Dann gleicht man in Stellung 2 (dabei bleibt aber die Einspeisung am Punkt C) den Trimmer C_2' und in Stellung 1 den Trimmer C_3' ab. In allen Stellungen des Abschwächerschalters ändert sich zwar die Rechteckamplitude mit dem Abschwächungsfaktor, es dürfen sich aber in keiner Stellung verschliffene oder

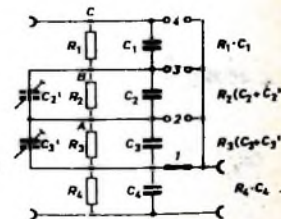


Bild 8. Frequenzkompensierter mehrgliedriger Abschwächer

überbetonte Signalniveaus ergeben. Ein so abgeglichener Mehrfachspannungsteiler ist im gesamten Frequenzbereich nahezu linear. (Schluß folgt)

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Haydn, Die Jahreszeiten

Simon: Franz Crass; Hanne: Edith Mathis; Lukas: Nicolai Gedda; Der Süddeutsche Madrigalchor, Das Orchester der Bayerischen Staatsoper München; Dirigent: Wolfgang Gönnenwein; Cembalo: Walter Thoenes

Für Haydns „Jahreszeiten“ ist die Bezeichnung Oratorium, abgeleitet vom lateinischen orare = beten, nicht so ganz zutreffend. Es handelt sich eigentlich mehr um einen Zyklus von vier Kantaten, die das bäuerliche Leben auf dem Lande in den vier Jahreszeiten schildern. In ihnen erweist sich Haydn als meisterlicher Schilderer von Naturstimmungen, die zugleich ein Preisgesang auf die Natur sind. Zur Uraufführung gelangte das Werk am 24. April 1801 in Wien, fast auf den Tag genau drei Jahre nach der Uraufführung der „Schöpfung“. Die Aufführungspraxis ist im Laufe der Zeit nicht einheitlich gewesen. Auf der einen Seite standen Aufführungen mit großem Orchesterapparat und reich besetzten Chören, die dem Inhalt des Werkes nicht immer dienlich waren, auf der anderen Seite glaubte man, in kleinen, oft kammermusikalisch anmutenden Besetzungen den richtigen Weg gefunden zu haben. Bei der vorliegenden Aufnahme hat Produzent Gerd Berg Wert darauf gelegt, ein harmonisch ausgeglichenes Klangbild größter Durchsichtigkeit zu schaffen, bei dem Chor, Solisten und Orchester stets in gut ausgewogenem Verhältnis zueinander stehen, so daß auch einzelne Stimmen aus dem Orchester gut herauszuhören sind. Das alles hat die Technik ausgezeichnet geschafft. Mit dazu beigetragen hat sicherlich auch die schon von anderen Aufnahmen her bekannte gute akustische Atmosphäre des Münchener Bürgerbräusaales. Chor und Solisten stehen bei der Wiedergabe akustisch so zueinander, wie man es vom Konzertsaal her gewohnt ist. Vergleicht man mit diesem Eindruck das ganzseitige Bild des Begleitheftes, auf dem ein Überblick über die Aufnahme im Bürgerbräusaal gegeben wird, dann erkennt man, was eine gut und sinnvoll gehandhabte Richtungsmischer-Technik zu leisten vermag. Der ausgeglichene Frequenzgang ergibt eine gute Sprachverständlichkeit bei Chor und Solisten, für die man Kräfte von internationalem Rang eingesetzt hat. An ihrer Spitze Edith Mathis mit ihrem klaren, jugendlichen Sopran, der wohl noch auf keiner anderen Platte so vorzüglich zur Geltung kam wie hier. Franz Crass verleiht mit seinem Baß der Stimme des Simon Leben, während Nicolai Gedda sich als Lukas nicht so ganz in seine Rolle findet. Er hat — so scheint es dem Rezensenten —

manchmal Schwierigkeiten, sich innerlich auf die Rolle eines Oratoriensängers einzustellen; seinem Naturell liegt offensichtlich die Oper mehr. Eine Freude ist der Süddeutsche Madrigalchor, der sich mit dem Orchester der Bayerischen Staatsoper München in schöner Harmonie zu einem einheitlichen musikalischen Ganzen verbindet. Columbia SMC 91 388/90 (Stereo)

Strawinsky, Der Feuervogel (Orchestersuite); Rimsky-Korsakow, Der goldene Hahn (Orchestersuite)

Bastoner Symphonie-Orchester unter Erich Leinsdorf

Von dem 1910 vollendeten Ballett „Der Feuervogel“ hat Strawinsky zwei Orchestersuiten für den Konzertsaal angefertigt, die Stimmungsbilder aus diesem „choreographischen Märchen“, wie es der Komponist einmal genannt hat, bringen. Der Stoff geht auf ein russisches Märchen zurück, das von der im Zaubergarten des schrecklichen Katscheis gehaltenen schönen Prinzessin erzählt, die Prinz Iwan betören will. Er hat den Feuervogel gefangen, der ihm als Dank für seine Freiheit eine Feder schenkt, die dem Prinzen Macht über den Zauberer und sein Geloge verleiht. Iwan bricht die Zaubermacht Katscheis, indem er ihn und sein Geloge bis zur Erschöpfung tanzen läßt, befreit die Prinzessin und feiert eine prächtige Hochzeit. Die Einleitung schildert in Klangbildern zartester Art den blühenden Zaubergarten Katscheis, um dann in den Tanz des Feuervogels überzugehen. Ein durchsichtiger und eindrucksvoller Reigen ist der Tanz der Prinzessinnen. Zum dramatischen Höhepunkt wird der häßliche Tanz der Untertanen Katscheis mit den kurzen, trackenen einleitenden Schlägen und dem harten Tan des Xylophons. Leinsdorf hat hier die Gegensätze sehr scharf herausgearbeitet. Das Wiegenlied des Feuervogels, mit dem er das Geloge des Zaubersers einschläfert, ist ein musikalisches Idyll. Hier merkt man deutlich den Einfluß Debussys, wenn Strawinsky alle klangmalischen Möglichkeiten des großen Orchesters ausnutzt. Den Abschluß des Werkes bildet ein festliches Finale.

Rimsky-Korsakows satirische Oper „Der goldene Hahn“ nach der gleichnamigen Erzählung Puschkins schildert die Leichtgläubigkeit und Unwissenheit des alt-russischen Adels am Beispiel des greisen, abergläubischen Königs Bodôn. Die aus dieser Oper zusammengestellte Suite ist voller Klangmalereien und fesselt wegen ihres Reichtums an immer neuen musikalischen Einfällen. Zugleich ist sie ein Beispiel für die Instrumentationskunst Rimsky-Korsakows.

Technisch erfüllt diese Platte hohe Ansprüche. Bei der Wiedergabe über eine echte Hi-Fi-Anlage geht kein Detail verloren. Immer wieder hört das Ohr erfreut den sauberen Ton der Holzbläser und Streicher und die trocken aufgenommenen Tiefen des Schlagzeugs. Eine Aufnahme, deren Technik dem hohen künstlerischen Wert der Interpretation Leinsdorfs adäquat ist. RCA LSC-2725 (Stereo)

Festliches Konzert mit Mantovani

Mantovani und sein Orchester

In der internationalen Spitzenklasse der Unterhaltungsorchester nimmt das Orchester Mantovani wegen seines typischen Saund eine Sonderstellung ein. Charakteristisch dafür ist die Verwendung eines reich besetzten Streicherensembles. Kein Wunder, daß Royal Sound Stereo gerade diesem Arrangement besonders entgegenkommt, denn hier wird der vielseitige Klang dieses Orchesters mit einer Feinheit und einer Durchsichtigkeit wiedergegeben, die lobenswert sind. Es ist eine Stereoaufnahme mit sehr weitem Frequenzumfang und tadelloser gefüllter Mitte. Man hört auf ihr zwölf Stücke aus jenem Bereich der Musik, den man — manchmal etwas herablassend — als Semiklassik bezeichnet. Durch die geschickten Arrangements hat man aber hier einen Eindruck erreicht, der zum bewußten Zuhören geradezu zwingt. Erwähnt seien als Beispiele hier nur die Chopin-Etüde Nr. 3 E-dur op. 10, 3, der Tango von Albeniz, die Air auf der G-Saite von Bach sowie das Wiegenlied von Brahms und das mit Holzbläsern, Streichern und Harfe effektvoll wirkende Ave Maria von Bach-Gounod. Decca SLK 16340-P (Stereo)

Heartplants

Gunter Hampel Quintett: Gunter Hampel (vb, fl), Manfred Schaaf (tp, fl-horn), Buschi Niebergall (b), Alexander van Schlippenbach (p), Pierre Courbaïs (dm)

Auf dem Deutschen Jazz-Festival 1964 gelang dem Gunter-Hampel-Quintett der große Durchbruch. Es leistete seitdem, wie der bekannte Jazzkritiker Joachim E. Behrend einmal schrieb, den entscheidenden deutschen Beitrag zum Avantgarde-Jazz. Dieses Ensemble arbeitet wesentlich mit an der Lösung der Aufgabe, die Totalität im Jazz aufzuheben, eine der schwierigsten Aufgaben des heutigen Jazz. So etwas kann man verständlicherweise nur in Stereo aufnehmen, denn in Mono fallen diese Strukturen in sich zusammen. „Heartplants“ ist eine überzeugende Leistung des Quintetts. A von Schlippenbach schrieb es, das

gleichen „Iron Perceptions“, das eine Vorstellung vom strukturellen Jazz gibt, „Without Me“ ist eine Ballade, in der G. Hampel sich mit dem Versuch auseinandersetzt, den Tod eines geliebten Menschen zu begreifen, während dem „No Arrows“ von B. Niebergall die Idee des Bogens zugrunde liegt. Aus diesen kurzen Angaben mag man erkennen, daß diese Platte vielleicht keine Platte für jedermann ist: Sie ist aber etwas Besonderes für alle, denen Jazz ein ernsthaftes Anliegen ist, etwas für diejenigen, die sich mit dem Jazz von heute auseinandersetzen wollen und können.

Daß ein solcher Jazz nur in Stereo zur Geltung kommen kann, wurde bereits gesagt. *Conditio sine qua non* für den Erfolg ist aber auch eine saubere Aufnahmetechnik. Die haben H. G. Brunner-Schwer und Wilhelm Fruth hier praktiziert. Die Soli des Klaviers hört man mit überzeugendem Klang ebenso wie alle Feinheiten der anderen Instrumente. Alles in allem eine künstlerische und technische Leistung, auf die das noch junge Label stolz sein kann, eine Hi-Fi-Aufnahme, wie man sie sich wünscht. Saba SB 15026 ST (Stereo)

Hammond-Feuerwerk

Klaus Wunderlich, Hammond-Orgel

Die Hammond-Orgel als Instrument mit elektronischer Klangzeugung hat eigentlich keine räumliche Ausdehnung. Es scheint deshalb zunächst problematisch, ob Stereo für solche Aufnahmen überhaupt sinnvoll sein kann. Auf dieser Platte aber hat Klaus Wunderlich mit Erfolg gezeigt, welche Möglichkeiten die Stereo-Technik zu bieten vermag, wenn man sie so bewußt in den Dienst des Arrangements stellt, wie es hier geschehen ist. Man höre sich beispielsweise den *Basso Nava* „Illusion“ an. Dann merkt man sofort, was hier gewollt und gekonnt gemacht ist. Ganz offensichtlich hat Klaus Wunderlich, als perfektionierter Spieler der Hammond-Orgel bekannt, inzwischen das rechte Gefühl für die neuen Ausdrucksmöglichkeiten gefunden, die ihm mit der 8-Spur-Technik angeboten worden sind. Interessant zu hören ist, was er beispielsweise aus der „Ballzone“ von Hellmesberger gemacht hat oder aus der *Beguine* „The Breeze and I“, die das vielleicht beste Stück dieser Platte ist. Der Plattentitel „Hammond-Feuerwerk“ ist nicht unberichtigt, denn hier wird tatsächlich ein Brillantfeuerwerk von musikalischen Gags aller Art abgebrannt. Es ist eine Hi-Fi-Platte, die sich den weltberühmten gewandenen „Hammond-Sensationen“ (s. Heft 9/1964, S. 330) würdig an die Seite stellt. Telefunken SLE 14376-P (Stereo)



Stereo-Verstärker-Baustein

Leistungs-Endpentoden haben wegen ihrer großen Verlustleistung (und der nicht im gleichen Verhältnis zu weniger belasteten, in den Vorstufen eingesetzten Röhren vergrößerten Abmessungen) gegenüber Vorstufenröhren eine geringere Lebensdauer. Aus diesem Grunde ist es für einen Stereo-Verstärker günstiger, nicht das Vorstufen- und Endstufensystem eines jeden Kanals, sondern die Röhrensysteme gleicher Lebensdauererwartung beider Kanäle jeweils im gleichen Röhrenkolben unterzubringen. Diese Überlegung führt zur Verwendung einer ECC 83 und einer ELL 80. Es brauchen so bei Alterung der Endstufenpentoden nicht die Vorstufenröhren aus-

Das verstärkte NF-Signal gelangt von der Anode der Triode R6 1a über den Kopplungskondensator C 5 und den Dämpfungswiderstand R 10 zum Steuergitter von R6 2a, des einen Pentodensystems der Endröhre ELL 80. R 10 ist notwendig, um Schwingneigungen des Verstärkers - sie machen sich bei der Wiedergabe durch Zischen und Kreischen im Lautsprecher bemerkbar - zu vermeiden.

Die Endpentode R6 2a wird mit 245 V Anodenspannung als Eintakt-Verstärker betrieben; der Anoden-Ruhestrom ist 24 mA. Unter Zugrundelegung eines Spannungsfalles von 5 V an der Primärseite des Ausgangsübertragers U 1 wurde

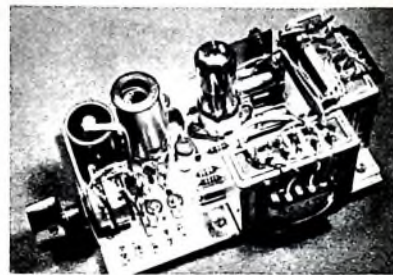


Bild 2. Ansicht des Stereo-Verstärkers

der große Elektrolytkondensator C 4 stehend angeordnet und seitlich von diesem die beiden Röhrensockel der ECC 83 und der ELL 80. An der nach freien Längsseite des Resopalbretthens sind die beiden Lautsprecherbuchsen auf einem Blechwinkel zu halten. Die Verbindungen der beiden Anoden-Sockelstifte mit den Anschlüssen der Ausgangsübertrager sind mit abgeschirmten Leitungen herzustellen. Beim Aufbau ist darauf zu achten, daß die

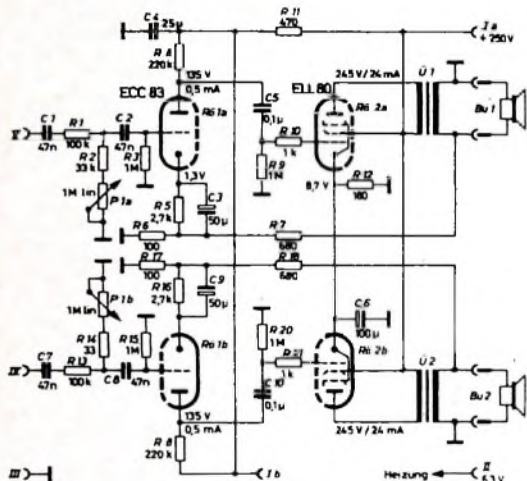


Bild 1. Schaltung des Stereo-Verstärker-Bausteins

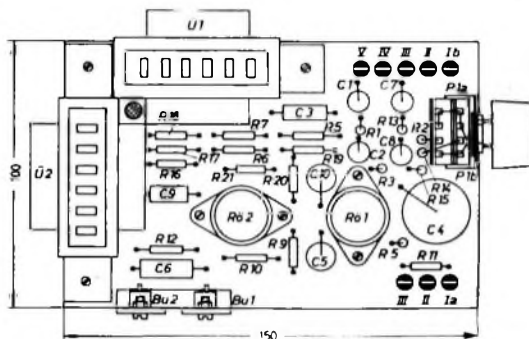
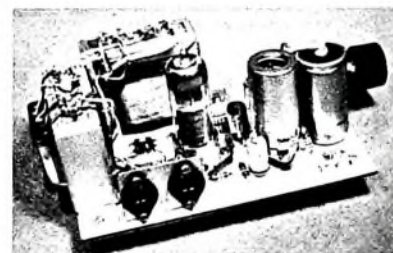


Bild 3. Einzelteilanordnung auf dem Chassis-Resopalbretchen

Bild 4. Rückansicht des Stereo-Verstärker-Bausteins mit Eingangsbuchsen für die beiden Kanäle



getauscht zu werden. Man erreicht mit der ELL 80 im Eintakt-Stereo-Betrieb bei $\beta \approx 1/2$ Klirrfaktor etwa 2×3 Watt Nutzleistung.

Schaltung

Da beide Kanäle gleich aufgebaut sind (Bild 1), kann sich die Schaltungsbeschreibung auf einen Kanal beschränken. Das Eingangssignal gelangt von Lötöse V über die Kopplungskondensatoren C 1 und C 2 zum Gitter der Vorröhre R6 1a. Zwischen den beiden Kondensatoren liegt der Balanceregler P 1a, der zusammen mit den Widerständen R 1 und R 2 einen Spannungsteiler darstellt. Der Schleifer des Tandem-Potentiometers P 1 liegt an Masse. Der Spannungsteiler ist so bemessen, daß bei der linken Endstellung des Potentiometers der eine Kanal um 12 dB gedämpft und der andere Kanal um 12 dB angehoben wird. Das erfolgt umgekehrt in der rechten Endstellung.

In der Katodenleitung der Triode R6 1a liegt außer dem RC-Glied R 5, C 3 zum Erzeugen der Gittervorspannung ein 100-Ohm-Widerstand R 6, an dem die Gegenkopplungsspannung über R 7 von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers eingespeist wird. R6 1a erhält ihre Betriebsspannung über das Siebglied C 4 und R 11 sowie den Anodenwiderstand R 8.

Die Betriebsspannung mit 250 V gewählt. Für den Eintakt-Stereo-Betrieb erwies sich für den Katodenkondensator C 6 ein Wert von 100 μ F als ausreichend. Parallel zu C 6 liegt der 180-Ohm-Widerstand R 12 mit einer Belastbarkeit von 2 W. Die beiden Schirmgitter sind direkt an der Lötöse 1a angeschlossen, an der die Plusspannung von 250 V eingespeist wird. Lötöse II wird mit der Heizspannung 6,3 V des Netztesiles und Öse III mit Masse verbunden. An Lötöse IV wird das linke und an Lötöse V das rechte Stereo-Signal eingespeist.

Mechanischer Aufbau

Die verschiedenen Bauelemente lassen sich nach den Bildern 2, 3 und 4 auf einem 150 mm \times 100 mm großen Resopalbretchen anordnen. Der Aufbau der beiden Kanäle wurde größtenteils symmetrisch ausgeführt. Jedoch war es aus Platzgründen und wegen der Sockelschaltung nicht zu vermeiden, zum Beispiel Ausgangsübertrager und Lautsprecherbuchsen umzugruppieren.

Ungleiche Verstärkung in den beiden Kanälen infolge Toleranzen der Bauelemente und raumakustische Unterschiede lassen sich mit dem Balanceregler ausgleichen.

Der Balanceregler P ist auf einem kleinen Blechwinkel untergebracht. Daneben wird

Bauelemente des einen Kanals nicht zu dicht neben denen des anderen Kanals angebracht werden, damit das Übersprechen möglichst klein (die Übersprechdämpfung also möglichst groß) wird.

W W Diefenbach

Einzelteilliste

Ausgangsübertrager „A 4“	(Engel)
Elektrolytkondensator	
25 μ F, 350/385 V	(Telefunken/NSF)
Niedervolt-Elektrolytkondensatoren	
2 \times 50 μ F, 15 V; 1 \times 100 μ F, 30 V	(Wima)
Rollkondensatoren, 400 V	(Roederstein)
Widerstände, 0,5 W	(Dralowid)
Widerstand R 12, 2 W	(Dralowid)
Tandem-Potentiometer „1-4870“	
2 \times 1 MOhm 11n.	(Preh)
Röhrenfassung „4885“	
mit Abschirmhaube „5360/46“	(Preh)
Röhre ECC 83	(Telefunken)
Röhre ELL 80	(Lorenz)
Lautsprecherbuchsen „Lb2“	(Hirschmann)
Drehknopf	(Rim)
Lötösen	(Stocko)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

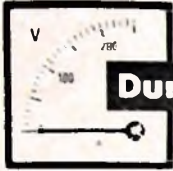
BFY 33
BFY 34
BFY 46

**Silizium-
Planar-Transistoren**

**liefern wir kurzfristig für universelle Anwendungen
in der Industrie-Elektronik**

Technische Daten	BFY 33	BFY 34	BFY 46	
		(2N1613)	(2N1711)	
U_{CEO}		30	30	V
U_{CER}	30	50	50	V
U_{CBO}	50	75	75	V
I_C	500	500	500	mA
f_T	80	80	100	MHz
	<small>($I_C = 50$ mA; $U_{CE} = 10$ V)</small>			
F	5	$6 \leq 12$	$3,5 \leq 8$	dB
B	≥ 40	40-120	100-300	
	<small>($I_C = 150$ mA; $U_{CE} = 10$ V)</small>			
T_j	200	200	200	°C

Gehäuse TO 5 (DIN Bez. 5C3)



Durch Messen zum Wissen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 22, S. 926

3 Wir machen nun nach Bild 3 einen weiteren Versuch, der die „Eichung“ eines Instrumentes bezweckt. Das Eichn ist ein wichtiger meßtechnischer Vorgang, der dem Festlegen von genauen Zahlenwerten auf der vorerst nicht mit Zahlen versehenen Skala eines Instrumentes dient. Im Fall der Eichung eines Spannungsmessers geht man so vor, daß man ein Eich- oder Normalinstru-

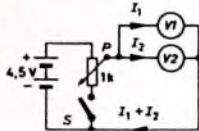


Bild 3. Eichung eines Voltmeters

ment möglichst hoher Genauigkeit verwendet, dieses parallel zu dem zu eichenden Instrument schaltet und beiden Instrumenten nun eine möglichst fein einstellbare Spannung zuführt. Auf dem Normalinstrument wird der jeweils eingestellte Spannungswert abgelesen und auf der zu eichenden Skala dort eingetragen, wo sich gerade der Zeiger befindet. Damit ist ein Eichpunkt gefunden, und durch Feststellen vieler gleichmäßig über die Skala verteilter Eichpunkte läßt sich dann die Gesamtskala des untersuchten Spannungsmessers eichen.

Im vorliegenden Fall haben wir natürlich bereits zwei geeichte Instrumente vor uns. Wir stellen uns daher die Aufgabe, das ungenauere Instrument mit dem genaueren nachzueichen. Die Schaltung Bild 3 zeigt, wie man vorgeht. An dem Potentiometer P wird die Spannung abgegriffen und den beiden Instrumenten V1 und V2 zugeführt. Wir stellen jeweils in gleichmäßigen Abständen einen Spannungswert an dem genauen Instrument ein und lesen gleichzeitig das ungenauere Instrument ab. Es wird etwas mehr oder etwas weniger als das genauere anzeigen. Wir notieren jeweils den zugehörigen Wert in einer Tabelle und können nun eine „Eichkurve“ zeichnen, die den Zusammenhang zwischen der Spannung des Normalinstrumentes und des nachzueichenden Instrumentes zeigt. Zwei Beispiele solcher Eichkurven zeigen die

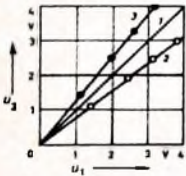


Bild 4. Eichkurven, die auf Instrumentenfehler schließen lassen

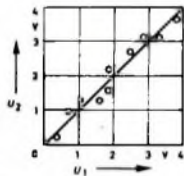


Bild 5. Typische Streuungen bei der Eichung

Bilder 4 und 5. Dabei ist U_1 stets die Spannung des Normalinstrumentes, U_2 die Spannung des nachzueichenden Instrumentes. Im Idealfall ergibt sich die Kurve 1 im Bild 4, bei gleichen Maßstäben der beiden Koordinatenachsen eine um 45° geneigte Gerade. In Wirklichkeit können sich Kurven 2 und 3 im Bild 4 (beziehungsweise Meßpunkte wie im Bild 5 angedeutet) ergeben. Die Kurven 2 und 3 im Bild 4 deuten ganz offensichtlich auf starke Fehler im Meßwerk des nachzueichenden Instrumentes hin. Liefert die Eichung eine Kennlinie nach Kurve 2, so bedeutet das, daß das nachzueichende Instrument mit zunehmendem Ausschlag immer weniger Spannung als wirklich vorhanden anzeigt, während es bei Kurve 3 „vorgeht“, das heißt mit zunehmendem Ausschlag immer größere Werte als wirklich vorhanden angibt. Liegen die sich so ergebenden Fehler weit außerhalb der garantierten Meßgenauigkeit, so handelt es sich offenbar um ein mehr oder weniger defektes Meßwerk. Das Instrument ist deswegen noch nicht unbrauchbar, denn man kann mit Hilfe der Eichkurve nach Bild 4 von Fall zu Fall den genauen Wert ermitteln. Zeigt das Instrument zum Beispiel den Wert 2,3 V, so entnimmt man der Eichkurve 2 im Bild 4, daß in Wirklichkeit 3 V vorhanden sind. In ähnlicher Weise kann man bei der Kurve 3 verfahren.

Wahrscheinlicher sind bei nicht defekten Instrumenten Eichkurven nach Bild 5. Die ausgezogene gerade Linie bedeutet wieder den Idealfall; die oberhalb und unterhalb der Linie eingetragenen Punkte bedeuten die Meßpunkte, die sich bei der Eichung ergeben

haben. Sie „streuen“ um den richtigen Wert herum, und solche Streuungen sind der normale Fall. Ein ausgesprochener Instrumentenfehler liegt hier nicht vor, sondern die Meßwerte liegen im Rahmen der üblichen Ungenauigkeit des betreffenden Instrumentes.

Natürlich ist das genauere unserer beiden Vielfachinstrumente nicht als Normalinstrument im wirklichen Sinne anzusehen; wir benutzen es nur als solches, weil es voraussichtlich genauere Werte als das andere liefert. Will man Instrumente exakt eichen, so braucht man sehr teure Normalinstrumente, auf die man sich wirklich verlassen kann. Uns kommt es jedoch nur darauf an, uns im Eichn beziehungsweise im Nacheichen von Instrumenten zu üben, so daß man den beschriebenen Versuch mehrmals wiederholen sollte.

Wir machen nun einen weiteren Versuch, der uns erstmals den Einfluß elektrischer Größen auf die Genauigkeit einer Messung zeigt. Im Bild 3 ist ein Schalter S gezeichnet, den wir öffnen. Der Ausschlag beider Instrumente wird sich jetzt wesentlich erhöhen, wenn der Schleifer des Potentiometers P sich nicht gerade in der obersten Stellung befand.

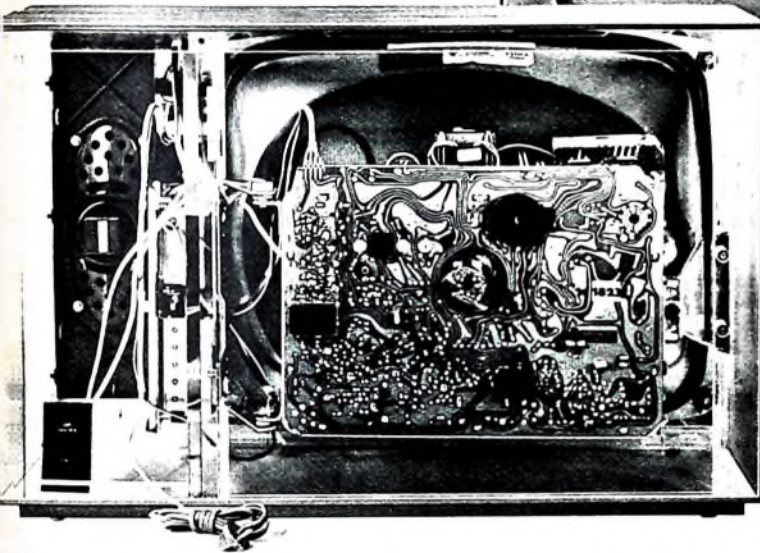
Drehen wir nun das Potentiometer durch, so wird sich der Instrumentenausschlag ein wenig vergrößern oder verkleinern. Hätten die Instrumente einen unendlich hohen Innenwiderstand, so müßte der Instrumentenausschlag vollkommen unabhängig von der Stellung des Potentiometerschleifers sein, denn die Instrumente würden überhaupt keinen Strom aufnehmen, so daß an P auch kein Spannungsabfall entstehen könnte. In Wirklichkeit hat jedes Instrument, auch unser Spannungsmesser, einen „Eigenverbrauch“, dessen Höhe sich nach dem jeweiligen Instrument richtet. Dieser Eigenverbrauch bedeutet einen Strom durch das Instrument, der einen Spannungsabfall an einem zwischen Spannungsquelle und Instrument liegenden Widerstand hervorruft. In unserem Fall ist dann also trotz des offenen Schalters S die Messung nur dann von elektrischen Einflüssen frei, wenn der Potentiometerschleifer am obersten Ende steht. In allen anderen Fällen zeigen die beiden Voltmeter zu wenig Spannung an, und zwar um den Betrag des Spannungsabfalles, der sich aus dem Produkt der Summe der Instrumentenströme und dem gerade eingestellten Widerstandswert am Potentiometer errechnet.

Wir belassen nun den Potentiometerschleifer bei offenem Schalter S in der untersten Stellung und unterbrechen die eine Zuleitung zu dem Instrument V1. Dabei beobachten wir, daß der Zeiger von V2 geringfügig steigt. Auch diese Erscheinung ist einfach zu verstehen: Vorher rief die Summe der beiden Voltmeterströme einen Spannungsabfall an P hervor, während jetzt nur noch der Strom durch V2 wirksam ist. Demnach verkleinert sich der Spannungsabfall an P, und der Ausschlag an V2 erhöht sich dementsprechend. Betrachten wir den Widerstand P gewissermaßen als Innenwiderstand der verwendeten Spannungsquelle, deren Spannung bestimmt werden soll, so erkennen wir folgende Tatsache: Der elektrisch bedingte Meßfehler ist um so kleiner, je kleiner der Innenwiderstand der zu messenden Spannungsquelle und je größer der Eigenwiderstand des betreffenden Voltmeters ist. Daraus ergibt sich ganz von selbst die Forderung nach möglichst hochohmigen Voltmetern. Die Industrie ist diesem Wunsche nachgekommen und hat die Meßwerke immer mehr verfeinert, so daß schon sehr kleine Ströme zur Erreichung eines entsprechenden Zeigerausschlages genügen. Erwähnt sei, daß man den Innenwiderstand eines Voltmeters in der Maßeinheit Ohm je Volt (Ω/V) angibt. Diese Angabe ist beispielsweise für alle Meßbereiche eines Vielfachinstrumentes maßgebend. Ein Beispiel: Eingestellt sei ein Meßbereich von 10 V, der Innenwiderstand sei 10 000 Ω/V . Dann ist der Innenwiderstand R_i des Instrumentes für den 10-V-Meßbereich $R_i = 10 \cdot 10\,000 = 100\,000 \Omega$. Man braucht also die beiden Zahlen nur miteinander zu multiplizieren, um den Innenwiderstand bei dem betreffenden Meßbereich angeben zu können. Die Kenntnis des Innenwiderstandes ist wichtig, um die beschriebenen elektrisch bedingten Meßfehler unter Umständen abschätzen zu können. Besser ist es natürlich, wenn der Innenwiderstand so groß ist, daß man die entstehenden Fehler überhaupt unberücksichtigt lassen kann.

Die Innenwiderstände von Gleichspannungsmessern lassen sich durch Zusatzschaltungen erheblich vergrößern. Erwähnt seien die Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter und die Transistorvoltmeter. Beide können fertig gekauft, aber auch selbst gebaut werden. Wir wollen von einer Beschreibung Abstand nehmen, weil man mit den üblichen hochohmigen Vielfachinstrumenten alle für die Praxis wichtigen Messungen durchführen kann. Der Vollständigkeit halber sei jedoch die sogenannte Kompensationsmethode erwähnt, die im Bild 6 dargestellt ist und die man leicht verwirklichen kann, wenn das Netzgerät ein geeichtes Voltmeter

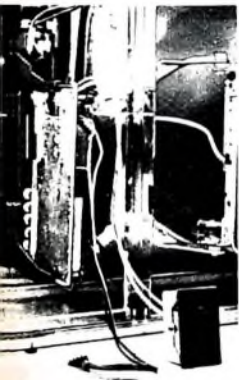
6 Baugruppen
6 Steckverbindungen
= Service-Freundlichkeit

Sie kennen seit Jahren das servicefreundliche Kuba-Imperial-Schwenkchassis. Heute bietet das gesamte Gerät dieses Höchstmaß an Übersichtlichkeit.



6 leicht zugängliche Baugruppen - Gehäuse, Bildröhre, Chassis, Kanalwähler, Bedienungseinheit, Lautsprecher - mit Steckverbindungen ausgerüstet - garantieren einen schnellen Service. Der Ein- und Ausbau der Gruppen kann von Hilfskräften durchgeführt werden. Die Reparatur erfolgt in der Werkstatt durch Fachkräfte.

So lösen Kuba-Imperial Ihr Personalproblem.



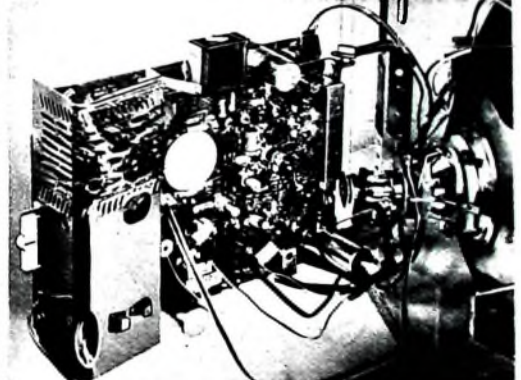
zum Ausbau des Kanalwählers brauchen Sie heute nur noch zwei Flügelerschrauben zu lösen und können die gesamte Baugruppe aus dem Führungsschlitten herausziehen.



Das Bedienteil ist über zwei Steckleisten mit dem Chassis verbunden und kann mit einem Handgriff ohne Lösen von Schraubverbindungen aus der Snap-in-Halterung herausgenommen werden.



Der Service-Druck auf dem Chassis gibt die Lage und die Werte der Bauelemente an. Eine Vereinfachung, die Sie als Techniker zu schätzen wissen.



Das 100% gedruckte Chassis 1823 ist durch Steckerleisten mit anderen Baugruppen verbunden. Nach Lösen einer Schraube können Sie das Chassis herausschwenken. Ein Griff zum Knebelknopf, und das Chassis ist ausgebaut.

wenn Fernsehen ... dann

Kuba
IMPERIAL

6 hat. Im Bild 6 ist das Netzgerät nur angedeutet. Man kann an ihm veränderbare Spannungen U einstellen, beispielsweise von 0 bis 6 V. In Reihe mit den Ausgangsklemmen des Netzanschlusses liegt die Stromquelle, deren Spannung U_x bestimmt werden soll, polverkehrt geschaltet, so daß sich die Spannungen voneinander subtrahieren. Im Stromkreis befinden sich ferner das Anzeigegerät A sowie der Widerstand R, der gegebenenfalls

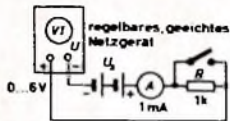


Bild 6. Spannungsmessung durch Vergleich

mit einem Schalter überbrückt werden kann. Dieser Schalter ist zunächst offen. Die Spannung der Batterie muß in der Größenordnung der am Netzgerät einstellbaren Spannung liegen. Stimmt die Vergleichsspannung U mit der zu messenden Spannung noch nicht überein, so zeigt A einen Ausschlag, da durch R ein Strom fließt, der vom Wert dieses Widerstandes und der Differenz der beiden Spannungen abhängt. Nähert man sich mit U der Spannung U_x , so werden die Differenzspannung und der Strom durch A zunehmend kleiner. Bei genauer Übereinstimmung beider Spannungen ist die treibende Spannung Null, und es fließt kein Strom mehr. Um diesen Wert exakt bestimmen zu können, kann man nun den Schalter parallel zu R schließen, so daß das Instrument noch die kleinsten Ausgleichströme anzeigt. Nach nochmaligem Einregulieren auf den Ausschlag Null entspricht die Spannung U genau der zu messenden Spannung U_x und kann an V 1 abgelesen werden. Die Methode hat den Vorteil, daß sie bei richtigem Abgleich das Meßobjekt, in diesem Fall also die Batterie mit der Spannung U_x , überhaupt nicht belastet. Man mißt dann die reine Leerlaufspannung von U_x . Diese Schaltung wendet man auch an, wenn man kleine Schwankungen der zu messenden Spannung genau bestimmen will. Man verwendet dann an Stelle von A ein Voltmeter mit einem Spannungsmessbereich, der etwa der Größenordnung der Schwankungen entspricht, und gleicht die Schaltung wie beschrieben ab. Kleine Spannungsschwankungen, die bei dem sonst erforderlichen großen Meßbereich des Voltmeters kaum ablesbar wären, sind jetzt deutlich und sehr genau meßbar. Beim ersten Einschalten wird man natürlich einen größeren Meßbereich am Voltmeter einstellen, damit das Instrument nicht beschädigt wird. Erst nach dem beschriebenen Vorabgleich kann auf den kleinen Meßbereich geschaltet werden.

Bei der Messung sehr kleiner Gleichspannungen braucht man Meßverstärker. Sie bestehen aus Röhren-, neuerdings zunehmend aus Transistorstufen, die gleichspannungsgekoppelt sind und durch Gegenkopplungen so stabilisiert werden, daß ihr Verstärkungsgrad stabil bleibt. Gerade bei der Messung von Gleichspannungen kommt es auf hohe Stabilität an, weil sonst „Nullpunktwanderungen“ unvermeidlich sind. Mit geeigneten Verstärkern lassen sich Gleichspannungen in der Größenordnung von Mikrovolt noch einwandfrei messen. Derartige Geräte sind in der Anschaffung allerdings teuer und erfordern für den Selbstbau ein erhebliches Maß an praktischen Erfahrungen.

2.3 Gleichstrommessungen

7 Wir beginnen gleich mit einem Versuch nach Bild 7, der das Gegenstück zu der einfachen Gleichspannungsmessung nach Bild 1 darstellt. Das Vielfachinstrument wird auf einen Meßbereich von

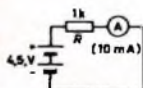


Bild 7. Grundschiung für Strommessungen

etwa 10 mA geschaltet und über R an die Taschenlampenbatterie angeschlossen. Nach dem Ohmschen Gesetz fließt nunmehr ein Strom von etwa 4,5 mA, den man am Instrument ablesen kann. Das ist das einfachste Schaltbild einer Strommessung. Wir sehen,

daß sich die Schaltung zur Strommessung von der zur Spannungsmessung dadurch unterscheidet, daß das Meßinstrument stets in dem Stromkreis liegt, in dem der Strom fließt, während ein Spannungsmesser parallel zu der Spannung geschaltet wird, die gemessen werden soll. Keinesfalls darf man den Strommesser einfach parallel zur Batterie schalten, denn der Innenwiderstand eines Amperemeters ist so klein, daß nicht nur die Batterie erheblich überlastet werden würde, sondern daß man auch mit einer Beschädigung des Meßwerkes rechnen müßte.

Alles über die Instrumentengenauigkeit und den Ablesefehler bei den Spannungsmessungen Gesagte gilt sinngemäß auch für Strommessungen, so daß wir auf die Ausführungen unter 2.2. verweisen können. Selbstverständlich kann man auch einen Strommesser eichen beziehungsweise nacheichen und verwendet dafür die Schaltung nach Bild 8. Die Spannung der Batterie kann an einem Potentiometer P abgegriffen werden und wird nun über einen Schutzwiderstand R der Reihenschaltung der beiden Amperemeter M 1 und M 2 zugeführt. Das erste ist das Vergleichsinstrument,

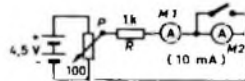
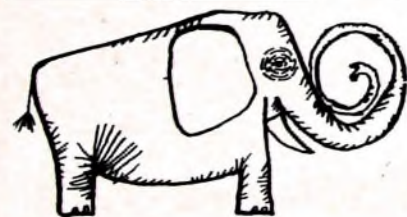


Bild 8. Eichung eines Strommessers

das zweite das zu eichende oder nachzueichende Instrument. Wir können den Versuch ohne weiteres mit den beiden Vielfachinstrumenten bei passend eingestellten Meßbereichen machen. Für die Eichung gelten ebenfalls die Ausführungen im Abschnitt 2.2., das heißt, man kann Eichkurven nach Bild 4 oder 5 zeichnen, wobei an Stelle der beiden Spannungen die von den Instrumenten angezeigten Ströme treten. Erhält man die Kurve 2 oder 3 nach Bild 4, so liegen wieder Fehler im Meßwerk vor, während Eichkurven nach Bild 5 den normalen Fall darstellen.

Wir betrachten nun die elektrischen Einflüsse, die eine Strommessung unter Umständen verfälschen können. Schließen wir zum Beispiel den parallel zu M 2 im Bild 8 liegenden Schalter, so werden wir feststellen, daß sich der Ausschlag des anderen Instrumentes M 1 etwas erhöht. Maßgebend für den im Stromkreis fließenden Strom ist nämlich die Summe sämtlicher vorkommenden Widerstände, also die Summe aus R und den beiden Instrumentenwiderständen. Schließen wir einen davon kurz, so wird der Gesamtwiderstand etwas größer, und dementsprechend steigt auch der Strom an. Das gilt selbstverständlich auch für ein einziges Instrument. Es vergrößert stets den „Betriebswert“ des Widerstandes, der im Stromkreis liegt, und deshalb ist eine Strommessung nur dann fehlerlos, wenn das Amperemeter überhaupt keinen Widerstand hat. Solche Meßinstrumente gibt es leider nicht; jeder Strommesser hat einen bestimmten Innenwiderstand, der – im Gegensatz zum Voltmeter – gar nicht klein genug sein kann, um die Meßfehler recht gering ausfallen zu lassen.

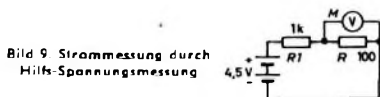
Diese Forderung beruht darauf, daß im Meßstromkreis nach Möglichkeit nur der Betriebswert erscheinen soll. Der Widerstand eines Strommessers muß also sehr klein gegenüber den im Stromkreis sonst vorkommenden Widerständen sein; nur dann ist die Messung zuverlässig. Hat zum Beispiel der Strommesser nur $1/100$ des Betriebswiderstandeswertes, so erhöht sich auch der gesamte Betriebswiderstand nur um $1/100$, und es ergibt sich ein Meßfehler von $-1/100$. Solche Abweichungen sind häufig zulässig. Liegt also beispielsweise im Stromkreis ein Widerstand von 100 Ohm, so darf der Widerstand des Strommessers nicht wesentlich größer als 1 Ohm sein, um noch eine zuverlässige Messung zu erhalten. Gegebenenfalls muß der Widerstand des Strommessers berücksichtigt werden, wenn man den genauen Stromwert angeben will. Auf jeden Fall muß man sich grundsätzlich merken, daß durch die Einschaltung eines Strommessers weniger Strom angezeigt wird, als tatsächlich im Kreis normalerweise ohne Strommesser fließen würde. Auch bei Anschaltung von Voltmetern an Spannungsquellen wird die angezeigte Spannung etwas kleiner als die ohne Voltmeter vorhandene sein, da am Innenwiderstand ein kleiner Teil der Spannung infolge des Volt-



KEINE UNBEKANNTE GRÖSSE...
 Henger- Ersatzteile: immer von bekannten Herstellern
 (wie Roederstein, Rosenthal, Siemens)
 Ersatzteile durch HENINGER
 der Versandweg ... sehr vernünftig!

meterstromes verloren geht. Alle diese Fehler können aber klein gemacht werden, wenn man das Verhältnis zwischen Instrumentenwiderstand und Stromkreiswiderstand bei Spannungsmessungen so groß wie möglich, bei Strommessungen dagegen so klein wie möglich macht.

Strommessungen lassen sich auch - wie Bild 9 zeigt - auf Spannungsmessungen zurückführen. Im Bild 9 liegen zwei Widerstände R_1 und R in einem Stromkreis. Mißt man nun die Span-



nung an dem bekannten Widerstand R , so errechnet sich der in ihm und damit im Stromkreis selbst fließende Strom aus $I = U/R$. Ist der Widerstand des Voltmeters M groß gegenüber R , so werden die Verhältnisse im Stromkreis nicht gestört; der Strom wird hier also auf einem Umweg und unter Zuhilfenahme einer kleinen Rechnung indirekt ermittelt. Solche Verfahren wendet man an, wenn man aus irgendwelchen Gründen einen geschlossenen Stromkreis nicht auftrennen kann oder will; man mißt dann an einem passenden Widerstand, dessen Wert bekannt ist, die Spannung und errechnet aus ihr den Strom. Führen wir die Messung nach Bild 9 mit den angegebenen Werten durch, so werden wir sehen, daß an R eine Spannung von etwa 0,41 V auftritt. Daraus errechnet sich ein Strom von $I = 0,41/100 = 0,0041 \text{ A} = 4,1 \text{ mA}$. Diesen Strom findet man auch, wenn man die Gesamtspannung von 4,5 V durch die Summe der beiden Widerstände teilt, also: $I = U/(R_1 + R) = 4,5/(1000 + 100) = 4,1 \text{ mA}$.

Zur Messung sehr kleiner Gleichströme verwendet man Galvanometer, die im Prinzip Drehspulinstrumente von sehr hoher Empfindlichkeit sind. Noch kleinere Ströme lassen sich mit Elektrometern oder Elektrometerröhren bestimmen. Solche Messungen kommen nur in Spezialfällen vor. (Fortsetzung folgt)

Für 'Werkstatt und Labor

Fernseh-Service

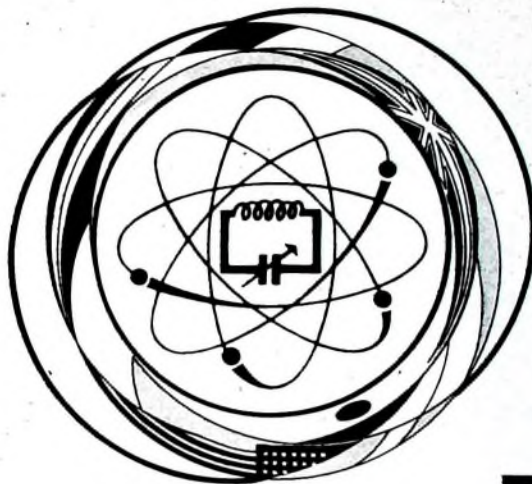
Heizung der Bildröhre über gesonderten Heiztransformator

In FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965), Nr. 16, Seite 626, wurde darauf hingewiesen, daß bei einem Schluß der Katode der Bildröhre mit dem Heizer eine weitere Verwendung der Bildröhre möglich ist, wenn diese über einen separaten Heiztransformator geheizt wird. Der Heizfaden der Bildröhre liegt dann nicht mehr über der Heizkette des Fernsehempfängers am Massepotential, so daß die Verbindung der Bildröhrenkatode mit dem Heizfaden für die Funktion des Fernsehempfängers keine nachteiligen Folgen hat.

Manche Erfahrungen mit dieser, gegenüber einer Auswechslung der Bildröhre preisgünstigeren Methode haben nun gezeigt, daß der einzubauende Heiztransformator stets sehr kapazitätsarm gewickelt sein muß. Hierbei kommt es vor allem auf eine geringe Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung an. Eine kapazitätsarme Wicklung läßt sich beispielsweise erreichen durch eine Zweikammerwicklung, durch Unterbringung der Primär- und der Sekundärwicklung auf verschiedenen Schenkeln des Eisenkerns oder zumindest durch einen ausreichenden Abstand (Isolierstoffzwischenlage) zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Kleine Abmessungen des Transformators begünstigen weiterhin das Erreichen einer geringen Eigenkapazität. Deshalb sollte der Transformator nicht größer als notwendig ausgelegt werden (etwa M-42-Kern).

Verwendet man einen normalen Heiztransformator (zum Beispiel 6,3 V / 1 A), dann treten einige Erscheinungen auf, die das Bild eventuell doch beeinträchtigen können. Infolge des Schlusses zwischen Heizer und Katode der Bildröhre ist die Eigenkapazität des Heiztransformators nämlich als Zusatzkapazität am 5-MHz-Netzwerk der Video-Endstufe wirksam. Sie kann dieses Korrekturnetzwerk stark verstimmen. Dadurch könnten Überschwingvorgänge bei Schwarz-Weiß-Sprüngen und verwischte Konturen auftreten. Ferner geht manchmal der Kontrast stark zurück und auch die Helligkeit kann gegebenenfalls beeinträchtigt werden. Je nach der Schaltung des Empfängers ist es weiterhin möglich, daß auch der 5,5-MHz-Ton-ZF-Sperrkreis verstimmt wird, so daß Tonstörungen auf den Bildschirm gelangen. K.-G. Feurig

**Treffpunkt
Paris, Porte de Versailles
3. bis 8. Februar 1966**



Internationale Ausstellung der

ELEKTRONISCHEN BAUELEMENTE

Internationale Ausstellung der

ELEKTROAKUSTIK

Hier wird der neueste Stand auf dem Gebiet der Elektronik gezeigt:

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

Auskünfte und Unterlagen durch S. D. S. A. 16, rue de Presles, PARIS 15^e - Tel. 273.24.70

PUBLICIS
PARIS



Weitere Informationen werden Ihnen gern übermittelt, wenn Sie den ausgefüllten Kupon senden an:

S. D. S. A. Relations Extérieures
16, rue de Presles - Paris 15^e

Name: _____

Firma: _____

Anschrift: _____

INTERNATIONALE AUSSTELLUNG DER BAUELEMENTE

m&w

POLYCONTROLE

zur Messung von:
Strom · Spannung
Widerstand

Skalenbogenlänge 120 mm



Verlangen
Sie bitte
unseren
Sonder-
Prospekt

MÜLLER & WEIGERT OH. NÜRNBERG

STEREO

noch nie so preisgünstig!

15 W Hi-Fi
pro Kanal



Verstärker MORB ST 12 Ultralinear Freq.-u. Gang 30-75 000 Hz + 0,5 dB, Klirrfaktor < 1%, Star-Nutz-Signal-Abstand 60 dB Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen 46 dB, 4 wählbare Eingänge Tonband 3,5 mV, Empf. 50 kΩ Imp., Phono magnetisch 4,5 mV Empf. 50 kΩ Imp., Phono keramisch bzw. Kristall 0,16 V Empf., 2 MΩ Imp., Radio-Eing. 0,3 V Empf., 100 kΩ Imp., getrennte Höhen- und Bassregelung +11 dB bei 50 Hz, +12 dB bei 10 000 Hz, für jeden Kanal unabhängig regelbar, Eingebaute Rumpellifter u. eingeb. Loudness-Filter, Phasenschalter für Lautsprecher-Ausg. für 4, 8, 16 Ω R6, 2 x ECC 83, 4 x ECL 82, E2 81, Stromversorgung 220 V 50 Hz, 110 W, Maße: 350 x 250 x 120 mm, Gewicht ca. 8 kg **298,-**

Lautsprecher: Isophon Kompakt-Stereo-Box KSB 12-20
Die neue Lautsprecher-Konzeption Metall Maße: 250 x 170 x 180 mm, Große Leistung 12 W Nennbelastbarkeit, 20 W bei Sprache und Musik, ausgezeichnete Wiedergabe, Freq.-Ber.: 60-20 000 Hz nach DIN, Kleiner Klirrfaktor, Dieser Lautsprecher paßt ausgezeichnet in moderne Wandregale **89,50**

Die gesamte Anlage bestehend aus MORB-Verstärker ST 12 und zwei Isophon Kompakt-Boxen KSB 12-20 kostet nur **448,-**

DUAL-Stereo 10-Plattenwechsler im Koffer, qualitativ hochwertiger, rumpelfreier Laut, sehr gutes Kristall-Ablastsystem, kleines Auflegewicht des Tonarmes **169,-**

MG 1518 MORB UMW FM Tuner Freq.-Ber.: 86-104 MHz 7 R6, davon 4 2F-Stufen, getrennte HF-Vorstufe, Mischstufe und Oszillator mit Nachhallimm-Automatik, Abstimmung durch Stach Drehkondensator, dadurch höchste Spiegel-Frequenz-Sicherheit, Anschluß jedes handelsüblichen MPX Stereo-Decoders möglich **149,-**

Versand per Nachnahme rein Netto ab Lager, auch auf Teilzahlung. Verlangen Sie Katalog FT 1 über Verstärker-Empfänger-Bauteile.

Klaus Conrad, 8452 Hirschau/Bay. Abl. F 22
Tel.: 0 96 22/2 24

Aus Zeitschriften und Büchern

Resonanzfreie Lautsprecherbox

Herkömmliche Baßreflexgehäuse zeigen unterhalb einer bestimmten Frequenz einen sehr steilen Abfall der Schalldruckkurve. Das führt zu einer besonders bei Streichbässen hörbaren Färbung der Tiefenwiedergabe. Bei nicht gedämpften Gehäusen ist außerdem ein erhebliches „Nachklingen“ der Bässe wahrzunehmen. Um das zu unterbinden, ist eine so starke Dämpfung erforderlich, daß die akustische Güte des Reflexgehäuses extrem niedrig wird.

Wenn verzögerter Schallaustritt und stehende Wellen im Gehäuse als Ursachen dieser Effekte vermieden werden sollen, müssen die von der Membranrückseite ausgehenden Schallwellen absorbiert werden. Oft ist ein akustisches Labyrinth (Sumpf) verwendet worden, um die Schallenergie auf vielfachen Wegen zu „zerstreuen“. Die notwendigen Gehäuseabmessungen sind aber sehr groß, und die Energiespeicherung bewirkt bei fehlender zusätzlicher Dämpfung vor dem Labyrinth einen verworrenen Klangindruck.

Ein neues Verfahren besteht in der Anwendung einer akustischen Leitung mit Tiefpaßeigenschaften, um die Schallenergie von der Rückseite der Membran abzuführen. Da sich die theoretisch notwendige unendliche Leitungslänge nicht verwirklichen läßt, wendet man ein Näherungsverfahren an. Beim Durchgang einer Schallwelle durch eine mit leichtem Material von hohem akustischem Widerstand gefüllte Leitung tritt eine starke Dämpfung der Schallenergie ein. Die Intensität des vom Leitungsende reflektierten Signals ist daher sehr klein. Sie läßt sich durch das Stehwellenverhältnis unmittelbar hinter dem Lautsprecher ermitteln. Das Füllmaterial für die akustische Leitung hat einen großen Einfluß auf die erreichbaren Systemeigenschaften. Als besonders zweckmäßig hat sich langfaserige, lose Wolle erwiesen¹⁾.

Mit einer akustischen Leitung aufgebaute Gehäuse wurden Impulstests unterzogen, wobei ein steiler Schalldruckimpuls, ausgelöst von einem explosionsartig verdampfenden Draht, ein Schallspektrum im Inneren der Box erzeugt, das mit einem Meßmikrofon erfaßt wird. Im Gegensatz zu Baßreflexboxen (auch gedämpften) erhielt man extrem kurze Ausschwingzeiten und keine Resonanzstellen.

Für den praktischen Aufbau eines Gehäuses ist die lange akustische Leitung störend. Man faltet sie deshalb, wie es bei dem im Bild 1 dargestellten Beispiel der Fall ist. Die Abmessungen einer nach diesem Prinzip gebauten Box sind nicht besonders kritisch, und es sind viele Variationen möglich. Wichtig ist aber, daß die Querschnittsfläche der Leitung nicht kleiner als die Membranfläche des Lautsprechers ist. Das Gehäuse ist aus nicht zu dünnem, akustisch totem Material (Spanplatten sind besser geeignet als Sperrholz) anzufertigen. Die notwendigen „Biegestellen“ der akustischen Leitung sollen so weit wie möglich vom Lautsprecher entfernt angeordnet werden, um

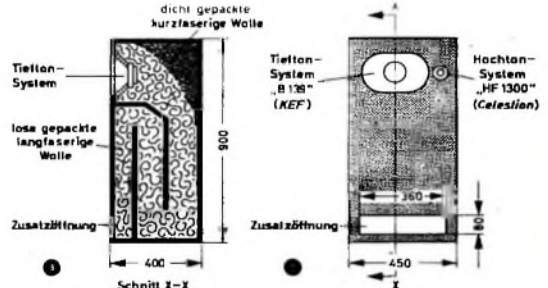


Bild 1. Abmessungen der mit einer gefalteten akustischen Leitung aufgebauten Lautsprecherbox: a) Schnitt, b) Vorderansicht

Reflexionen und stehende Wellen zu vermeiden. Die langfaserige Wolle ist lose (etwa 1 kg auf 120...160 dm³ Volumen) zu packen und mit einem Mattenschutzmittel zu behandeln.

In der hinteren oberen Kante des im Bild 1 dargestellten Gehäuses ist eine dichtgepackte Schicht kurzfasriger Wolle (auch Baumwollfasern oder Kapok sind geeignet) angeordnet, um Resonanzen an der hier liegenden ersten „Biegestelle“ der akustischen Leitung zu verhindern.

Infolge der Tiefpaßeigenschaften der Leitung werden Frequenzen, die oberhalb etwa 100...150 Hz liegen, vollständig absorbiert. Da deshalb keine Auslöschungen bei höheren Frequenzen auftreten können, ist es möglich, das Ende der akustischen Leitung an eine Zusatzöffnung im Gehäuse zu führen. Dadurch ergibt sich ein weiterer Vorteil: Kleine geschlossene Gehäuse zeigen wegen auftretender Beugungseffekte häufig eine verschlechterte Baßwiedergabe. Da Lautsprecher und Zusatzöffnung die Bässe gleichphasig abstrahlen, werden infolge der zwei räumlich getrennten Quellen die Beugungseffekte abgeschwächt.

1) Der Verfasser des Originalbeitrages, Mr. A. R. Bailey, hat sich bereit erklärt, bei der Vermittlung dieses nicht handelsüblichen Materials zu helfen. Zuschriften sind an den Herausgeber der Zeitschrift „Wireless World“, Mr. H. W. Barnard, Jiffie Electrical Publications Ltd., Dorset House, Stamford Street, London S. E. 1, zu richten.

Stereo-Phonoleitung

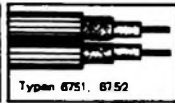
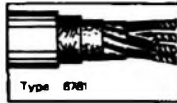
4 Kupferlitzen 10 x 0,10 mm CU-blank, mit Polyäthylen verschiedenfarbig isoliert, einzeln abgeschirmt, Abschirmung blank, die 4 Adern zusammen mit Kunststoff ummantelt, Außenmantel grau oder braun eingefärbt, \varnothing ca. 5 mm, Kapazität je Ader gegen Abschirmung: 95 pF/m. (Type 6781)

Dioden-Leitung

2 Kupferlitzen 10 x 0,10 mm CU-blank, mit Polyäthylen verschiedenfarbig isoliert, einzeln abgeschirmt, Abschirmung blank, beide Adern parallel laufend ummantelt, Außenmantel grau oder braun eingefärbt, Querschnitt 3 x 6 mm, Kapazität je Ader gegen Abschirmung: 95 pF/m. (Type 6751)

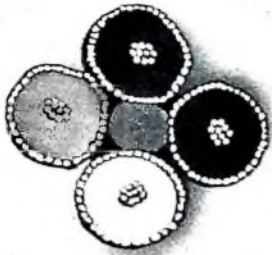
2 Kupferlitzen 18 x 0,10 mm, CU-blank, einzeln abgeschirmt, Abschirmung blank, mit Polyäthylen verschiedenfarbig isoliert, beide Adern parallel laufend grau ummantelt, Querschnitt: 3 x 6 mm, Kapazität je Ader gegen Abschirmung: 100 pF/m. (Type 6752)

Konstruktionsänderung vorbehalten



Stolle

KARL STOLLE · KABELFABRIK
48 Dortmund · Ernst-Mehlich-Straße 1
Telefon 52 30 32/52 54 32/52 52 82



Type 6781 in ca. 10facher Vergrößerung

Den mit der Lautsprecherbox nach Bild 1 erreichten Frequenzgang zeigt Bild 2. Man erkennt, daß der Abfall bei tiefen Frequenzen recht flach verläuft. Der eingebaute Tiefton-Lautsprecher „B 139“ von KEF Electronics (Sandwichsystem mit gegossener Styropor-Hartschaum-Membran und beidseitiger Aluminiumfolie, 23,5 cm X 22,5 cm,

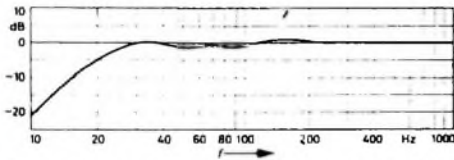


Bild 2. Tiefton-Frequenzgang der Lautsprecherbox nach Bild 1

Freiluftresonanz etwa 30 Hz) hat sich bewährt. Selbstverständlich sind aber auch andere gute Systeme verwendbar; zu bedenken ist, daß bei ungeeigneten Lautsprechern auch das beste Gehäuse kein zufriedenstellendes Ergebnis ermöglicht. Gu.

(Bailey, A. R.: A non-resonant loudspeaker enclosure design. Wireless World Bd. 71 (1965) Nr. 10, S. 483-486, u. Nr. 11, S. 553-554)

Tonband-Taschenbuch 1966. Von H. Gaffrey, herausgegeben von K. Breh. Karlsruhe 1965, Verlag G. Braun. 10 cm X 14 cm. Preis brosch. 6,- DM.

In den sich einem Kalendardatum anschließenden 86 Seiten folgen auf ein A-Bc der Fachausdrücke und der kurzen Betrachtung rechtlicher Fragen Hinweise auf ständige Wettbewerbe der Tonbandamateure

und auf einige DIN-Normen. Wie man zu seinen „Geräuschen“ kommen kann, das zeigt ein A-Bc der Geräuschlimitation, ergänzt durch eine Liste von fast 100 Geräuschschallplatten. In sich abgerundet ist auch der anschließende Teil mit einem Verzeichnis von einschlägigen Fachzeitschriften und Fachbüchern, Anschriftenverzeichnissen von Herstellern und einigen Vertriebsfirmen, vielen Organisationen, Verbänden und Instituten. Den Abschluß des netten kleinen Büchleins bilden für die Belange des Tonbandfreundes besonders wichtige technische Daten und Tabellen sowie Schaltbilder von Kontaktbelegungen üblicher Steckverbindungen. - e

DIN-Taschenbuch 7, Schaltzeichen und Schaltpläne für die Elektrotechnik. Herausgegeben vom Deutschen Normenausschuß, 2., geändert und erweiterte Aufl., Berlin, Köln und Frankfurt a. M. 1965, Beuth-Vertrieb. 184 S. DIN A 5. Preis brosch. 19,- DM.

Die zunehmende Überschneidung und Verwendung gleichartiger Schaltelemente der früher streng getrennten Gebiete Starkstrom- und Fernmeldetechnik hat es erforderlich gemacht, die verwendeten Schaltzeichen unter einheitlichen Gesichtspunkten neu zu bearbeiten. In der ersten Auflage des DIN-Taschenbuches 7 waren die entsprechenden Normen für Schaltzeichen und Schaltpläne sowie Beispiele zusammengefaßt. Die jetzt vorliegende 2. Ausgabe ist erweitert worden und entspricht den bis Januar 1965 erschienenen Normen. -th

Berichtigung

Einfaches Abstimmverfahren für Kurzwellenantennen. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 21, S. 867.

Im Bild 2b muß der Kreis mit dem daranhängenden Vektor jX_1 um 180° um die Abszisse gedreht werden, so daß der Vektor jX_1 von oben auf den Kreis zeigt.

SONDERANGEBOT!

Fernsehgeräte mit 1., 2. und 3. Programm

Edelholzgehäuse aus kommerziellen Beständen, gehraucht, 24 Röhrenfunktionen, 6 Monate Röhrengarantie

Modell F 43 T Tischgerät mit Bi.-Rö. AW 43-8C 248,-

Modell F 43 K Koffergehärt mit Bi.-Rö. AW 43-8B 298,-

TT 50 NSF-Telefunken Rö.-Tuner

Angebauter Schneckenbetrieb
Rö.-EC 88, EC 86 1 Stck 37,50
3 Stck 35,-
10 Stck 32,50

ET 11 Trans. Converter-Tuner m. 2 Trans. AF 139, einfacher Einbau in alle FS-Geräte

1 Stck 44,-
3 Stck 42,50
10 Stck 39,50

Grundig Univ.-Tuner mit Aufblaskappe u. ZF-Verstärker

Rö.-BC 88, BC 86, EF 184
1 Stck 69,50
3 Stck 64,50
10 Stck 59,50

Versand per Nachnahme ab Lager

Verlangen Sie Radio-Fernseh-Katalog

CONRAD - 8451 HIRSCHAU AM. IT 71
Buf.: 8 94 21 / 222-324

Sollten Sie wirklich noch nicht wissen, wo Sie eine 30 cm Weihnachtsslangenspielplatte in Stereo für

5,- DM brutto (.J. EH-Rabat)

für Ihre Kunden einkaufen können?

Dann schreiben Sie uns:

ROBERT MERKELRACH RG - 43 Essen - Postfach 1120

erfüllt seit mehr als 35 Jahren Schallplattenwünsche

Blaupunkt-Autoradio 1965/66

Bremen	120,00	Hamburg	158,00
Stuttgart	170,00	Essen	190,00
Frankfurt	235,00	Köln	355,00

Mainz komplett mit Kassette DM 204,00
Zubehör und Entstörmaterial mit 37% Rabatt, BOSCH-Autoantennen mit 40% Rabatt, für alle Fahrzeugtypen ab Lager lieferbar.
Prospekte und Preislisten, auch über Kofferrampfänger, Tonbandgeräte und weitere Artikel kostenlos.
Nachnahmeversand ab Aachen, an Händler und Fachverbraucher.
Wolfgang Kroll, Radiogroßhandlung, 51 Aachen, Postfach 865 - Tel. 3 67 26

TECHNIK Katalog neu!

Amateurfunk - Radiotechnik - Elektronik - Transistortechnik - Rauschgeräte und fertige Geräte - Meßinstrumente für Bastler und Service - Bauteile - Röhren - Transistoren - Funksprechgeräte - Fachbücher - Bastelbücher - Werkzeuge u. v. a.
130 S. Großformat, viele Abbild. Schutzgeb. 1,50 in Briefm. oder Nachn. (+ Kosten)

Technik-Versand, 28 Bremen 17, Abl. K 13, Postfach

Auf Draht bleiben Fachbücher

heraus das Monatsheft „RIM - Literaturforum mit Nachtrag“ Katalog „Vieltech - Multistruments“ gratis

Postkarte genügt!

RADIO-RIM-Abt. Literatur & München 15 - Postfach 371

Entwicklungstechniker Versuchstechniker

Das IBM-System / 360 ist eine Familie von datenverarbeitenden Systemen, das richtungweisend für die zukünftige Entwicklung der Datenverarbeitung ist. Die IBM setzt diese Systeme bei ihren Kunden jedoch nicht nur für die üblichen Anwendungsgebiete in der Verwaltung ein, sondern es gibt darüber hinaus viele Beispiele neuer Anwendungen in Industrie und Dienstleistungsbetrieben.

Eine der Aufgaben der deutschen Laboratorien in Böblingen/Württ. ist die Durchführung von Sonderentwicklungen, um unsere Standardgeräte an die neuen Anwendungsgebiete und speziellen Wünsche unserer in- und ausländischen Kunden anzupassen, wie sie sich beispielsweise bei der Automatisierung von Produktionsbetrieben, eines Auktionsunternehmens oder von Waren- und Versandhäusern ergeben.

Für die Mitarbeit an diesen zeitnahen, interessanten und verantwortungsvollen Entwicklungsaufgaben suchen wir junge und begabte Entwicklungstechniker und Versuchstechniker.

Bewerber, die eine solide Berufsausbildung mit Facharbeiterbrief und Erfahrung in der Rundfunk-, Fernseh- oder Prüfgerätetechnik haben, bieten sich sehr gute Chancen für ihre berufliche Laufbahn bei großzügigen Arbeitsbedingungen. Hand in Hand mit der Vertiefung und Verbreiterung Ihres Wissens durch Praxis und den Besuch betriebseigener Schulen bietet sich Ihnen die Möglichkeit, durch die Übernahme eines eigenen Aufgabenbereichs Ihr Einkommen wesentlich zu verbessern.

Kurzbewerbungen mit tabellarischem Lebenslauf erbitten wir an unsere Abteilung Personalplanung.

IBM

IBM Deutschland
Internationale Büro-Maschinen
Gesellschaft mbH
Personalplanung LAEV 2
7032 Sindelfingen bei Stuttgart
Postfach 66

Datenverarbeitung
Elektronische Anlagen
Lochkartenmaschinen
Schreib- und
Abrechnungssysteme
Bauelemente

In unserem

Prüfgerätelabor

bieten wir einem

Rundfunktechniker

eine interessante Tätigkeit.

Er soll den Aufbau und Schalterbeiten an elektronischen Prüfgeräten übernehmen.

Unser neuer Mitarbeiter muß eine gute Ausbildung als Rundfunkmechaniker oder Elektriker haben und soll nach Möglichkeit Berufserfahrung auf diesem Gebiet mitbringen.

Bitte bewerben Sie sich mit den üblichen Unterlagen (handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften). Sie erhalten von uns kurzfristig Antwort.



Kodak

KODAK AKTIENGESELLSCHAFT

7 Stuttgart-Wangen · Hedelfinger Straße · Postfach 369 · Telefon 336 41



Die Entwicklung elektronischer Meßgeräte und Anlagen für den klinischen Gebrauch ist eine vielseitige und interessante Ingenieuraufgabe.

Wir suchen für unser Entwicklungslaboratorium für elektromedizinische Meßtechnik

Diplom-Ingenieure und Ingenieure

der Fachrichtungen Nachrichtentechnik, Niederfrequenztechnik, Schalltechnik mit besonderer Betonung der Transistortechnik.

Bitte richten Sie Ihre Bewerbung mit den üblichen Unterlagen (Lichtbild, Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Gehaltswünsche) an

SIEMENS-REINIGER-WERKE AKTIENGESELLSCHAFT

Personalabteilung/Angestellte
8520 Erlangen, Henkestraße 127

Kaufgesuche

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

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

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsteuertechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis, 800 Seiten DIN A4, 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

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt
oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungs-fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52),
Eichborndamm 141-167



VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radtke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Barisch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postcheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



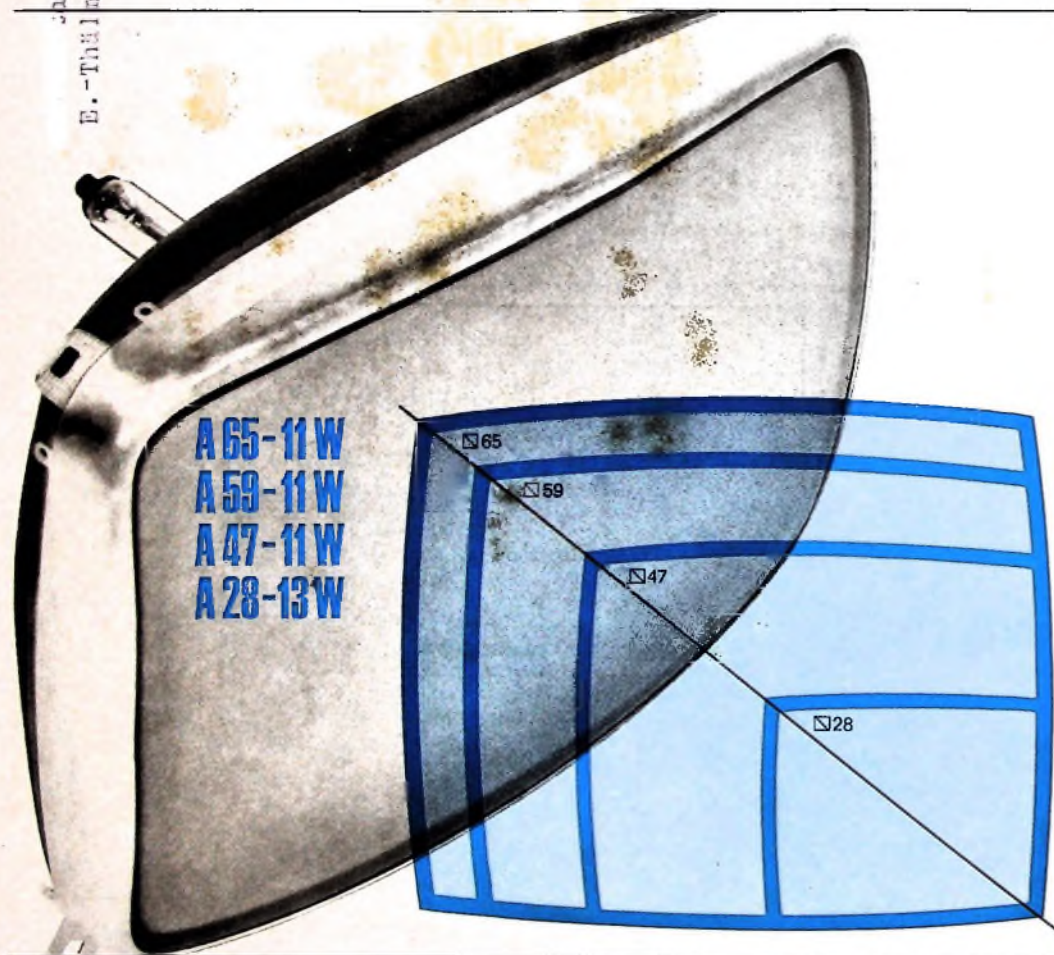
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

10020

adtb
E.-Thälmann-Str. 56

4 Bildröhren in schuttscheibenloser Ausführung Ein ausgewogenes Programm



VALVO GMBH HAMBURG