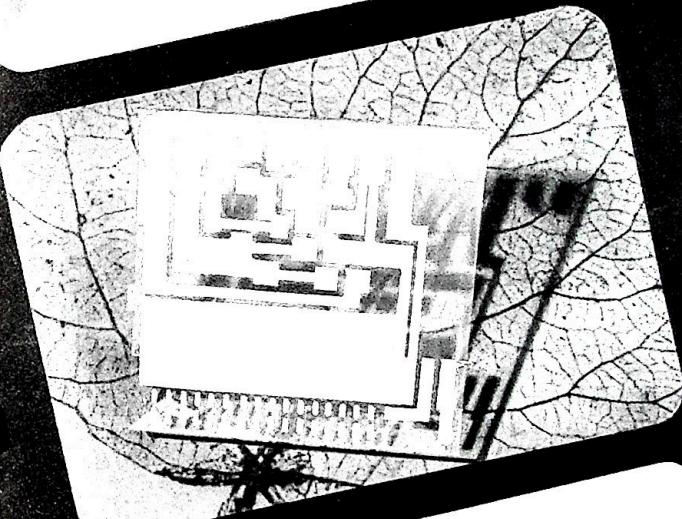
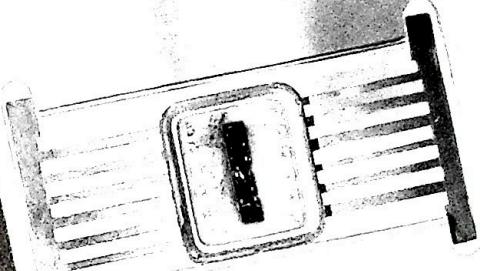


BERLIN

FUNK-TECHNIK

A 3109 D



300 μ Watt NOR-Gate
auf einem TO-47 Gehäuse



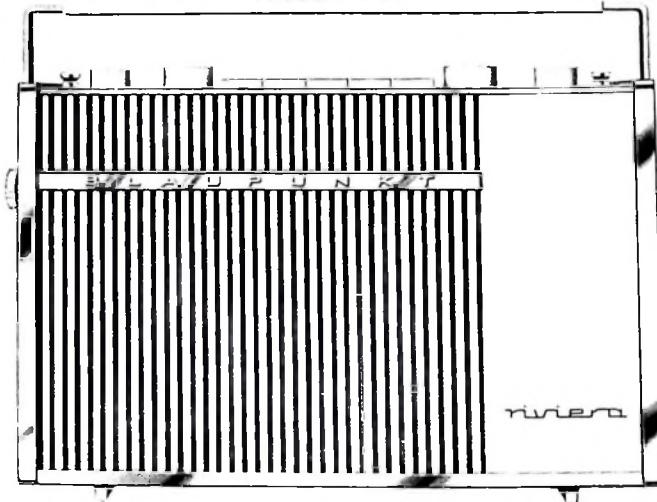
17

1964

1. SEPTEMBERHEFT

BLAUPUNKT RIVIERA-Automatik

Ihr Verkaufsschlager für die Nachsaison

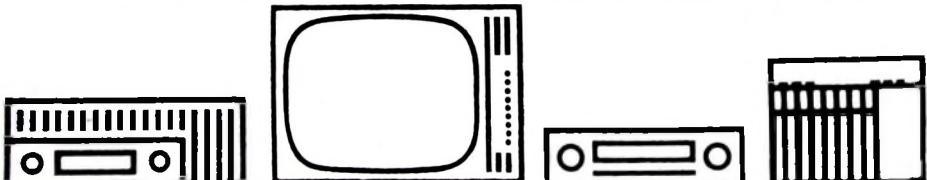


... natürlich wissen auch wir, daß es nach der Urlaubszeit nicht leicht ist, Koffergeräte zu verkaufen. Gerade deshalb muß das Kofferradio-Angebot in der Nachsaison etwas Besonderes bieten. Den BLAUPUNKT RIVIERA-Automatik!

Ein tragbarer Heimsuper mit allen seinen Vorteilen und dennoch ein praktisches Kofferradio, wie es sich jeder wünscht.

Für den Garten, als unabhängiger Begleiter bei der Hausarbeit, für's Wochenende und unterwegs. Mit 4 Empfangsbereichen (UKW, MW, KW, LW) und elektronischer UKW-Scharf-abstimmung.

Diese Chance sollten Sie nutzen.



BLAUPUNKT

10. Arbeitsjahr der Elektronik-Lehrgänge der Volks hochschule Hamburg

Im 10. Arbeitsjahr der Elektronik-Lehrgänge der Volks hochschule Hamburg beginnt der Elektronik-Lehrgang I am Dienstag, dem 13. Oktober 1964, um 17.45 und 19.45 Uhr, im Elektrotechnischen Laboratorium des Pädagogischen Instituts der Universität Hamburg, Hamburg 13, von Mellepark 8, Eingang Binder straße. Anmeldungen werden in der Geschäftsstelle und am ersten Abend vom Dozenten entgegengenommen. Die Gebühr je Lehrgang (10 Abende) beträgt 3,- DM.

Wima errichtet Zweigwerk in Berlin

Wilhelm Westermann, Spezialfabrik für Kondensatoren (Wima), Mannheim, errichtet in Berlin-Brütt eine Betriebsstätte mit etwa 3000 m² Nutzfläche für die Fertigung von vorzugsweise Kunstfolien-Kondensatoren. Obwohl die Bauarbeiten noch nicht abgeschlossen sind, wird jetzt in einer inzwischen fertiggestellten Shed halle mit der Aufstellung der Fertigungsmaschinen begonnen; die Produktion soll voraussichtlich im Laufe des Septembers aufgenommen werden.

Acht IBM-Elektronenrechner für den olympischen Ergebnisdienst in Tokio

Das Olympische Rechenzentrum der IBM in Tokio wurde am 18. August 1964 offiziell eröffnet. Dort sind acht Elektronenrechner eingesetzt, und zwar zwei Rechner „IBM 1410“.

die aus Sicherheitsgründen im Duplexbetrieb arbeiten, und sechs Rechner „IBM 1440“. Während die beiden „IBM 1410“ die eigentlichen Rechnungen vornehmen, dienen vier „IBM 1440“ zur Arbeits vorbereitung und zum Schreiben der Protokolle. Ein weiterer Rechner „IBM 1440“ übernimmt die Übermittlung der errechneten Ergebnisse an die auf den Sportplätzen installierten Ausgabeeinheiten. Das sechste „IBM 1440“-System steht in Reserve. Über Datensteuereinheiten und Telefonleitungen sind die acht Rechenanlagen mit 36 Datenübertragungseinheiten „IBM 1050“ verbunden, die als Eingabeeinheiten dienen. Darüber hinaus sind 14 Schnelldrucker „IBM 1443“ angeschlossen sowie 18 weitere Übertragungseinheiten „IBM 1050“, die entweder als Eingabe- oder Ausgabeeinheiten wirken beziehungsweise in Reserve stehen.

Siemens baut größtes deutsches Atomkraftwerk
In Obrigheim am Neckar soll von Siemens ein Atomkraftwerk mit einer Leistung von 280 MW errichtet werden. Diese mit einem Druckwasser-Reaktor ausgerüstete Anlage wird das größte Kernkraftwerk Deutschlands und die größte Anlage in Europa sein.

Quasi-elektronisches Fernsprechamt hat sich bewährt
Das von SEL im Juli 1963 in Stuttgart aufgebaute quasi-elektronische Fernsprechamt hat sich während des ersten Betriebsjahres sehr gut bewährt. Die nach dem System

„HE-50“ aufgebaute Ortsvermittlungsstelle hat für die Sprechwege an Stelle der bisher üblichen luftoffenen Kontakte Herkone (hermetisch abgeschlossene Kontakte), während Transistoren und Dioden die Steuerung übernehmen.

Weiterer Ausbau des finnischen Fernseh Übertragungsnetzes

Das in Finnland bisher bestehende Richtfunknetz für die Fernsehübertragung wurde von der Rundfunk- und Fernseh-Gesellschaft Yleisradio weitgehend mit 4-GHz-Geräten von Telefunken aufgebaut. Für den Ausbau neuer Verbindungen sowie zur Erhöhung der Übertragungskapazität des vorhandenen Netzes erhielt Telefunken kürzlich von der finnischen Gesellschaft neue größere Aufträge für die Lieferung weiterer Richtfunksysteme gleicher Bauart.

Ein neues Amateurfunk Diplom

Der Distrikt Nordrhein des DARC hat ein neues Funkdiplom gestiftet, das ausschließlich Verbindungen mit Mobilfunkstellen in Kraftfahrzeugen, Flugzeugen und auf Schiffen wertet. Das neue „Internationale Mobil-Diplom (IMD)“ wird für 100 selbst abgewickelte Verbindungen von oder zu einer Mobilstation verliehen oder auch Kurzwellenhörern ausgedehnt, die die gleiche Zahl von solchen Verbindungen mithören und entsprechende Funkbestätigungs karten vorlegen können. Diplomanträge nimmt E. Warnecke, DJ 8 OT, 582 Velbert, Postfach 1244, entgegen.

Personliches

Direktor Max Rieger aus der Geschäftsführung von Schaub-Lorenz ausgeschieden

Direktor Max Rieger, langjähriger Geschäftsführer der Schaub-Lorenz-Vertriebs gesellschaft mbH und Generalbevollmächtigter der SEL, hat sich mit Rücksicht auf seine Gesundheit aus der aktiven Geschäftsführung zurückgezogen. Seine Kraft und Erfahrung wird er nun als Generalbevollmächtigter der SEL koordinierenden und grundsätzlichen Marketing- und Vertriebsaufgaben im Geschäftsbereich Rundfunk Fernsehen-Phone der SEL widmen. Verbunden mit der neuen Aufgabe wird er weiterhin 1. Vorsitzender des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI bleiben.

Zum Nachfolger von Direktor Rieger als Geschäftsführer der Schaub-Lorenz-Vertriebs gesellschaft mbH wurde Dr. Rudolf Köberle berufen, der bereits einige Jahre eine leitende Position bei Schaub-Lorenz innehatte.

**RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK**

**FUNK
TECHNIK**

AUS DEM INHALT

1. SEPTEMBERHEFT 1964

FT-Kurznachrichten	607
Rundfunk-Stereophonie — Welle der Qualität? Kritische Betrachtungen zu einem aktuellen Thema	611
Gesichtspunkte für die Anwendung diskreter Halbleiter-Bauelemente und -Bau gruppen	612
Ohmsche Geber für die Messung nicht elektrischer Größen	614
Punkt-Richtmikrofone „MKH 804“ und „MKH 805“	615
Die elektronische Schmalfilmsynchronisation	616
Lehrgänge	619
Einfaches Gleichstrom-Röhrenvoltmeter mit 100 MOhm Eingangswiderstand	620
Schachbrett-Generator für den Fernseh Service	622
Für den KW-Amateur	
Der Kurzwellensender „HX 20“ für CW- und SSB-Betrieb	623
Einfacher Entzerrer für Stereo-Kristall Tonabnehmer	627
0,4-W-Fernsteuersender für 40,68 MHz	627
Service an Stereo-Decodern	628
Von Sendern und Frequenzen	632
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	633
Vom Versuch zum Verständnis Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik	635

Unser Titelbild: Beispiele von Festkörper Schaltkreisen
Aufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 606, 608-610, 625, 629, 639 und 640 ohne redaktionellen Teil

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 Selbstheileffekt.
 - 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.

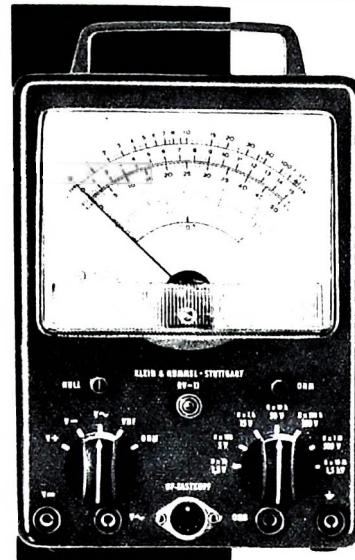
Zwei Ausführungen:

MKB 1: Im rechteckigen Alu-Becher mit Lötschen und Schraubbolzenbefestigung. Gleßharzverschluß.

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

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

**WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALE FABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2346**



TELETEST RV-12

**das präzise
Röhrenvoltmeter**

hohe zeitliche Konstanz
kein Nachregeln beim Bereichswechsel
Spezial-Meßwerk hoher Genauigkeit
Ausführliche Druckschrift anfordern!
Komplett mit allen Prüfkabeln DM 269.-
HF-Tastkopf DM 18.-
30 kV Tastkopf DM 39.-

Gleichspannung
Wechselspannung
NF und HF
UKW bis 300 MHz
Ohm, Megohm und dB
7 Bereiche 1,5-1500 V
Effektiv- und Scheitelwerte

KLEIN + HUMMEL

STUTTGART 1 - POSTFACH 402

**36 Jahre Arlt-Kataloge —
immer besser,
immer ausführlicher!**

Besitzen Sie schon den

Arlt-Bauteile-Katalog 1964/65

- Mit 550 Seiten
- Über 8000 Artikeln
- und über 1600 Abbildungen

Ist er der bisher größte aller Arlt-Kataloge.

Es wäre ein unmögliches Vorhaben, alles hier aufzuführen, was dieser Katalog enthält und was er an Belehrungen zu geben hat, denn er ist nicht nur ein Preisverzeichnis, sondern ein Helfer und ein Nachschlagewerk für alle, die an Funk und Elektronik interessiert sind.

Die Schutzgebühr beträgt 3.— DM. Nachnahme Inland 4,50 DM. Vorkasse Inland 3,80 DM. Vorkasse Ausland 4,10 DM.

4 Düsseldorf 1, Friedrichstraße 61a, Postfach 1406, Postcheck: Essen 37336, Telefon 8 00 01, Telex 08 587343

1 Berlin 44, Karl-Marx-Straße 27, Postfach 225, Postcheck: Berlin W 19737, Telefon 68 11 04, Telex 01 83439

7 Stuttgart W, Rotebühlstraße 93, Postcheck: Stuttgart 401 03, Telefon 62 4473



AUSVERKAUFT?

... nicht ganz —
aber es geht nicht mehr ohne Liefertermin.
Durch die Nachfrage nach unseren Geräten wurde unsere
Planung weit übertröffen.
Die Präzision unserer Arbeit werden wir aber durch diese
Terminnot nicht beeinträchtigen lassen.
Die Kapazität unseres neuen Werkes wird den derzeitigen
Engpaß aufheben.



REVOX

TECHNISCHER STECKBRIEF:

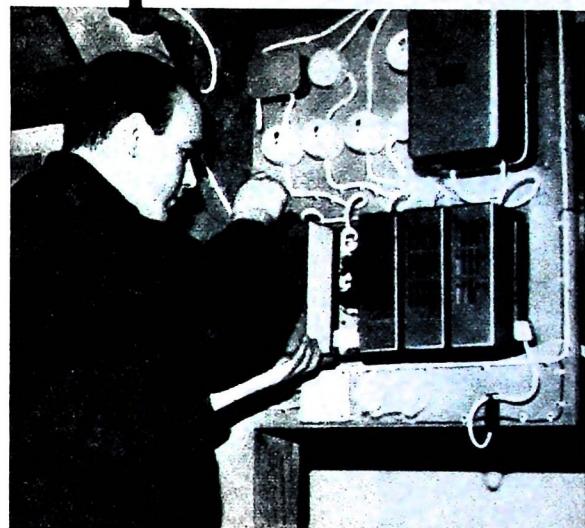
Dreimotorenlaufwerk mit polarschaltbarem Synchron - Capstanmotor für 19,05 und 9,5 cm/sec. Maximaler Spulendurchmesser 26,5 cm. 3 Ringkernköpfe in 2- oder 4-Spur-Technik. Je 2 getrennte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker. Kathodenfolgerausgänge. 6 Watt Kontrollverstärker mit Vor-Hinter-Band Schalter. Aussteuerungskontrolle mit 2 VU Metern. Trickaufnahmen, wie Duoplay, Multiplay und Echo, ohne Zusatzgeräte.
Das Gerät kann horizontal und vertikal betrieben werden. Empfohlener Verkaufspreis: DM 1660.—

Ausführliches Informationsmaterial erhalten Sie über REVOX G. m. b. H.
Abt. G, 7800 Freiburg/Br., Langemarckstraße 112.

(Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Musikwerke bedarf der Einwilligung der Berechtigten, z. B. der GEMA.)



Kompakt-Verstärker



Das Sendernetz für das dritte Fernsehprogramm wird bereits aufgebaut. Gemeinschafts-Antennen werden damit noch wichtiger, als sie bisher schon waren. Dafür braucht man auf jeden Fall robuste, zuverlässige Antennen-Verstärker, die leicht zu installieren und leicht zu warten sind: KATHREIN-Kompakt-Verstärker

KATHREIN *Antennen*

Robust und zuverlässig, jetzt noch schneller zu montieren

F 0090264

A. KATHREIN ROSENHEIM

Altsteine Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate

Siemens- Sende- und Spezialröhren

Sende- und HF-Generatorröhren

Strahlungs-, Luft-, Wasser- und Verdampfungskühlung, Glas- und Keramiktechnik

Spezialverstärker- und Weitverkehrsröhren

Vielseitiges Typenprogramm für Elektronik und Nachrichtentechnik
Lange Lebensdauer und hohe Zuverlässigkeit

Nuvistoren

Stabilisatorröhren

Hochspannungsgleichrichter

Stromtore

Scheibentrioden – Scheibentetroden
in Metall-Keramik-Ausführung bis 9 GHz

Reflexklystrons

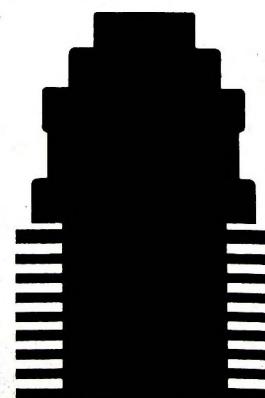
als lineare Modulatoren
von 3,6 bis 6 GHz

Wanderfeldröhren

für Richtfunksysteme und Fernsehsender
von 0,5 bis 7,3 GHz und von 5 W bis 2 kW

Rückwärtswellenoszillatoren

elektronisch durchstimmbar
von 26,5 bis 90 GHz



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

**FUNK-
TECHNIK**

Rundfunk-Stereophonie – Welle der Qualität?

Kritische Betrachtungen zu einem aktuellen Thema

Als vor nunmehr rund einer halb Jahrzehnten der UKW-Rundfunk in Deutschland seinen regelmäßigen Betrieb aufnahm, prägte man für ihn den Ausdruck „Welle der Freude“. Es sollte damit zum Ausdruck gebracht werden, daß diese neue Technik viele der beim Mittelwellenempfang damals als Folge der Wellenverteilung aufgetretenen Schwierigkeiten beseitigte und das Rundfunkhören wieder zur Freude mache. Der UKW-Rundfunk hielt, was seine Väter versprochen hatten: Das störende Überlagerungsspielen beim Empfang der Mittelwellensender war verschwunden, der insbesondere in den Großstädten vorhandene Störnebel, der einen genügsamen Empfang oft unmöglich mache, störte nicht mehr, obwohl sich jetzt die Störungen durch Zündfunken der Kraftwagen stärker bemerkbar machten, und last but not least wurde die Wiedergabequalität erheblich verbessert, denn das übertragene Niederfrequenzband umfaßte jetzt den ganzen Hörbereich, insbesondere nachdem die Post neue Übertragungsleitungen mit entsprechend hoher Grenzfrequenz zur Verfügung stellen konnte. Alle diese Verbesserungen, die die neue UKW-Technik mit sich brachte, machten den Rundfunkempfang wieder zu einer Freude.

Seit rund einem Jahr haben wir jetzt in Deutschland den Stereo-Rundfunk. Prinzipiell hat er alle die Vorteile, die den bisherigen UKW-Rundfunkempfang auszeichnen. Hinzu kommen aber die mit der bisherigen monauralen UKW-Technik nicht erreichbare Durchsichtigkeit des übertragenen Klangbildes und die Ortungsmöglichkeit, die nicht nur dem Musikfreund höchsten Genuß zu vermitteln vermögen, sondern dem Rundfunk auch auf dem Gebiet des Hörspiels und der Unterhaltungsmusik neue und bisher noch nicht ausgeschöppte Möglichkeiten bieten. Was liegt deshalb näher, als diese neue Technik „Welle der Qualität“ zu nennen.

Genausowenig wie ein Meister vom Himmel fällt, genausowenig kann man von einer neuen Technik von vornherein die letzte Perfektion erwarten. Man denke nur zurück an den langen Weg von den ersten UKW-Pendlern bis zu den hochentwickelten UKW-Teilen der Rundfunkempfänger von heute. Ähnlich – wenn auch im Ausmaß damit nicht vergleichbar – ist die Situation heute bei der Stereo-Rundfunktechnik. Hohe Anerkennung gebührt dem schon erreichten Stand dieser Technik, aber im Detail gibt es immer noch mehr oder weniger wichtige Probleme, die der Lösung harren. Auf die Überwellen der Zwischenfrequenz hervorgerufenen Interferenzstörungen wiesen wir erst kürzlich an dieser Stelle hin. Heute sei ein anderes Problem angeschnitten, das für den Qualitätsgedanken von Bedeutung ist – deshalb auch das Fragezeichen in der Überschrift zu dieser Betrachtung –, die Dynamik, deren Grenzen wiederum durch den Rauschabstand gegeben sind. Betrachtet man beispielsweise einen Stereo-Rundfunkempfänger der letzten Saisons stellvertretend für viele ähnliche Geräte der gehobenen Mittelklasse, dann hat ein solches Gerät bei Mono für etwa 1...2 μ V Antennenspannung 26 dB Rauschabstand. Er erhöht sich für 3...4 μ V auf etwa 40 dB und ab 20 μ V bei Erreichung der vollen Begrenzung auf rund 55 dB. Für Antennenspannungen bis 100 μ V nimmt der Rauschabstand nur noch wenig bis auf etwa 60 dB zu, um ab 500 μ V praktisch einen konstanten Endwert zu erreichen.

Für den Qualitätsindruck der Musikübertragung ist neben Frequenzumfang und Verzerrungen auch der Rauschabstand maßgebend. In weich hohem Maße die Wiedergabequalität davon abhängt, demonstrierte vor einigen Monaten der Direktor des Instituts für Rundfunktechnik Hamburg, Dr. Kösters, in einem Vortrag beim SFB. Er führte ver-

schiedene Arten von Musik mit stufenweise geänderten Rauschabständen zwischen 50 und 10 dB vor. Diese Demonstration bewies überzeugend, welchen Einfluß der Charakter der Musik auf die vom Hörer empfundene Qualität hat. Sind die Töne dicht über das gesamte Frequenzspektrum verteilt und ist die Dynamik nur gering, dann hat man selbst bei etwa 30 dB Rauschabstand noch einen befriedigenden Eindruck. Ganz anders aber bei Musik mit großer Dynamik und Instrumenten, deren Töne in einem nur schmalen Teil des Tonspektrums liegen. Für sie sind 30 dB Rauschabstand eindeutig zuwenig. Bei vielleicht 40 dB beginnt die Wiedergabe für den Musikfreund diskabel zu werden, aber erst bei 50 bis 60 dB Rauschabstand sind seine Ansprüche erfüllt. Nicht umsonst hat man deshalb für gute UKW-Versorgung einen Störabstand von 50 dB unter Vollaussteuerung festgelegt.

Betrachtet man unter diesem Aspekt den oben zugrunde gelegten Empfänger, dann sieht man, daß er für Antennenspannungen ab etwa 10 μ V diese Qualitätsanforderung erfüllt, weil sein Rauschabstand rund 50 dB ist. Nimmt man an, daß das Studio die Musik mit 40 dB Dynamik ausspielt, dann liegt das Pianissimo der Musik noch 10 dB über dem Rauschen und ab 100 μ V Antennenspannung sogar 20 dB darüber. Das genügt auch für hohe Ansprüche.

Wie aber ist die Situation bei der stereophonen Übertragung der gleichen Musik? Im Durchschnitt rechnet man heute bei Stereo-Empfang mit 20 dB kleinerem Rauschabstand als bei Mono-Empfang. Das bedeutet für obiges Beispiel, daß der Empfänger bei 3...4 μ V Antennenspannung nur 20 dB und bei 100 μ V nur 40 dB Rauschabstand hat. Mit diesem Empfänger ist also im ersten Fall kein brauchbarer Stereo-Empfang zu erwarten, und selbst bei 100 μ V Antennenspannung sind bei einem Pianissimo der Musik Nutzsignal und Rauschen von gleicher Größenordnung. Für manche Arten von Tanz- und Unterhaltungsmusik mag das gerade noch angehen, aber für anspruchsvolle Musik ist das eindeutig zuwenig. Wollte man dazu übergehen, diese Schwierigkeit dadurch zu umgehen, daß man Stereo-Sendungen grundsätzlich in der Dynamik stärker komprimiert, dann hieße das, den Teufel mit Beelzebub austreiben. Das darf aber nicht sein, denn der Stereo-Rundfunk würde sich damit eines seiner entscheidenden Qualitätsmerkmale beraubt.

Ähnlich wie bei den bereits erwähnten Interferenzstörungen, scheint es auch hier notwendig zu sein, den Hebel auf der Empfängerseite anzusetzen. Unterstellt man, daß das Stereo-Rauschen rund 20 dB höher als das Mono-Rauschen liegt, dann muß es Ziel der Empfängerentwicklung sein, den Rauschabstand generell um 20 dB zu erhöhen, um auch bei Stereo wieder auf 60 dB Rauschabstand zu kommen. Das dürfte nicht ganz einfach sein. Man sollte sich deshalb sehr ernsthaft Gedanken auch darüber machen, ob die immer wieder genannten 20 dB Verringerung des Rauschabstandes bei Stereo-Empfang wirklich so naturengegeben sind, als daß man nicht auch dort noch einige Dezibel gewinnen könnte. Ohne Frage läßt sich hier noch etwas tun, insbesondere wenn man daran denkt, daß beispielsweise auch die Art der Gleichrichtung des Multiplexsignals das Rauschen beeinflußt. Weitere Verbesserungen dürften sich durch früheren und steileren Einsatz der Begrenzung erreichen lassen. Eine Patentlösung, die schlagartig alle Probleme löst, ist wenig wahrscheinlich. Aber wenige Dezibel hier und dort ergeben schließlich auch gerade jene Verbesserung des Rauschabstandes, die noch notwendig ist, um die Rundfunk-Stereophonie einschränkunglos zur „Welle der Qualität“ zu machen. —th

Gesichtspunkte für die Anwendung diskreter Halbleiter-Bauelemente und -Baugruppen*

Der Fortschritt in der Halbleitertechnik erlaubt die Herstellung von Baugruppen in Gestalt von Festkörperschaltkreisen. Ihre Anwendung in der Praxis wird nicht nur von technischen, sondern auch von wirtschaftlichen Überlegungen bestimmt. Für einige charakteristische Anwendungen dieser neuen Ausführungsformen von Halbleiterbauelementen werden in dem folgenden Aufsatz die Verwendungsmöglichkeiten erörtert.

Im Verlauf der Jahre wurde die Frequenzgrenze der Transistoren von der Niedrfrequenz über den Mittelwellenbereich, den UKW-Bereich bis zum VHF- und UHF-Bereich des Fernsehens erweitert.

In der gleichen Zeit durchlief die Fertigungstechnik dabei den Weg von der Legierungstechnik der NF-Transistoren über die kombinierte Legier-Diffusionstechnik bis zur reinen Aufdampftechnik der UHF-Transistoren. Die Abmessungen des aktiven Systems der Bauelemente verminderten sich vom Millimeter-Bereich der Legiertypen bis auf wenige hundertstel Millimeter der UHF-Typen.

Das Grundmaterial Germanium, für die ersten Legiertypen fast ausschließlich verwendet, wird für einige Transistorarten heute durch Silizium abgelöst, besonders nach der Einführung der Planartechnik, die sich in Verbindung mit Silizium besonders vorteilhaft anwenden lässt.

Zugleich erlaubt im Laufe der Jahre Fortschritte der wissenschaftlichen Erkenntnis - gepaart mit rationalen Fertigungsmethoden - die Qualität und Zuverlässigkeit zu steigern und die Herstellungskosten trotz steigender Löhne zu senken.

Auch für die Zukunft ist es das selbstverständliche Ziel, bessere, zuverlässigere und dabei doch preiswerte Bauelemente für eine wachsende Anzahl von Anwendungen zu entwickeln und herzustellen.

Bei einer Analyse der sich dafür bietenden Möglichkeiten stößt man zunächst auf die Tatsache, daß ein einzelner Transistor in der Anwendung nie ein Eigendasein führt, sondern stets mit anderen passiven oder aktiven Bauelementen zusammenarbeitet. Dies bedeutet, daß auf dem Wege zur weiteren Vervollkommenung eines Transistors bald ein Punkt erreicht wird, an dem es fragwürdig ist, ob eine weitere Verbesserung der Transistoreigenschaften noch einen merklichen Einfluß auf seine Funktion in dem Gerät hat, in dem er verwendet wird.

Betrachtet man zum Beispiel die Zuverlässigkeit, so hat es wenig Sinn, einen Transistor extrem zuverlässig zu machen, wenn die übrigen Bauelemente wie Widerstände und Kondensatoren oder die Lötverbindungen zwischen diesen Elementen merklich unzuverlässiger sind. Ebenso würde der Preis eines Gerätes nicht beliebig mit dem Transistorpreis sinken, solange nicht die Montagekosten und die Kosten der übrigen Bauelemente gesenkt werden können.

Angesichts dieser Überlegungen drängt sich die Frage auf: Ist es sinnvoll, weiterhin einzelne Transistoren in getrennten Gehäusen herzustellen, oder ist es vorteilhafter, Transistoren mit anderen Bauelementen zu Baugruppen zusammenzufassen?

Die Beantwortung dieser Frage ist nicht ohne weiteres möglich. Sie hängt stark davon ab, welche Anwendungen dabei berücksichtigt werden, welchen Grad der Integration der Einzelemente und welche Herstellungstechnik man wählt.

Aus der Vielfalt der Verfahren der Herstellungstechnik kombinierter Bauelemente seien einige charakteristische herausgegriffen und in Tab. I zusammengefaßt. Die Gruppen A und B machen dabei nicht von neuen Techniken Gebrauch, während die

drei letzten Gruppen Ausführungsformen von Festkörper-Schaltkreisen sind. Den Übergang zwischen den beiden Hauptgruppen bildet Gruppe C.

Um eine Beurteilung der verschiedenen Verfahren zu erleichtern, sind in der Tab. II in fünf Spalten nebeneinander verschiedene Be-

ist hier dagegen von untergeordneter Bedeutung angesichts der Tatsache, daß der „Fahrtyp“ je Gramm etwa 180 DM für eine Satellitenbahn um die Erde und etwa das Zehnfache für einen Flug außerhalb des Schwerfeldes der Erde kostet. Es zeigt sich deutlich, daß es lohnend ist, einen möglichst

Tab. I. Übersicht über einige Halbleiter-Baugruppen

A Bausteine	B Miniatu- Bausteine	C Mehrach- Bauelemente	D Festkörper- Schaltkreise	E Festkörper- Schaltkreise	F Festkörper- Schaltkreise
Konventionelle diskrete Bauelemente in kompakten Funktions- blocks (Vergußtechnik)	Anordnung aus diskreten Miniatu- Bauelementen („Modul“)	Mehrere Diode oder Transistoren auf einem Halbleiter- Kristall ohne passive Elemente (Planartechnik)	Aktive und passive Bauelemente auf einem monolithischen Halbleiter- Kristall (Planartechnik)	Aktive Bauelemente auf einem oder mehreren Halbleiter- Kristallen (Planartechnik)	Aktive Bauelemente auf einem Halbleiter- Kristall (Planartechnik)

Tab. II. Einige Anwendungsbereiche für Halbleiter-Baugruppen

	Volumen, Masse	Temperatur, Verlustleistung	Zu- verlässigkeit	Flexibilität	Preis	Baugruppe
Raumfahrt	+	(+)	+		-	D, E, F
Rechner (Logik)	(+)	(+)	+		+	E
Steuerungs- und Regelungstechnik		(+)	+	+		A, E
Hörgeräte	+					D, E, F
Rundfunk- und Fernsehempfänger	(+)	(+)		+	+	(C), (E)
Baugruppe	D, E, F	A, C	D, E, F	A, B, C, E	?	

urteilungsmerkmale angeführt, während die Reihen dieser Tabelle einigen verschiedenen Anwendungsbereichen zugeordnet sind.

Es ist ersichtlich, daß nicht alle Spalten für alle Reihen die gleiche Bedeutung haben. In der Tabelle sind daher die Felder mit einem Pluszeichen versehen, die für die gedachte Anwendung von besonderer Wichtigkeit sind, während solche von untergeordneter Bedeutung ein Minuszeichen erhalten haben. In der letzten Spalte und in der letzten Reihe sind jeweils die Baugruppen mit den Buchstaben der Tab. I eingefügt, die nach dem heutigen Stand für die entsprechende Anwendung geeignet scheinen.

Betrachtet man in Tab. II zunächst die verschiedenen Anwendungsbereiche, so ergibt sich, daß für die Raumfahrt die Masse beziehungsweise das Volumen an erster Stelle der Wichtigkeit steht, und zwar etwa gleichrangig mit der Zuverlässigkeit. Der Preis

hohen Integrationsgrad der Baugruppen zu erreichen, um die Gesamtmasse der Schaltung zu vermindern. Als mögliche Bauformen kommen also die Gruppen D, E, F nach Tab. I in Frage.

Im Zusammenhang mit einem hohen Integrationsgrad scheinen einige Bemerkungen bezüglich der Verlustleistung und der zulässigen Temperatur am Platze. Zunächst ist es eine allgemeine Erfahrung, daß die Zuverlässigkeit von Bauelementen mit steigender Temperatur abnimmt, und zwar gilt das sowohl für Dioden und Transistoren als auch für passive Bauelemente. Die Temperatur, auf die sich das Bauelement einstellt, ergibt sich aus der Verlustleistung, der Umgebungstemperatur und dem Wärmewiderstand. Macht schon bei normalen Transistoren und Dioden die Wärmesabfuhr zuweilen Schwierigkeiten, so sind diese bei einem hohen Integrationsgrad der Schaltung noch größer. Erstens kommen nämlich als Wärmequellen

* Nach einem Vortrag von Dr. G. Rusche, Valvo GmbH

neben den aktiven Bauelementen auch die Widerstände ins Spiel, zweitens wird bei den sehr kleinen Systemen die Wärmeabfuhr wegen der hohen Packungsdichte der Elemente erschwert. Über ein gewisses Maß an Leistungsdichte - gemessen in W/cm^2 - kann man aus Gründen betriebssicherer Verhältnisse daher nicht hinausgehen. Systeme mit einer hohen Packungsdichte müssen also zwangsläufig mit niedrigen Strömen und Spannungen arbeiten. Umgekehrt kann ein hoher Integrationsgrad nicht bei Schaltungen erreicht werden, die eine hohe Verlustleistung erfordern. Solche Leistungsstufen sind sicherlich auch in Raumfahrzeugen zu finden, darum ist eine Einschränkung in der Temperatur-Rubrik erforderlich.

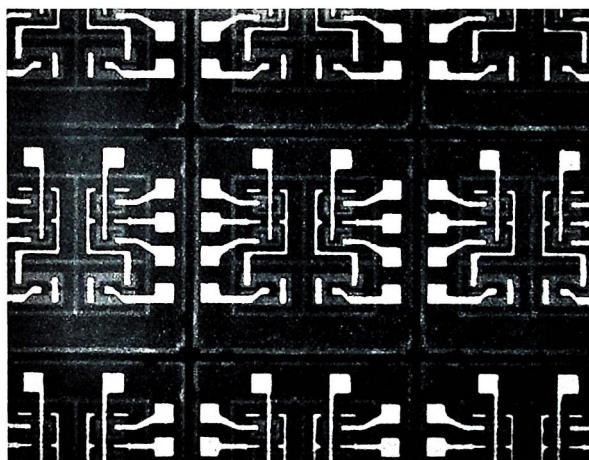
Der Gesichtspunkt der Leistungseinschränkung gilt auch bei der Gruppe Rechner. Auch dort gibt es beim Übergang vom rein elektronischen Rechenwerk auf ein druckendes Ausgabewerk Leistungsstufen, die

Stück gleichzeitig hergestellt. Das Verfahren besteht aus einer Kombination von Fotolithografie, Aufdampf- und Diffusionstechnik. Es ähnelt einem Mehrfarbendruck, mit dem Unterschied, daß die Präzision der Kästchen wesentlich größer sein muß als dort.

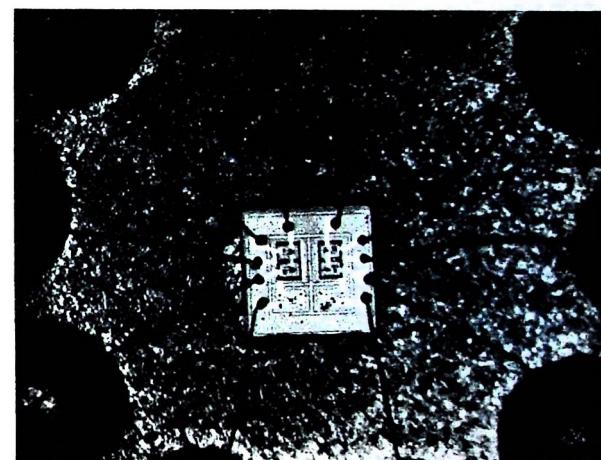
Betrachtet man eine fertige Scheibe unter dem Mikroskop, so erkennt man, daß ein gewisser Prozentsatz der Transistorstrukturen fehlerhaft ist. Die Fehler können durch Löcher in den fotografischen Decksschichten, durch Staub oder durch Oberflächenrauhheiten usw. entstehen. Sie treten zum Teil an einzelnen Stellen gehäuft auf, zum Teil sind sie willkürlich über die ganze Fläche verteilt. Es sei angenommen, daß 70 % der 1000 Systeme gut sind und 30 % fehlerhafte Systeme gleichmäßig verteilt sind. Wird an Stelle des Einzeltransistors ein Festkörperschaltkreis - bestehend aus zum Beispiel einem Transistor, zwei Dioden und zwei Widerständen - auf derselben Scheibe hergestellt, dann kann

ragender Wichtigkeit ist. Dagegen stören in manchen Fällen die Leistungsbeschränkungen. Außerdem ist unter Umständen die Vielfalt der Schaltungen bei relativ kleinen Stückzahlen größer als auf dem Gebiet der elektronischen Rechner. Es kann also durchaus vorteilhaft sein, die Gruppe A der Baugruppen zu verwenden, das heißt konventionelle Bauelemente in kompakten Bausteinen. Auch die Gruppe E ermöglicht eine höhere Flexibilität, so daß diese bei größeren Stückzahlen wirtschaftlich sein kann. Bei extrem kleinen Hörgeräten, die im Gehörgang untergebracht werden sollen, ist das geringe Volumen besonders wichtig, während die übrigen Merkmale zurücktreten; die Halbleiter-Baugruppen D, E und F sind hier deshalb am zweckmäßigsten.

In der letzten Reihe von Tab. II ist die Anwendung in Rundfunk- und Fernsehempfängern angegeben. Als fast ausschließliches Merkmal gilt danach der Preis. Wenn die



Beispiel für einen experimentellen Festkörper-Schaltkreis (Tab. I, Gruppe D). Doppelanordnung von jeweils zwei Transistoren, die Collector und Emitter gemeinsam haben, sowie von jeweils zwei Widerständen mit Mittelpunktzapfung; links: Ausschnitt aus der Siliziumscheibe, rechts: fertig montiertes System mit Zuleitungsdrähten



sich weniger für eine starke Integration eignen. In den Logikstufen bewirken die kleinen Ströme eine Beschränkung der Rechengeschwindigkeit. Das ist leicht einzusehen, wenn man an die unvermeidbaren Kapazitäten der Schaltelemente denkt, die beim Schaltvorgang umgeladen werden müssen. Mit kleinen Strömen dauert der Umladevorgang länger als mit größeren. Dieser Einfluß tritt bei kleineren Rechnern nicht sehr in Erscheinung, weil die Rechengeschwindigkeit meistens nicht extrem hoch sein muß. Bei Kleinrechnern ist auch das Volumen häufig nicht so wichtig, wohl aber die Zuverlässigkeit und der Preis.

Sind nun Festkörperschaltkreise zuverlässiger und billiger als konventionelle Bauelemente? Der erste Teil der Doppelfrage läßt sich bejahen, weil die Anzahl der äußeren Verbindungen zwischen den Bauelementen kleiner wird; die inneren Verbindungen, die durch Aufdampfen im Vakuum hergestellt werden, haben einen höheren Grad von Zuverlässigkeit.

Die Frage nach dem Preis ist nicht so leicht zu beantworten, da dieser sehr von der Herstellungstechnik abhängt. Bei einer Analyse der Fertigungskosten zeigt sich, daß neben den unvermeidbaren Kosten für Löhne, Gebäude, Maschinen und dergleichen ein wesentlicher Faktor auch die Höhe des Ausschusses ist. Natürlich beeinflußt die Höhe des Ausschusses auch den Preis konventioneller Bauelemente, jedoch ist seine Wirkung bei Festkörperschaltkreisen besonders groß. Bei der Fertigung normaler Planar-Transistoren wird auf einer Siliziumscheibe von mehreren Quadratzentimeter Fläche eine Vielzahl von Systemen (zum Beispiel 1000

man erwarten, daß bei gleicher Fehlerursache und statistischer Verteilung der Fehlstellen auf dem Kristall jedes der fünf Elemente der Schaltung mit dem gleichen Ausschüttungsprozentsatz befallen ist. Der Anteil fehlerfreier Schaltkreise wäre in diesem Falle also $0,75^4 = 0,17$. Nur 17 % gute Schaltkreise würden also weiterverarbeitet, gegenüber 70 % bei einzelnen Transistoren. Weil die Anzahl der Einzelemente als Exponent auftritt, ist also eine Verbesserung der Einzelmaßnahmen sehr viel wichtiger als für Einzeltransistoren. Diese Ausbeuteerhöhung erfordert jedoch einen erhöhten Aufwand an Entwicklung, Arbeit, Sorgfalt, Materialkontrollen usw.; sie kostet um so mehr Geld, je höher die erzielte Ausbeute ist. Es hängt also sehr von den Kosten der Einzelmaßnahmen ab, bei welchem Ausschluß die Fertigung am wirtschaftlichsten ist.

In der Praxis sind die Verhältnisse noch verzweigter, weil in dem geschilderten Fall nur ein ganz einfacher Ausfallmechanismus angenommen wurde. Das Beispiel, dem die Herstellungsart der Gruppe D nach Tab. I zugrunde lag, zeigt nun deutlich, daß es vorteilhafter sein kann, einzelne aktive oder passive Systeme getrennt herzustellen und diese dann in einem gemeinsamen Gehäuse zu vereinigen. Dies erfolgt zum Beispiel nach dem Verfahren der Gruppe E in Tab. I. In der letzten Spalte von Tab. II ist deshalb in der Reihe Rechner der Buchstabe E eingebracht.

In der Steuerungs- und Regelungstechnik hat nach Tab. II die Zuverlässigkeit die übergroße Bedeutung, während das Volumen im allgemeinen weniger wichtig und in vielen Fällen der Preis nicht von so über-

Verwendung von Baugruppen bei gleicher technischer Qualität keinen finanziellen Vorteil gegenüber konventionellen Bauelementen bietet, ist eine Anwendung nicht zu erwarten. Daneben wäre jedoch zu prüfen, welche Stufen eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers für die Anwendung von Baugruppen überhaupt geeignet sind. Die Herstellung von Spulen hoher Güte durch Aufdampfen scheint nicht möglich, weil die Spulengüte mit dem Volumen abnimmt; deshalb kommen für Baugruppen nur breitbandige Verstärker in Betracht. Auch das Temperaturverhalten ist bei hohen Frequenzen von Bedeutung.

Eine weitere Schwierigkeit sind die unterschiedlichen Schaltungskonzepte der einzelnen Gerätehersteller. Sicherlich müßten große psychologische Hindernisse überwunden werden, wenn ein Gerätetechniker nur noch Standard-Baugruppen aneinanderreihen soll und die Hauptarbeit im Gehäuseentwurf besteht. Aus diesen Gründen könnte bei Rundfunk- und Fernsehempfängern die Gruppe C, das Mehrfach-Bauelement, zuerst Eingang finden. Es hat jedoch nicht den Anschein, als ob dieser Zeitpunkt bereits unmittelbar bevorsteht.

Gründliche Untersuchungen darüber, welche Lösung für den jeweiligen Anwendungsfall die zweckmäßigste ist, sind in den Vovo-Laboren wesentlicher Bestandteil der Entwicklungsarbeiten. Dies gilt nicht nur für die Typenentwicklung, sondern auch mit Rücksicht auf die Wechselwirkungen zwischen den Schaltungsanforderungen und den technologisch-wirtschaftlich sinnvollen Möglichkeiten.

Ohmsche Geber für die Messung nichtelektrischer Größen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 16, S. 581

DK 621.317.39

5. Lichtgeber und -meßverfahren

5.1. Photowiderstand

Photowiderstände sind Halbleiterbauelemente, die ihren elektrischen Widerstand mit der auf sie gerichteten Beleuchtung ändern. Der ohmsche Dunkelwiderstand ist nahezu der eines Isolators, während sich bei Beleuchtung der Widerstandswert (je nach Typ) auf die Größenordnung von 1000, 100 oder 10 Ohm verringert. Das Hell-Dunkel-Verhältnis erstreckt sich also über mehrere Zehnerpotenzen.

Photowiderstände sind ähnlich wie Schichtwiderstände aufgebaut und gelten daher als robuste Bauelemente. Bei modernen Ausführungen besteht die photoelektrische Schicht aus Cadmiumsulfid oder Cadmiumsulfoselenid. Die lichtempfindliche Schicht muß gegenüber Umwelteinflüssen geschützt werden. Ferner dürfen die angelegte Spannung und die Umgebungstemperatur die vorgegebenen Maximalwerte nicht überschreiten. Sehr oft werden Photowiderstände in Glas- oder Metallgehäusen untergebracht, wobei man ein Glasfenster vor der lichtempfindlichen Schicht anordnen kann, das nur für bestimmte spektrale Lichtanteile durchlässig ist. Prinzipiell ist es möglich, Photowiderstände sowohl durch Wahl der photoelektrischen Schicht als auch mit Hilfe eines vorgesetzten Fensters (Filters) für einen bestimmten sichtbaren oder unsichtbaren Bereich empfindlich zu machen. Bild 18



Bild 18. Photowiderstand „PW 5526“ (Electrocell)

zeigt einen Photowiderstand (Durchmesser 26 mm), der in seiner spektralen Empfindlichkeit der des menschlichen Auges nahekommt.

Photowiderstände arbeiten um so stabiler, je niedriger die angelegte Spannung, das heißt, je geringer die Verlustleistung ist. Auch Schwankungen der Umgebungstemperatur beeinflussen die Stabilität. Da Photowiderstände verhältnismäßig träge sind, muß vor der Dimensionierung einer Schaltung entschieden werden, ob schneller Anstieg oder Abfall des Widerstandswertes wichtig ist. Im ersten Fall muß die Schaltung möglichst hochohmig, im zweiten möglichst niederohmig sein.

5.2. Photodiode

Bei Beleuchtung tritt in allen monokristallinen Halbleitern der Sperrsichtphotoeffekt auf. Sperrsichtthalbleiter, die beleuchtungsunabhängig arbeiten sollen, werden deshalb geschwärzt oder gekapselt. Die Photodiode ist ein Sperrsicht-Halbleiterbauelement, das je nach Betriebsschaltung als Element oder Widerstand arbeiten kann. Fast immer jedoch verwendet man Photodioden als „Photo-

widerstände“. Dabei wird die bei Beleuchtung entstehende Raumladung der Sperrsicht mittels einer äußeren Energiequelle verändert. Mit einer Sperrspannung an der Diode wird infolge zusätzlicher Ladungen eine Erhöhung des Sperrstromes und dadurch eine scheinbare Erniedrigung des Sperrwiderstandes be-

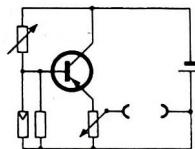
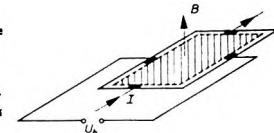


Bild 19. Betriebsschaltung für Photodiode

Bild 20. Prinzip des Hallgenerators



wirkt. Grundsätzlich lassen sich alle Dioden als Photobaulemente verwenden, wenn nachträglich ein Fenster für den Lichteinfall angebracht wird. Bild 19 zeigt die prinzipielle Eingangsschaltung mit einer Photodiode und einem Verstärkertransistor.

Von Vorteil ist die hohe Grenzfrequenz der Photodiode (Größenordnung 100 kHz). Sie eignet sich deshalb überall dort, wo der Einsatz einer Photozelle noch nicht lohnt und der Photowiderstand zu träge ist. Als Element hat die Photodiode eine nur geringe Temperaturabhängigkeit, da sich der Photostrom im Gegensatz zum Sperrstrom nur wenig mit der Temperatur ändert. Die größte spektrale Empfindlichkeit liegt im Infrarotgebiet.

5.3. Phototransistor

Auch Transistoren sind als Sperrsichtthalbleiter lichtempfindliche Bauelemente und deshalb durch Schwärzung oder Kapselung vor Lichteinfall zu schützen. Wie bei der Diode, so werden auch beim Transistor Ladungsträger in der Sperrsicht frei, wenn dort Lichtquanten auftreffen. Die sich bildende Raumladung kann wiederum als Photostrom (Elementwirkung) oder aber als Widerstandsänderung ausgenutzt werden. Bei einem pnp-Typ entsteht infolge Lichteinwirkung am Emitter eine positive und an der Basis eine negative Spannung. Legt man an den Emitter eine positive und an den Collector eine negative Hilfsspannung, so tritt bei Lichteinwirkung eine Erhöhung des Collectorstromes ein, weil Ladungsträger vom Emitter zum Collector fließen. Beim Phototransistor wird also der lichtelektrische Effekt an dem einen pn-Übergang mit der Verstärkerwirkung des anderen pn-Übergangs kombiniert. Aus diesem Grunde ist der Phototransistor empfindlicher als die Photodiode. Das Empfindlichkeitsverhältnis kann man mit etwa 30 angeben. Wie bei der Diode im Bild 19, kann auch dem Phototransistor eine Verstärkerstufe nachgeschaltet werden.

Bei kleinen Beleuchtungsstärken ist der Phototransistor verhältnismäßig unempfindlich, so daß sein Vorteil erst bei größeren Helligkeitswerten voll nutzbar ist. Seine Grenzfrequenz (10 ... 20 kHz) ist niedriger als die der Diode.

6. Sonstige Geber und Meßverfahren

6.1. Hallgenerator

Unter dem Halleffekt versteht man die Drehung der elektrischen Potentialflächen in einem vom elektrischen Strom durchflossenen Körper beim Einwirken eines zur Stromrichtung senkrechten Magnetfeldes. Das elektrische Zusatzfeld und

die daraus resultierende Spannung stehen senkrecht zur Stromrichtung und zum Magnetfeld und sind der Stromstärke und dem Magnetfeld proportional.

Bild 20 zeigt ein Metall- oder Halbleiterplättchen, das von einem Strom I durchflossen wird. Senkrecht zur Plättchenebene wirkt ein Magnetfeld B . Mit der Plättchendicke d und einer vom verwendeten Material abhängigen Konstante R_h (Hallkonstante) gilt für die entstehende Hallspannung

$$U_h = \frac{R_h}{d} IB. \quad (17)$$

Die Hallspannung U_h ist also dem Produkt von Strom und magnetischer Induktion proportional. Wird das Magnetfeld elektrisch erzeugt, so ist U_h ein Maß für das Produkt zweier Ströme oder Spannungen. Ebenso ist es möglich, eine Größe zu quadrieren oder ihren Kehrwert zu bilden. Diese Operationen werden ohne Zuführung von Hilfsenergie durchgeführt, so daß der Hallgenerator und die mit ihm möglichen Meßverfahren auch unter die aktiven Geber und Meßverfahren eingeordnet werden können [1].

Da die Hallspannung von der magnetischen Induktion abhängt, ist es möglich, mit Hallsonden magnetische Feldstärken zu messen. Den gleichen Effekt findet man auch bei der Wismutspirale, die auf der Grundlage von Stromverdrängung und Widerstandsänderung ebenfalls das Messen magnetischer Felder gestattet.

Grundsätzlich ist der Halleffekt bei allen metallischen Leitern nachweisbar. Um aber eine möglichst hohe und temperaturunabhängige Hallspannung zu erreichen, werden dünne Halbleiterplättchen verwendet. Am besten eignen sich Verbindungshalbleiter aus der III. und V. Gruppe des Periodischen Systems. Hier zeichnet sich das Indiumarsenidphosphid besonders durch eine große und temperaturunabhängige Hallkonstante sowie durch niedrigen Widerstand und großen Arbeits temperaturbereich aus.

Je nach Verwendungszweck gibt es Hallgeneratoren in den verschiedensten geometrischen Formen. Da die Plättchendicke d die Höhe der Hallspannung beeinflußt, muß stets ein Kompromiß zwischen Empfindlichkeit und Stabilität

geschlossen werden. Wegen ihres günstigen Frequenzverhaltens eignen sich Hallgeneratoren auch für Hochfrequenzschaltungen sowie für die Meßwertwandlung zwischen verschiedenen elektrischen Größen. Wichtig ist aber auch die Produktbildung aus zwei mechanischen Größen, zum Beispiel Kraft und Geschwindigkeit, Druck und Förderstrom oder Drehmoment und Drehzahl. Diese müssen vorher jedoch in elektrische Größen umgeformt werden.

6.2 Strahlungsdetektor

Vielfach angewendete Strahlungsdetektoren sind das Geiger-Müller-Zählrohr, die Ionisationskammer und der Szintillationszähler. Es ist aber auch möglich, Halbleiter als Strahlungsdetektoren zu verwenden. Verschiedene radioaktive Strahlungsarten, beispielsweise die α -Strahlung, tragen elektrische Ladung. Zum Nachweis dieser Strahlung dienen Anordnungen, die die Ionisierfähigkeit der Strahlung ausnutzen. Ladungsträgerfreie Strahlung, wie zum Beispiel Neutronen- und γ -Strahlung, wird mit Hilfe von Reaktionen gemessen, bei denen geladene Teilchen entstehen.

Trifft ein geladenes Teilchen auf Materie, so verliert es seine Energie, indem es die Atome des getroffenen Stoffes ionisiert. Beim Anlegen eines elektrischen Feldes (Bild 21) werden die Ladungsträger getrennt. Die Anzahl der gesammelten La-

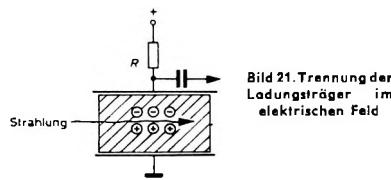


Bild 21. Trennung der Ladungsträger im elektrischen Feld

dungsträger ist ein Maß für die Energie der eingedrungenen Teilchen. Bedingung ist, daß die gesamte Energie an die Materie abgegeben wird. Das elektrische Feld trennt also Ladungsträger verschiedener Polarität und führt sie zu entsprechenden Platten. Bei der Herstellung von Halbleiterdetektoren lassen sich zwei Verfahren unterscheiden: die Diffusion von Donatoren (Phosphor) in p-leitendem Material sowie das Herstellen einer Grenzschicht durch Atzen eines n-dotierten Kristalls und Aufdampfen einer dünnen Goldschicht.

Als Halbleitermaterialien kommen Germanium und Silizium in Frage. Germanium hat gegenüber Silizium den Vorteil größerer Ladungsträgerbeweglichkeit, muß aber zur Verringerung der durch Wärme erzeugten Ladungsträger mit flüssiger Luft gekühlt werden. Die Vorteile von Halbleiterdetektoren sind mögliche Kleinbauweise, mechanische Stabilität, kleine Anstiegszeit und niedrige Betriebsspannung. Als Nachteil könnten das kleine Ausgangssignal und die dadurch notwendige große Verstärkung gelten [17].

Schrifttum

- [1] • Kautsch, R.: Elektrische Meßverfahren für nichtelektrische Größen. Berlin 1964, Verlag Technik
- [2] Kautsch, R.: Induktive Geber und Meßverfahren für nichtelektrische Größen. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 16, S. 526-527, u. Nr. 18, S. 561-563
- [3] Kautsch, R.: Der kapazitive Geber und seine Anwendung in der Feinmeß-technik. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 5, S. 137-140
- [4] Claus, G.: Fernübertragung von Windstellungen. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 640-642
- [5] Kautsch, R.: Schleifkontaktebrücken für Stell- und Regelungszwecke. messen steuern regeln Bd. 6 (1963) Nr. 4, S. 163-165
- [6] Götte, K.: Berechnungsunterlagen für Widerstandsbrücken mit Gleichspannungs- bzw. Gleichstrom einspeisung. messen steuern regeln Bd. 8 (1963) Nr. 8, S. 377-384
- [7] • Taschenbuch für die elektrische Meßtechnik; elektronische Messung nichtelektrischer Größen. Elektro Spezial GmbH, Hamburg
- [8] Hackesmidt, M.: Praktische Erfahrungen bei der Anwendung von elektrisch leitendem Papier zur Untersuchung ebener Potentialebene nach der Elektroanalogie. Maschinenbautechn. Bd. 11 (1962) Nr. 6, S. 291-297
- [9] Claus, G.: Temperaturmessungen mit Widerstandsthermometern. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 5, S. 147-148
- [10] Birr, H.: Vorteile und Grenzen der Temperaturmessung mit Halbleiterwiderständen. messen steuern regeln Bd. 5 (1962) Nr. 8, S. 218-221
- [11] Birr, H.: Strömungsmessungen mit Halbleiterwiderständen. messen steuern regeln Bd. 4 (1961) Nr. 6, S. 237-238
- [12] Höhne, W.: Anwendung von Halbleiterdioden als Temperaturmeßfühler. messen steuern regeln Bd. 6 (1963) Nr. 11, S. 472-478
- [13] Mc Namara, A. G.: Semiconductor diodes and transistors as electrical thermometers. Rev. Scient. Instrum. Bd. 33 (1962) Nr. 3, S. 330-333
- [14] Kirchner, H., u. Taubert, R.: Moderne Verfahren zur Analyse von Gasen und Flüssigkeiten. Elektronik Bd. 8 (1959) Nr. 7, S. 201-205
- [15] Wehrmann, O.: Methoden und Anwendungen der Hitzedrahtmeßtechnik für Strömungsvorgänge. Konstruktion Bd. 10 (1958) Nr. 8, S. 299-307
- [16] Kautsch, R.: Bestimmung von dynamischen Temperaturgrößen. messen steuern regeln Bd. 4 (1961) Nr. 7, S. 277-280
- [17] Kessel, W.: Halbleiter als Strahlungsdetektoren. Elektron. Rdsch. Bd. 16 (1962) Nr. 4, S. 147-150

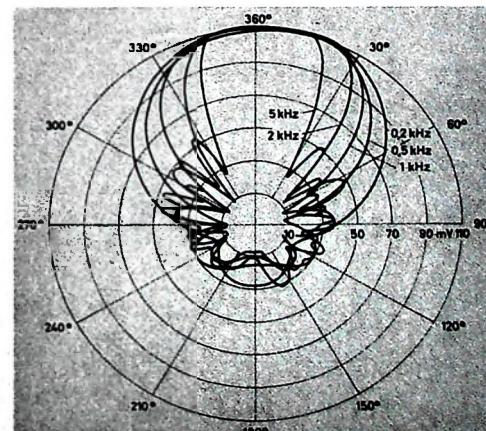
Punkt-Richtmikrofone „MKH 804“ und „MKH 805“

Eine bemerkenswerte Neuentwicklung auf dem Gebiet der Richtmikrofone für Anwendungen im Studio stellte Sennheiser electronic auf der Hannover-Messe 1964 vor. Diese transistorisierten „Punkt“-Richtmikrofone, wie sie prägnant bezeichnet werden, sind insbesondere für das Fernsehstudio geeignet. Sie arbeiten in HF-Schaltung und erreichen durch eine besondere Kombination des Interferenzprinzips mit dem Gradientenprinzip eine verhältnismäßig frequenzunabhängige keulenförmige Richtcharakteristik mit hohem Bündelungsgrad. Da sie auch gegen Wind und mechanische Erschütterungen sowie gegen Feuchtigkeit, Temperaturänderungen im Bereich $-10 \dots +70^\circ\text{C}$, elektrische und magnetische Felder weitgehend unempfindlich sind, ergeben sich auch außerhalb des Studios Anwendungsmöglichkeiten, zumal diese Mikrofone mit nur 55 cm Länge und 2 cm Durchmesser als überaus handlich zu bezeichnen sind.

Der Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor bei den Typen bei 1000 Hz ist etwa $4 \text{ mV}/\mu\text{bar}$, die Geräuschspannung nach DIN 45 405 (Spitzenwert) etwa $10 \mu\text{V}$ und die Ersatzlautstärke etwa 22 dB; die Übersteuergrenze liegt bei $150 \mu\text{bar}$. Das „MKH 804“ mit 100 Ohm Innenwiderstand ist für Verstärker-Eingangswiderstände $\geq 1000 \text{ Ohm}$ bestimmt, während das „MKH 805“ mit nur etwa 15 Ohm Innenwiderstand zum Anschluß an symmetrische Verstärker eingänge mit $\geq 200 \text{ Ohm}$ Eingangswiderstand geeignet ist. Die Speisung des „MKH 804“ erfolgt über eine am Tuchel-Stecker angeschlossene Ader mit 7 ... 8 V (5 mA), während für das „MKH 805“ keine besondere Ader erforderlich ist. Es ist deshalb besonders für große Studios mit Zentralspeisung geeignet; hierfür stehen entsprechende Netzgeräte zur Verfügung.



Oben: Seitenansicht der neuen Punkt-Richtmikrofone „MKH 804“ und „MKH 805“ von Sennheiser electronic



Richtcharakteristik der Punkt-Richtmikrofone für die Frequenzen 0,2, 0,5, 1, 2 und 5 kHz

Die elektronische Schmalfilmsynchronisation

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 16, S. 592

1.4. Möglichkeiten zur elektronischen Kopplung

Unter elektronischer Kopplung soll im folgenden verstanden werden, daß die Geschwindigkeit oder die insgesamt abgelaufene Länge des Tonbands nicht mehr durch irgendwelche mechanischen Mittel kontrolliert wird, sondern durch Abtastung einer auf dem Tonband parallel zur Tonspur verlaufenden magnetischen Aufzeichnung. Diese Aufzeichnung bildet die sogenannte „magnetische Perforation“, das heißt, entsprechend der Perforation beim Film trägt jede Längeneinheit des Bandes eine bestimmte Anzahl magnetisch aufgezeichneter Impulse oder Schwingungen. Dann kann man wieder durch Phasenvergleich feststellen, ob der Film dem Band vor- oder nachelt.

Alle derartigen Verfahren erfordern einen zusätzlichen Synchron- oder Pilottonkopf in dem verwendeten Tonbandgerät. Die Anforderungen an den Projektor sind dagegen je nach Verfahren verschieden. Grundsätzlich unterscheidet man zwei Verfahren, die beide ihre Vorteile und Nachteile haben und hier gegenübergestellt werden sollen.

1.4.1. Pilottonverfahren

Hierbei ist auf dem Band eine Sinusspannung niedriger Frequenz, meistens 50 Hz, aufgezeichnet, die nach Verstärkung in einem Leistungsverstärker einen Synchronmotor speist, der den Projektor antreibt. Dieses sehr einfache Verfahren erfordert keine Vorrichtungen im Projektor zur Kontrolle seiner Geschwindigkeit, denn es stellt keine Regelung, sondern nur eine Steuerung dar. Der Projektor erhält mit der Frequenz der Motorspannung eine Information über die Momentangeschwindigkeit des Tonbandes, die seine Geschwindigkeit bestimmt.

Obwohl hierbei die Projektorgeschwindigkeit nicht kontrolliert wird, ist die Synchronisierung dieses Verfahrens sehr gut, da ein Synchronmotor nur synchron laufen oder aus dem Tritt fallen und stehenbleiben kann. Die Aufzeichnung des Pilottons ist ebenfalls sehr einfach, wenn man mit Netzfrequenz arbeitet. Das Verfahren wird daher in kommerziellen Anlagen oft angewendet. Für den Schmalfilmamateur scheidet es jedoch praktisch aus, da die Schwierigkeiten beim Umbau eines Projektors auf Synchronantrieb zu groß sind und für 8-mm-Projektoren auch keine geeigneten Motoren zur Verfügung stehen. Außerdem erfordert der Leistungsverstärker, der bei 50 Hz je nach Projektorart eine Leistung von 25 ... 40 W abgeben müßte, meistens einen erheblichen Aufwand.

1.4.2. Phasenvergleichsverfahren

Beim Phasenvergleichsverfahren erzeugt ein von der Bildwelle des Projektors gesteuerter Kontakt, Kollektor oder ähnliches eine der Bildfrequenz proportionale Impulsfolge. Auf dem Band ist eine Impulsfolge mit etwa gleichem Tastverhältnis, deren Frequenz der gewünschten Bildfrequenz entspricht, niederfrequent oder auch trägerfrequent aufgezeichnet.

Mit geeigneten Schaltungen wird die Phasenlage beider Impulsfolgen ständig miteinander verglichen und aus der Phasenabweichung eine Regelgröße abgeleitet, die die Geschwindigkeit des Projektors im gewünschten Sinne korrigiert. Läßt sich die Steuerung eines Kontakts durch die Bildwelle nicht durchführen, so kann die Impulsfolge auch aus der Bewegung des Films abgeleitet werden, indem man seine Perforation photoelektrisch abtastet. Der Aufwand liegt bei diesem Verfahren also hauptsächlich im eigentlichen Synchronisiergerät, das die aufzuzeichnenden Impulse erzeugen, nach der Wiederabtastung verstärken und den Phasenvergleich durchführen muß. Eine besonders einfache Schaltung ergibt sich, wenn man zum Phasenvergleich das bereits beschriebene Bauer-Synchronisierverfahren heranzieht, wobei man lediglich an Stelle des vom Tonband angetriebenen Kollektors ein Relais verwendet, das durch die auf dem Band aufgezeichnete Impulsfolge gesteuert wird.

Unter diesen Gesichtspunkten gesehen, scheint das Phasenvergleichsverfahren für die elektronische Synchronkopplung am geeignetesten zu sein. Um es jedoch ohne Frequenzregelung, die den Gesamtaufwand wesentlich erhöhen würde, anwenden zu können, müssen zwei Voraussetzungen erfüllt sein. Zunächst müssen die Frequenzen der beiden Impulsfolgen, die von der Bildwelle des Projektors und vom Tonband geliefert werden, schon im unregelten Zustand ungefähr übereinstimmen. Wie Bild 13 zeigt, dürfen die beiden Impulsfolgen nämlich nur so schnell gegenübereinander durchlaufen, daß der Regelvorgang mit Sicherheit innerhalb der für den Eingriff der Regelung zur Verfügung stehenden Zeit abgeschlossen ist. Läßt der Projektor also anfänglich schneller als das Tonbandgerät und wird er durch die Regelung gebremst, so muß die Frequenz der von der Bildwelle abgegebenen Impulsfolge nach Ablauf dieser Zeit gleich oder kleiner als die Frequenz der vom Tonband gelieferten Impulsfolge sein.

Um dies zu veranschaulichen, ist im Bild 13a zunächst der Fall dargestellt, daß keine Regelung auf den Projektor wirkt. Das Band soll eine Impulsfolge mit

$f_1 = 16$ Hz liefern, und der Projektor soll im freien Lauf mit der Drehzahl $n_L = 18$ U/s laufen. Die vom Projektor abgegebene Impulsfolge hat also die Frequenz $f_2 = 18$ Hz. Bei dieser Frequenzabweichung ist, wie die maßstäbliche Darstellung zeigt, die Grenze des Ziehberreichs nach $4 \cdot T_1 = 0,25$ s erreicht. Zu diesem Zeitpunkt müßte also $f_2 = f_1$ sein. Wäre das nicht der Fall, so würde der Motor bei weiterer Phasenverschiebung nicht mehr gebremst, sondern wieder beschleunigt werden, und es könnte kein Einlauf in die Phasensynchronisation erfolgen. Die Drehzahl des Projektors würde dann ständig im Bereich zu hoher Werte pendeln. Da f_2 aber infolge der Schwungmasse des Projektors nicht plötzlich, sondern nur kontinuierlich auf den Wert f_1 absinken kann, muß f_2 von Anfang an sinken, wenn nach Bild 13b die Drehzahl geregelt wird. Dann verringert sich aber die mit jeder Halbperiode neu hinzukommende Phasenverschiebung von einer Halbperiode zur anderen, und damit verlängert sich die Zeit bis zum Erreichen der Grenze des Ziehberreichs. Es ergeben sich also günstigere Bedingungen für den Einlauf. Im Bild 13b ist daher nach $4 \cdot T_1 = 0,25$ s erst die Hälfte des Ziehberreichs ausgenutzt; die Regelung ist aber schon so weit fortgeschritten, daß die Phasenänderung bereits rückläufig ist.

Im Bild 13b wurde eine bestimmte Bremswirkung willkürlich angenommen. Die tatsächliche Ablauf des Bremsvorgangs hängt vom Trägheitsmoment, dem heißt vom Trägheitsmoment aller im Projektor rotierenden Teile, und der Größe der auf den Motor wirkenden elektrischen und mechanischen Brems- und Antriebsmomente ab.

Die zweite Voraussetzung ist, daß die Leerlaufzahl n_L (darunter soll im folgenden die Drehzahl im freien Lauf ohne Eingriff der Regelung verstanden werden) unter allen Betriebsbedingungen (Änderung von Spannungen, Betriebstemperatur, Schmierung usw.) stets in gleicher Richtung von der Synchrondrehzahl abweicht, da die Zuschaltung des Regelkreises nur entweder bremsend oder beschleunigend wirken kann.

Da niedrigere Bildfrequenzen als 16 B/s wegen des damit verbundenen Flimmerns

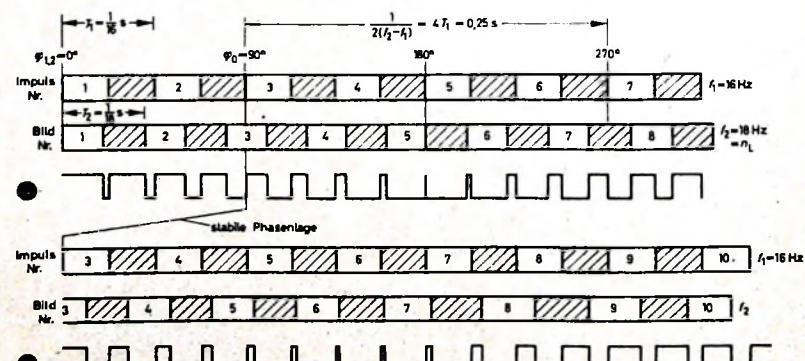


Bild 13. Phasenverhältnisse beim Einlaufvorgang der Synchronisation; a) ohne Regelung, b) mit Regelung

bei nichtsynchronisierter Vorführung unerwünscht sind, wird man die Leerlaufdrehzahl immer höher als 16 B/s einstellen und die Regelung bremst den Motor zu lassen. Hierzu sollte man für Kollektormotoren die Schaltung nach Bild 6a beziehungsweise 7a benutzen, während für Asynchronmotoren die Schaltung nach Bild 6c beziehungsweise 7b zweckmäßiger ist, weil diese Motoren bei schwacher Belastung auf Spannungsänderung nur wenig reagieren.

Es leuchtet ein, daß die genannten Voraussetzungen an sich bereits im Moment des Einschaltens vorhanden sein müßten, da sich sonst nach den bisherigen Betrachtungen ein synchroner Zustand nicht einstellen kann. Da aber jeder Projektor eine gewisse Zeit zum Erreichen der vollen Drehzahl benötigt, muß die Einschaltung des Regelkreises um diese Zeitspanne verzögert werden. Das gilt für ein elektronisches Verfahren ebenso wie für das mechanisch-elektrische des Bauer-Systems; nur die mechanischen Längenvergleichsverfahren sind von den Anlaufbedingungen unabhängig. Bauer-Projektoren ha-

setzt. Am einfachsten erfolgt das durch ein verzögert schaltendes Relais im Synchronisiergerät. Die Verzögerung soll jedoch nicht länger dauern, als für den Hochlauf des Projektors unbedingt erforderlich ist, da sonst die Einsatzgenauigkeit der Synchronisation unnötig verschlechtert wird.

1.5. Untersuchung der Synchronisierfähigkeit von Projektoren

Es soll nun ein Verfahren angegeben werden, mit dem sich das Regelverhalten beliebiger Projektoren vorausbestimmen läßt. Es sei aber ausdrücklich betont, daß Bauer-Projektoren bereits mechanisch so ausgelegt sind, daß sie sich für eine Phasensynchronisation eignen. Bei anderen, besonders älteren Projektortypen ist es jedoch empfehlenswert, sich vor dem Aufbau eines Synchronisators einen Überblick über die zu erwartenden Regeleigenschaften des Projektors zu verschaffen. Man vermeidet dadurch zeitraubende Versuche und die Gefahr von Mißverfolgungen.

Die analytische Ermittlung der Zeitabhängigkeit des Frequenz- und Phasenverlaufs

liche Wechselbeziehung zwischen Regelabweichung und Regeleinwirkung voraussetzt. Hier wirkt sich aber jede Frequenzänderung über die Phasenverschiebung der beiden Schaltfolgen erst nach einer gewissen Zeit aus, nämlich wenn die nächste Umschaltung eines Schalters erfolgt, so daß sich eine schrittweise Regelung ergibt. Daher ist es besser, die Berechnung schrittweise nach einem grafischen Verfahren durchzuführen, was zwar mehr Rechenarbeit, aber weniger mathematische Kenntnisse erfordert. Für den Fall, daß die Leerlaufdrehzahl um 2 U/s höher als die Synchrondrehzahl ist oder sich auf diesen Wert bringen läßt, wurde die gesamte Berechnungsarbeit bereits durchgeführt und das Ergebnis in Form von Regelkurven dargestellt, aus denen sich das Regelverhalten unmittelbar ablesen läßt.

Für andere Leerlaufdrehzahlen müssen die Kurven jedoch erst berechnet werden. Dazu geht man von der Darstellung im Bild 15 aus. Sie hat allgemeine Gültigkeit, wenn die im Abschnitt 1.2. genannte Bedingung erfüllt ist, daß sich bei 50 % Einstaltdauer von R_b , das heißt $\varphi = 90^\circ$, die

Bild 14. Kombination des Kollektors S 1 mit den Fliehkratzschaltern S3 und S4 nach Bild 7b; a) Ersatzschaltung, b) mechanische Ausführung

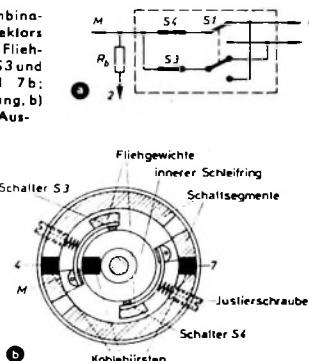


Bild 15. Abhängigkeit des resultierenden Drehmoments des Projektors von Drehzahl n und Phasenwinkel φ

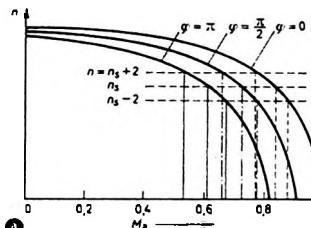
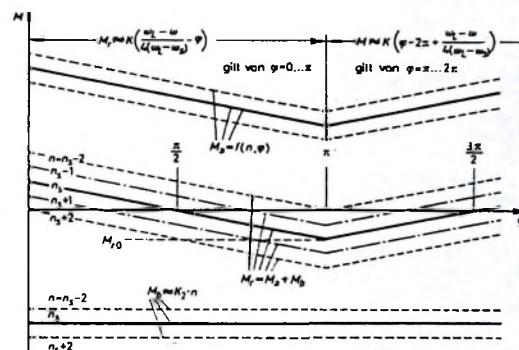
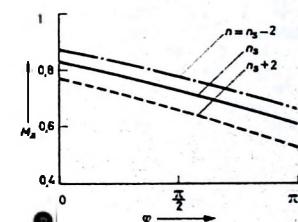


Bild 16. Ermittlung des Antriebsmomentes M_a in Abhängigkeit von n und φ aus den Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien des Asynchronmotors; a) Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien, b) Kennlinien $M_a = f(\varphi)$ mit n als Parameter



während des Regelvorgangs ist sehr schwierig. Der allgemeine Ansatz führt auf eine komplizierte Differentialgleichung, die sich nicht geschlossen lösen läßt. Für den speziellen Fall, daß die Phasenverschiebung $\varphi - \varphi_0 = 90^\circ$ während des Regelvorgangs nie überschritten wird, erhält man die Differentialgleichung einer gedämpften Regelschwingung. Beim Überschreiten der Grenzlage ergeben sich je nach den Anfangsbedingungen mehrere Möglichkeiten, die entweder sofort zum Einstufen in die stabile Phasenlage $\varphi_0 = \pi/2$ oder zunächst in die instabile Lage $\varphi = 3\pi/2$ führen, aus der dann bei der nächsten Störung in einem weiteren Regelvorgang entweder der Rücklauf in die erste stabile Lage $\varphi_0 = \pi/2$ oder in die folgende $\varphi_0' = 2\pi + \pi/2$ erfolgt. Im zuletzt genannten Fall wird die Synchronisation jedoch um ein Bild verschoben.

Sollen Projektoren, die keine derartigen Fliehkratzschalter enthalten und auch keinen Einbau derselben zulassen, dennoch elektronisch synchronisiert werden, so muß man auf andere Weise dafür sorgen, daß die Synchronisation verzögert ein-

stellt. Bei dieser Drehzahl muß dann für $\varphi = 90^\circ = \pi/2$ Gleichgewicht zwischen Antriebsmoment M_a und Bremsmoment M_b herrschen. Das resultierende Drehmoment bei Synchrondrehzahl M_{rs} muß dann also Null sein. Bei größerer Drehzahl n wird M_b infolge erhöhter Reibungskräfte größer, bei kleinerer entsprechend kleiner.

Das Antriebsmoment M_a verkleinert sich dagegen mit größerer Drehzahl und ändert sich außerdem noch in Abhängigkeit vom Phasenwinkel φ , wie Bild 16 zeigt (Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien eines Asynchronmotors). Genaugenommen ergibt sich aus Bild 16a für M_a als Funktion von n und φ die im Bild 16b dargestellte Abhängigkeit. Praktisch kann man jedoch die Unsymmetrie der Kennlinien für $n = n_s + 2$ und $n = n_s - 2$ bezüglich der Kennlinie für $n = n_s$ vernachlässigen und kommt dann zu der vereinfachten Darstellung im Bild 15. Addiert man für die

betrachteten Drehzahlen jeweils Antriebs- und Bremsmoment unter Berücksichtigung des Vorzeichen, so erhält man für jede Drehzahl das resultierende Moment

$$M_r = M_a + M_b$$

in Abhängigkeit von φ . Die Drehzahländerung des Projektors und damit auch die Frequenzänderung der Impulsfolge ist nun in jedem Zeitpunkt nach der Grundgleichung für die beschleunigte Rotationsbewegung

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_r}{\Theta}$$

diesem Moment direkt proportional, wobei M_r/Θ je nach dem Vorzeichen von M_r eine Beschleunigung oder Bremsung der Rotationsbewegung darstellt. In der Gleichung bedeutet $\omega = 2\pi n$ die Winkelgeschwindigkeit, also eine mechanische Größe, und Θ das Massenträgheitsmoment des Projektors.

Nach Bild 17 ergänzt man nun die drei M_r -Kennlinien durch lineare Zwischenunterteile zu einem Kennlinienfeld, dessen Kennlinien den Abstand $n = 0,2$ haben und das mit den Achsen M_r und φ ein schiefwinkeliges Koordinatensystem bildet. Eine absolute Festlegung des Drehmomentmaßstabes ist nicht notwendig. Es genügt ein relativer Maßstab, bezogen auf das maximale Moment M_{r0} bei der Synchrondrehzahl (bei $\varphi = 0^\circ$ beziehungsweise $\varphi = \pi = 180^\circ$).

Das Regelverhalten des Projektors läßt sich durch die Anfangsbremse $b_0 = M_{r0}/\Theta$ ausdrücken, die auftritt, wenn ein Projektor mit dem Massenträgheitsmoment Θ aus der Leerlaufdrehzahl mit dem Maximumbremsmoment bei Synchrondrehzahl M_{r0} (Bild 17) abgebremst wird. Dies ist zweckmäßig, da M_{r0} und Θ unbekannt sind, ihr Quotient b_0 jedoch durch einen einfachen Versuch bestimmt werden kann. Die Anfangsbremse b_0 hat die Dimension $1/s^2$. Ihr Zahlenwert wird für die grafische Berechnung zweckmäßigerweise in U/s je Halbperiode der Vergleichsfrequenz f_1 angegeben, da dann der Zahlenwert der Drehzahländerung n_2 beziehungsweise der Frequenzänderung f_2 innerhalb des Regelzeitraums $T_{1/2}$ gleich dem Zahlenwert von b ist. Für die Bremse mit einem beliebigen Moment $M_r < M_{r0}$ ist dann b um den Faktor M_r/M_{r0} kleiner als b_0 .

Der Beginn der Synchronisation wird bei $\varphi = 0$ angenommen. In diesem Fall steht die gesamte Zeit von $\varphi = 0$ bis $\varphi = \pi$ zur Bremse zur Verfügung. Diese Zeitspanne muß zur Synchronisation genügen. Bei $\varphi > 0$ reicht die verbleibende Zeit aber unter Umständen zur Synchronisation nicht mehr aus. Auf jeden Fall kann der Projektor jedoch in dieser Zeit nur langsam und nie schneller, als es der Leerlaufdrehzahl entspricht, laufen, so daß dann mit Beginn der nächsten Periode des Phasendurchlaufs, das heißt bei $\varphi = 2\pi$, die Synchronisation wie angenommen beginnt.

Nach dem Muster von Tab. I in Verbindung mit Bild 17 kann man für eine beliebige Anfangsbremse b_0 den Regelverlauf grafisch ermitteln und erhält damit eine Aussage über die Regelstabilität. Hierzu wird in der ersten Zeile der Tabelle in der Spalte 3 die Leerlauffrequenz eingesetzt, und dann werden daraus die Spalten 4 bis 7 berechnet. Die Werte der Spalten 3 und 7 (18 U/s, 0,110 π) ergeben

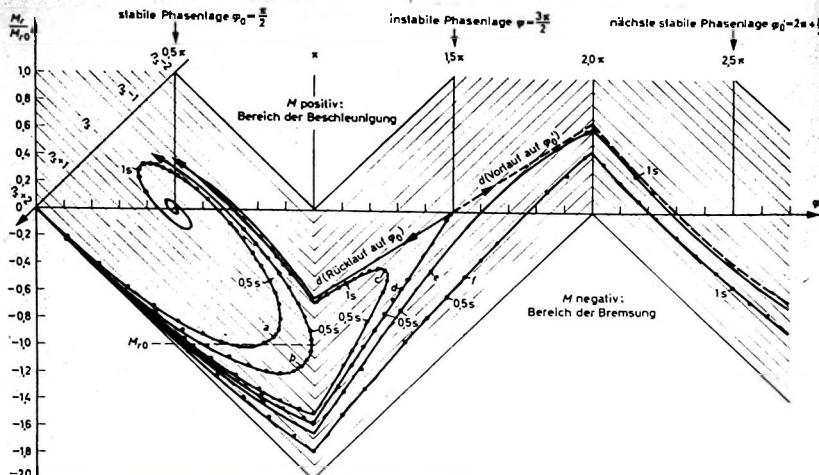


Bild 17. Grafische Ermittlung des Einlaufvorgangs für $n_L = n_1 + 2$ und die Anfangsbremse 0,2 (a), 0,15 (b), 0,1 (c), 0,09 (d), 0,08 (e) und 0,05 (f) U/s je Halbperiode von f_1 ,

den ersten Punkt der Regelkurve im schiefwinkeligen Koordinatensystem. Für diesen Punkt liest man an der M_r -Achse den Wert $M_r/M_{r0} = -0,22$ ab und trägt ihn in die zweite Zeile der ersten Spalte ein. Dann berechnet man hieraus die Werte für die Spalten 2 bis 7, aus denen sich die Koordinaten des zweiten Punktes ergeben, usw. Für die Kurve a im Bild 17 wurde eine Anfangsbremse von $b_0 = 0,2$ U/s je Halbperiode von $f_1 (1/31 s)$, also eine Änderung der Winkelgeschwindigkeit von

$$\frac{d\omega}{dt} = 2\pi \cdot \frac{dn}{dt} = 2\pi \cdot \frac{0,2}{1} = 2\pi \cdot 6,4 \text{ s}^{-2}$$

angenommen. Da der Projektor je Umdrehung der Bildwelle einen Impuls abgibt, entsprechen die mechanischen Größen n und $\omega = 2\pi n$ den elektrischen Größen f_2 und $\omega_2 = 2\pi f_2$ in den Bildern 9, 11 und 13. Im Bild 17 sind außerdem noch die Regelkurven für die Anfangsbremse 0,15, 0,1, 0,09, 0,08 und 0,05 U/s je Halbperiode von f_1 (entsprechend $d\omega/dt = 2\pi \cdot 4,8 \text{ s}^{-2}$, $2\pi \cdot 3,2 \text{ s}^{-2}$, $2\pi \cdot 2,88 \text{ s}^{-2}$, $2\pi \cdot 2,55 \text{ s}^{-2}$ und $2\pi \cdot 1,6 \text{ s}^{-2}$) eingetragen. Man erkennt aus der Darstellung, daß die Grenze der Stabilität bei einer Anfangsbremse von 0,1 U/s je Halbperiode liegt. Oberhalb dieses Wertes stellt sich die stabile Phasenlage $\varphi = 90^\circ = \pi/2$ nach einer gedämpften Regelschwingung ein. Bei kleineren Werten führt dagegen der Regelvorgang zur instabilen Phasenlage $\varphi = 3\pi/2$ (s. a. Abschnitt 1.3. und Bild 11), und von dort erfolgt dann bei der ersten Störung der Übergang in eine stabile Lage. Bei noch geringerer Bremse erstreckt sich der Synchronisierungsvorgang schließlich über mehrere Perioden des Phasendurchlaufs – unter Umständen über mehrere Sekunden – oder kommt überhaupt nicht zu stande. Die Drehzahl pendelt dann ständig im Bereich zu hoher Werte.

Von der Kenntnis der Regelkennlinien ausgehend, kann man das Regelverhalten eines beliebigen Projektors mit einem verhältnismäßig einfachen Versuch und einer kurzen Rechnung vorausbestimmen. Hierzu benötigt man eine stroboskopische Lichtquelle, die man mit einer Kippglimmlampe nach Bild 18 leicht aufbauen kann.

Die Schaltung soll Kippschwingungen mit der Synchronfrequenz erzeugen. Dies wird zweckmäßigsterweise mit einem Oszilloskop kontrolliert, der vom Netz synchronisiert ist. Bei einer gewählten Synchronfrequenz von $16^{2/3}$ Hz (B) muß sich ein stillstehendes Oszillosogramm ergeben, während es bei 16 Hz mit einer Geschwindigkeit von

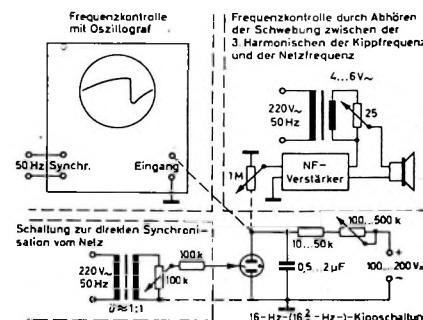
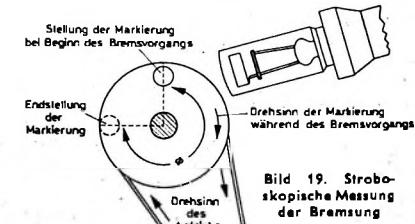


Bild 18. Schaltung einer Stroboskop-Lichtquelle mit Hilfschaltungen zur Frequenzbestimmung



digkeit von $1/3$ Perioden/s durchläuft. Ist kein Oszilloskop vorhanden, dann kann man sich durch Abhören der Schwingung zwischen der 3. Harmonischen der Kippfrequenz und der Netzfrequenz helfen. Nun wird eine Riemenscheibe oder Steuernocke auf der Bildwelle des Projektors an einer Stelle ihres Umfangs mit einer auffälligen weißen Markierung versehen und dieser Teil nach Bild 19 mit der Lichtquelle bei verdunkeltem Raum beleuchtet. Zuerst bestimmt man die Leerlaufdrehzahl. Die Markierung dreht sich dabei

Tab. I. Berechnung eines Bremsvorgangs für $T_1 = 62,5$ ms ($f_1 = 16$ Hz), $f_{20} = 18$ Hz und $b_0 = 0,2$ U/s je Halbperiode¹⁾

$\frac{M_r}{M_{r0}}$	$\frac{d f_2 - f_2}{b \cdot \frac{M_r}{M_{r0}}}$	$f_2 - f_{20} - d f_2$	$T_2 = \frac{1}{f_2}$	$d T_2 = T_1 - T_2$	$\frac{d \varphi_{1,2} = \varphi_{1,2} - \pi}{d T_2 \cdot \pi^2}$	$\varphi_{1,2} = \sum d \varphi_{1,2}$
	[U/s]	[U/s]	[ms]	[ms]		
0	0	18	55,6	6,9	0,11 π	0,11 π
-0,22	-0,04	17,98	55,7	6,8	0,11 π	0,22 π
-0,44	-0,08	17,87	55,9	6,8	0,105 π	0,325 π
-0,60	-0,12	17,75	56,3	6,2	0,098 π	0,424 π
-0,75	-0,15	17,60	56,8	5,7	0,091 π	0,515 π
-0,80	-0,18	17,44	57,3	5,2	0,083 π	0,598 π
-0,90	-0,18	17,28	57,9	4,8	0,073 π	0,671 π
-0,95	-0,19	17,07	58,6	3,9	0,063 π	0,734 π
-1,00	-0,20	16,87	59,3	3,2	0,051 π	0,786 π
-1,00	-0,20	16,67	60,0	2,5	0,040 π	0,825 π
-1,00	-0,20	16,47	60,7	1,8	0,028 π	0,854 π
-0,95	-0,19	16,28	61,5	1,0	0,016 π	0,870 π
-0,90	-0,18	16,10	62,1	0,4	0,006 π	0,876 π
-0,80	-0,16	15,94	62,7	0,2	-0,003 π	0,873 π
-0,70	-0,14	15,80	63,3	0,8	-0,013 π	0,860 π
-0,60	-0,12	15,68	63,8	1,3	-0,021 π	0,839 π
-0,50	-0,10	15,58	64,2	1,7	-0,027 π	0,812 π
-0,40	-0,08	15,50	64,5	2,0	-0,032 π	0,780 π
-0,30	-0,06	15,44	64,7	2,2	-0,035 π	0,745 π
-0,20	-0,04	15,40	64,9	2,4	-0,039 π	0,706 π
-0,10	-0,02	15,38	65,0	2,5	-0,040 π	0,660 π
0	0	15,38	65,0	2,5	-0,040 π	0,620 π
+0,10	+0,02	15,40	64,9	2,4	-0,039 π	0,581 π
+0,15	+0,03	15,43	64,8	2,3	-0,038 π	0,543 π
+0,20	+0,04	15,47	64,6	2,1	-0,033 π	0,510 π
+0,25	+0,05	15,52	64,4	1,9	-0,030 π	0,480 π
+0,30	+0,06	15,58	64,2	1,7	-0,027 π	0,453 π
+0,30	+0,06	15,64	63,9	1,4	-0,022 π	0,431 π
+0,30	+0,06	15,70	63,7	1,2	-0,019 π	0,412 π
+0,30	+0,06	15,76	63,5	1,0	-0,018 π	0,396 π
+0,30	+0,06	15,82	63,2	0,7	-0,012 π	0,384 π
+0,30	+0,06	15,88	63,0	0,5	-0,008 π	0,376 π
+0,30	+0,06	15,94	62,7	0,2	-0,003 π	0,373 π
+0,30	+0,06	16,00	62,5	0	0	0,373 π
+0,25	+0,05	16,05	62,3	+0,2	+0,003 π	0,378 π
+0,25	+0,05	16,10	62,1	+0,4	+0,008 π	0,382 π
+0,20	+0,04	16,14	61,9	+0,6	+0,010 π	0,382 π
+0,15	+0,03	16,17	61,8	+0,7	+0,011 π	0,403 π

¹⁾ Jeder Schritt entspricht dem Abstand $T_1/2 = 1/32$ s, woraus sich auf den Regelkurven ein direkter Zeitmaßstab ergibt.

²⁾ im Bogenmaß

scheinbar mit der Differenz zwischen Leerlauf- und Synchrongrunddrehzahl. Da diese Differenz klein ist (1...3 U/s), kann sie durch Auszählen und Stoppen einer Anzahl Umdrehungen bestimmt werden. Liefert die Leerlaufdrehzahl um mehr als 2 U/s über der Synchrongrunddrehzahl, so kann man sie durch Einbau eines festen, von der Regelung unabhängigen Zusatzbremswiderstandes zunächst auf $n_L = n_s + 2$ herabsetzen, damit sich die Regelkurven im Bild 17 verwenden lassen. Diese Vorbremse verbessert auch das Synchronisierverhalten.

Anschließend bremst man den Projektor durch einen entsprechend der gewählten Synchronisierschaltung angeschalteten regelbaren Widerstand so weit ab, bis die Markierung stillzustehen scheint; der Projektor läuft nun mit Synchronfrequenz. Die Einstellung des Widerstands wird fixiert und der Widerstand zunächst wieder abgeschaltet. Dann schaltet man den Projektor unbremst ein, lässt ihn die volle Leerlaufdrehzahl erreichen, beobachtet den langsamem Umlauf der Markierung und schaltet bei einer bestimmten, leicht zu merkenden Stellung der Markierung den Bremswiderstand wieder ein. Die Markierung dreht sich jetzt noch ein Stück mit ständig abnehmender Winkelgeschwindigkeit weiter und bleibt schließlich unter einem bestimmten Winkel ϕ zur Ausgangsstellung stehen. Dieser Winkel ist zu bestimmen, wobei eine grobe Schätzung genügt. Zweckmäßigerverweise führt man diesen Versuch mehrmals durch und bestimmt den Mittelwert von ϕ . Daraus lässt sich die Anfangsbremse

b_0 mit folgender Rechnung ermitteln, weil im Zeitpunkt der Einschaltung des auf die beschriebene Weise voreingestellten Widerstandes bei Leerlaufdrehzahl gerade das nach Bild 17 maximal mögliche Bremsmoment $M_r = M_{r0}$ auftritt. Für diesen Fall wurde aber b_0 definiert.

Die Abweichung der Drehzahl von der Synchrongrundzahl während des Bremsvorgangs sei n , ihr Anfangswert bei Beginn der Bremsung sei n_0 . Dann gilt allgemein

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_r}{\Theta},$$

worin $\omega = 2\pi n$ ist.

Am Ende des Bremsvorgangs herrscht Gleichgewicht ($M_r = 0$) zwischen dem Antriebsmoment M_{as} und dem Bremsmoment M_{bs} bei Synchronfrequenz. Während des Bremsvorgangs ist $M_b > M_{bs}$ und $M_a < M_{as}$, also $M_r < 0$.

Da nach Bild 17 im Bereich $n_0 > n > 0$ annähernd $M_r = K \cdot \omega$ gilt, erhält man

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_r}{\Theta} = \frac{K \cdot \omega}{\Theta} = c_1 \cdot \omega$$

$$\frac{d\omega}{\omega} = c_1 \cdot dt$$

$$\int \frac{d\omega}{\omega} = \int c_1 \cdot dt$$

$$\ln \omega = c_1 \cdot t + c_2$$

$$\omega = e^{c_1 \cdot t + c_2}$$

Ferner gilt für den Drehwinkel der Projektorelle

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}$$

$$d\varphi = \omega \cdot dt$$

$$\varphi = \int \omega \cdot dt = \int e^{c_1 \cdot t + c_2} dt$$

$$\varphi = \frac{1}{c_1} e^{c_1 \cdot t + c_2} = \frac{\omega}{c_1} + c_3. \quad (2)$$

In Gl. (1) und Gl. (2) sind c_1 , c_2 und c_3 Integrationskonstanten, die sich aus den Randbedingungen für den Beginn ($t = 0$: $n_0 = 2$, $\omega_0 = 4\pi$, $\varphi_0 = 0$) und das Ende ($t = T$: $n_T = 0$, $\omega_T = 0$, $\varphi_T = \phi$) des Bremsvorgangs zu

$$c_1 = -\frac{4\pi}{\Theta}, \quad c_2 = \ln 4\pi, \quad c_3 = \phi$$

ergeben. Damit erhält man

$$\omega = 4\pi \cdot e^{-\frac{4\pi}{\Theta} t}$$

$$n = 2e^{-\frac{4\pi}{\Theta} t}$$

Nach der ersten Halbperiode ($t = 1/32$ s) ist die Drehzahlabweichung des Projektors auf

$$n_1 = 2e^{-\frac{4\pi}{32}} = 2e^{-\frac{\pi}{8}} = 0,988 \quad (4)$$

abgesunken. Wurde, wie im Bild 19 dargestellt, der Winkel $\phi = 1,5\pi$ gemessen, so wird

$$n_1 = 2e^{-\frac{1}{16}} = 2e^{-0,063} = 1,84$$

und die Anfangsbremse $b_0 = n_0 - n_1 = 0,16$ U/s je Halbperiode von f_1 (entsprechend $d\omega/dt = 2\pi \cdot 4,94$). Nach Bild 17 ist bei dieser Anfangsbremse das Regelverhalten des Projektors stabil. Der Phasenwinkel $\varphi = \pi/2$, bezogen auf die stabile Phasenlage, wird nicht überschritten.

Ebenso erhält man für jeden anderen gemessenen Winkel ϕ durch Einsetzen in Gl. (4) sofort eine Aussage über das Regelverhalten. Für andere Werte von n_0 sind lediglich die Integrationskonstanten neu zu bestimmen. (Fortsetzung folgt)

Lehrgänge

Philips-Fernsehlehrgänge in Hamburg

Die Fernsehschulung für den Fachhandel wird Anfang September 1964 mit zunächst sieben Lehrgängen fortgesetzt, und zwar vom 1.9. bis 4.9.1964, vom 8.9. bis 11.9.1964, vom 15.9. bis 18.9.1964, vom 22.9. bis 25.9.1964, vom 29.9. bis 2.10.1964, vom 6.10. bis 9.10.1964 sowie vom 13.10. bis 16.10.1964. Anmeldeformulare für diese Kurse sind bei allen Philips-Filialbüros zu erhalten.

3. dhf-Fachhandels-Seminar

Vom 14. bis 16.9.1964 findet in Bad Soden (Taunus) das 3. dhf-Fachhandels-Seminar statt. Der erste Tag wird mit Vorträgen und Diskussionen über technische Fragen ausgefüllt, der zweite Tag gehört der Praktikumsarbeit (Vorführtechnik usw.), und der dritte Tag ist den absatzwirtschaftlichen Problemen (Verkaufsgespräch, Werbung, Verkaufsförderung usw.) vorbehalten.

Anmeldungen nimmt das dhf, 6 Frankfurt a.M., Rüdesheimer Str. 22, entgegen. Die Teilnehmergebühr beträgt 70 DM.

Einfaches Gleichstrom-Röhrenvoltmeter mit 100 MΩm Eingangswiderstand

Meßbereiche: 0 ... 0,5 ... 5 ... 50 ... 500 ... 5000 ... 50000 V

Um zu einem relativ einfachen, für jeden erschwinglichen und doch guten Röhrenvoltmeter mit hohem, gleichbleibendem Eingangswiderstand auf allen Meßbereichen zu gelangen, wurden zahlreiche Schaltungen untersucht. Folgende Gesichtspunkte waren für die endgültige Schaltungswahl ausschlaggebend:

1. 100 MΩm Eingangswiderstand auf allen Meßbereichen, um auch an hochohmigen Schaltgliedern unverfälschte Messungen durchführen zu können.
2. Gute Konstanz gegen Netzspannungsschwankungen ohne besondere Spannungsstabilisierung.
3. Einfache Meßbereichumschaltung.
4. Es sollen positive und negative Spannungen gemessen werden können.

Zu 1.: 100 MΩm Eingangswiderstand sind durch eine entsprechende Bemessung des an den Eingangsbuchsen liegenden Gesamtwiderstandes der Voltmeterschaltung zu erreichen.

Zu 2.: Eine weitgehende Unempfindlichkeit gegen normale Spannungsschwankungen hat die Brückenschaltung nach Bild 1, da sich Spannungsänderungen in jedem

100 MΩm beibehalten werden soll. Ein Gitterableitwiderstand, der größer als 1 MΩm ist, führt aber bei den üblichen Röhren zu Gitterfehlströmen, die sich so auswirken, als ob an den Eingangsklemmen des Voltmeters eine positive Spannung in der Größenordnung von einigen zehntel Volt liegen würde.

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, wird bei zahlreichen Röhrenvoltmetern ein gleichartig aufgebauter Spannungsteiler auch in den Gitterkreis der zweiten Röhre gelegt. Hierbei übersieht man oft, daß der Nullpunkt abgleich auf dem niedrigsten Meßbereich durch entsprechend bemessene Spannungsteiler wohl zu erreichen ist, sich aber bei Anschluß des Meßobjekts ganz andere Verhältnisse für die wirksamen Gitterableitwiderstände ergeben. Dabei wird nämlich der Innenwiderstand des Meßobjekts, der meistens kleiner als 1 MΩm ist, als Gitterableitwiderstand der Eingangsrohre wirksam, so daß der Gitterfehlstrom einen anderen Spannungsabfall als bei der zweiten Röhre mit ihrem hohen Gitterableitwiderstand hervorruft. Der Nullpunkt abgleich wird in diesem Augenblick illusorisch, und

weise auswirkt, so daß sich Schwierigkeiten, wie sie vorhin beschrieben wurden, nicht ergeben können. Leider führt diese Schaltung beim Messen leicht zu Unstabilitäten, da das Gehäuse des Röhrenvoltmeters, das normalerweise kapazitiv mit dem Minuspol des Netzteils verbunden ist, ein ganz anderes Spannungspotential hat als das Gehäuse des Meßobjekts, das im allgemeinen einen Meßpol darstellt. Außerdem bewirkt jede Berührung des Röhrenvoltmetergehäuses einen Ausschlag des Meßinstruments.

Die endgültig gewählte Schaltung zeigt Bild 4. An Stelle der gerade vorhandenen Röhre E 90 CC eignet sich auch jede andere Doppeltriode, nur muß der Kathodenwiderstand etwas geändert werden, damit die Röhren auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie arbeiten.

Bei dem Eingangsspannungsteiler fällt auf, daß der 90-MΩm- und der 9-MΩm-Widerstand unterteilt sind. Das ist eine Vorsichtsmaßnahme gegen eine Überbelastung bei der Messung hoher Spannungen. Wenn der höchste Bereich tatsächlich bis zu einer Spannung von 50 000 V ausgenutzt werden soll, sind allgemein größere

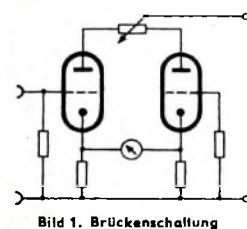
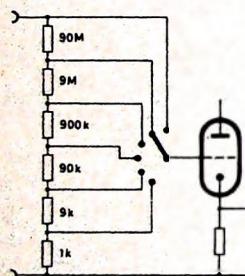
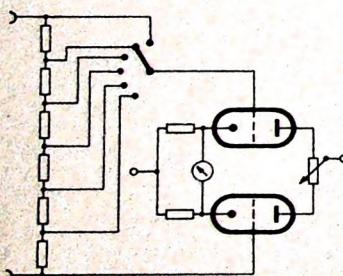


Bild 1. Brückenschaltung



Brückenzweig gleichsinnig auswirken, so daß das Brückengleichgewicht erhalten bleibt.

Zu 3.: Die einfache Meßbereichumschaltung ist die am schwierigsten zu lösende Aufgabe beim Röhrenvoltmeter, da ein umschaltbarer Spannungsteiler im Gitterkreis der Eingangsrohre (Bild 2) zwangsläufig zu hohen Gitterableitwiderständen bei den niedrigsten Meßbereichen führt, wenn der hohe Eingangswiderstand von

Bild 2. Meßbereichumschaltung

Bild 3. Eingangsschaltung, bei der sich der Widerstand des Meßobjekts auf beide Gitter in gleicher Weise auswirkt

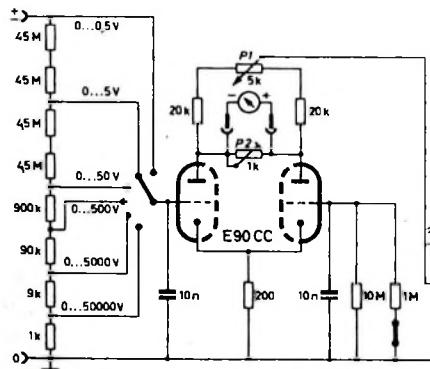
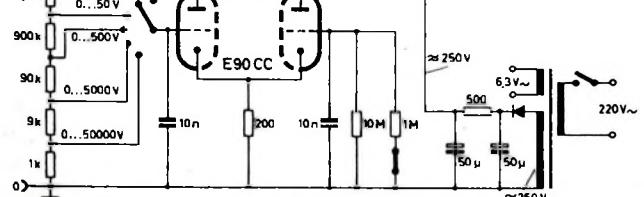


Bild 4. Endgültige Schaltung des Gleichstrom-Röhrenvoltmeters mit 100 MΩm Eingangswiderstand



man erhält ein falsches Meßergebnis. Da her haben die Röhrenvoltmeter meistens auch nur einen Eingangswiderstand von höchstens 10 MΩm im niedrigsten Meßbereich.

Wie man die Schwierigkeit umgehen kann, ohne das Röhrenvoltmeter durch zusätzliche Hilfsspannungsteiler zu komplizieren, wird noch ausgeführt.

Zu 4.: Um sowohl positive als auch negative Spannungen messen zu können, ist es notwendig, die Röhren als A-Verstärker mit dem Arbeitspunkt in der Mitte des geradlinigen Teils der Kennlinie zu betreiben.

Endgültige Schaltung

Vor der Beschreibung der endgültigen Schaltung sei noch erwähnt, daß auch die Eingangsschaltung nach Bild 3 erprobt wurde, bei der sich der Widerstand des Meßobjekts auf beide Gitter in gleicher

Vorsichtsmaßnahmen erforderlich: sehr gute Isolation zwischen Eingangsbuchsen und Gehäuse sowie zwischen den Widerständen; außerdem müssen die Widerstände eine ausreichende Belastbarkeit haben. Die Hauptlast trägt der 90-MΩm-Widerstand, an dem bei 50 000 V 25 W in Wärme umgesetzt werden, sofern man ihn nicht mehrfach unterteilt. Mißt man nur Spannungen bis zu 20 000 V, genügen 4 W Gesamtbelastbarkeit, bei 10 000 V ist es nur noch 1 W. Die Widerstände sollten möglichst eine Toleranz von $\pm 1\frac{1}{2}\%$ haben, um mit einer für alle Bereiche gleichbleibenden Bereichseinteilung und -skala auszukommen. Der Skalenverlauf ist linear.

Mit einem 1-mA-Meßinstrument erhält man bei 0,5 V Eingangsspannung Vollaus schlag. Mit einem empfindlicheren Instrument könnte bereits mit 100 oder 50 mV Vollaus schlag erreicht werden, doch ist das nicht zu empfehlen, da sich bei Ein-

schaltung des niedrigsten Meßbereiches der beschriebene Gitterfehlstrom bemerkbar macht, der einen Meßinstrumentenausschlag von etwa 0,25 V bewirken kann, so daß ein empfindliches Instrument überlastet werden würde. Bemerkt sei auch noch, daß der Schalter für den Eingangsspannungsteiler Kontaktüberlappung haben muß, damit der Gitterkreis der Eingangsöhre beim Umschalten nie geöffnet wird. Die Folge wäre sonst ebenfalls ein starker Instrumentenausschlag, der für das Meßinstrument schädlich sein könnte.

Zur Anzeige kann man jedes vorhandene Gleichstrom-Vielfachmeßgerät verwenden, das man auf den niedrigsten Meßbereich (beispielsweise 1 mA oder 3 mA) schaltet. Beim Messen einer positiven Spannung muß das Instrument entsprechend den Schaltungsangaben gepolt sein. Für die Messung negativer Spannungen ist eine Umpolung notwendig.

Wird ein Meßinstrument in das Röhrenvoltmeter fest eingebaut, muß die Polung mittels eines Schalters mit 2x2 Kontakten umschaltbar sein (Bild 5). Ist ein Instrument mit dem Nullpunkt in der Mitte der

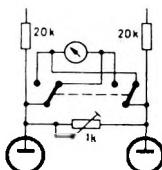


Bild 5. Schaltung zum Umpolen des Meßinstruments

Skala vorhanden, kann die Umpolung entfallen. Allerdings steht dann für die Anzeige jeweils nur die halbe Skalenlänge zur Verfügung.

Im Gitterkreis der zweiten Röhre liegt parallel zu einem 10-MOhm-Widerstand ein abschaltbarer 1-MOhm-Widerstand. Normalerweise würde der 1-MOhm-Widerstand für alle üblichen Messungen genügen, sofern der Innenwiderstand des Meßobjekts nicht größer als etwa 5 MOhm ist. Der 10-MOhm-Widerstand hat bei abgeschaltetem 1-MOhm-Widerstand folgenden Zweck: Wird auf den Bereich 0...5 V geschaltet, hat die Eingangsöhre einen Gitterableitwiderstand von 10 MOhm, so daß wegen des Gitterfehlstroms ein kleiner Ausschlag am Meßinstrument entsteht. Dieser Ausschlag könnte zwar durch einen Nullpunkttabgleich mittels P_1 beseitigt werden, doch ist es zweckmäßiger, auch der zweiten Röhre einen 10-MOhm-Gitterableitwiderstand zu geben, um den für die anderen Bereiche eingestellten Nullpunkt bestehen zu lassen. Werden dagegen im Bereich 0...0,5 V Messungen an Spannungsquellen mit einem Innenwiderstand von mehr als 5 MOhm vorgenommen, ist es ebenfalls vorteilhaft, an der zweiten Röhre einen 10-MOhm-Widerstand zu haben, um den Nullpunkttabgleich der anderen Bereiche bestehen zu lassen und die Einstellung von P_1 nicht verändern zu müssen.

Der Schalter für die Abtrennung des 1-MOhm-Widerstandes kann im einfachsten Fall ein Kurzschlußstecker oder eine Steckbuchse mit einem Schaltkontakt sein. Aber auch ein normaler Klippschalter genügt hier.

Nullpunkttabgleich

Bei den Bereichen 0...5 V bis 0...50 000 V kann der Nullpunkttabgleich mittels P_1 bei offenen oder kurzgeschlossenen Eingangs-

buchsen erfolgen. Normalerweise gilt die Potentiometerstellung für alle Bereiche und braucht nicht mehr verändert zu werden. Allerdings muß, wie bereits beschrieben, dann bei dem Bereich 0...5 V der 1-MOhm-Widerstand im Gitterkreis der zweiten Röhre abgetrennt werden.

Bei dem Bereich 0...0,5 V muß der Nullpunkttabgleich bei kurzgeschlossenen Eingangsbuchsen erfolgen, da sich bei offenen Buchsen wegen des Gitterfehlstroms ein positiver Ausschlag von etwa 0,25 Volt ergibt. Dieser Kurzschlußabgleich gilt für Messungen an Spannungsquellen mit einem Innenwiderstand bis zu etwa 5 MOhm. Ist der Innenwiderstand des Meßobjekts größer, müssen für den Nullpunkttabgleich die Eingangsbuchsen mit einem ungefähr dem Innenwiderstand des Meßobjekts entsprechenden Widerstand überbrückt werden. Zweckmäßigweise trennt man den 1-MOhm-Widerstand im Gitterkreis des zweiten Röhrensystems ab, da sonst der Regelbereich des Potentiometers P_1 für den Nullpunkttabgleich unter Umständen nicht mehr ausreicht.

Bei Messungen an Spannungsquellen mit einem Innenwiderstand von mehr als 1 MOhm ist zu beachten, daß das Meßinstrument nicht mehr die wirkliche Spannung am Meßobjekt anzeigt, da der Quellwiderstand mit dem Eingangswiderstand (100 MOhm) des Röhrenvoltmeters einen Spannungsteiler bildet. Die wirkliche Spannung am Meßobjekt ist dann

$$U = \frac{100 + R_i}{100} \cdot U_{\text{anz}}$$

Dabei ist R_i der Innenwiderstand der Spannungsquelle in MOhm und U_{anz} die vom Meßinstrument angezeigte Spannung in Volt.

Arbeitspunkteinstellung und Eichung

Zur Einstellung des richtigen Arbeitspunktes werden die Eingangsbuchsen mit den Polen einer Batterie verbunden. Man verwendet am besten eine normale Taschenlampenbatterie (4,5 V). Vorher ist der Meßbereich 0...5 V einzustellen und der Nullpunkttabgleich vorzunehmen. Zeigt das Meßinstrument auch bei Umpolung der Batterie (auch Umpolung des Meßinstruments!) den gleichen Ausschlag, so hat der Katodenwiderstand den richtigen Wert. Andernfalls muß der Widerstandswert etwas geändert werden, bis sich für beide Batteriepolungen der gleiche Zeigerausschlag

ergibt. Da die jeweils verwendete Doppeltriode ungefähr mit den Daten betrieben wird, die in einer Röhrentabelle angegeben sind, hat auch der dort angeführte Wert für den Katodenwiderstand die richtige Größe. Sofern sich die Widerstandsangabe aber nur auf ein Röhrensystem bezieht, darf er in der Röhrenvoltmeter-Schaltung nur den halben Wert haben, da beide Röhrenströme durch diesen Widerstand fließen und sich daher der doppelte Spannungsabfall ergibt.

Die Eichung braucht man nur für einen Meßbereich und einen Meßpunkt durchzuführen, wenn die Widerstände des Eingangsspannungsteilers nur eine geringe Toleranz haben. Man schaltet für die Eichung am besten ein geeichtetes Vielfachmeßinstrument parallel zu den Eingangsbuchsen, schließt gleichzeitig die vorhin erwähnte 4,5-Volt-Batterie an und verstellt den Einstellregler P_2 so, daß das Meßinstrument des Röhrenvoltmeters den gleichen Wert anzeigt (1 mA Ausschlag entspricht hierbei 5 V) wie das Instrument an den Eingangsbuchsen. Damit ist die Eichung schon abgeschlossen, da der Skalenverlauf linear ist.

Benötigt man das Vielfachmeßinstrument aber bereits für die Anzeige des Röhrenvoltmeters, steht also kein zweites Instrument zur Verfügung, so kann man folgendermaßen verfahren:

1. Das Vielfachmeßinstrument an die Batterie schalten und die angezeigte Spannung notieren.
2. Eine Verbindung zur Batterie auftrennen, ein Potentiometer von etwa 10 bis 50 kOhm dazwischen schalten und den Widerstandswert so einregeln, daß das Meßinstrument nur noch die halbe zuvor gemessene Spannung anzeigt. Der eingestellte Widerstandswert entspricht jetzt dem Innenwiderstand des Meßgerätes. Der Innenwiderstand der Batterie kann vernachlässigt werden.
3. Das Meßinstrument wird nunmehr an die Ausgangsbuchsen des Röhrenvoltmeters gelegt und auf den 1-mA-Bereich geschaltet. Das Potentiometer mit dem eingestellten Widerstandswert legt man als Ersatz für den Innenwiderstand des Meßinstruments an die Eingangsbuchsen und schließt die Batterie an. Das Meßinstrument wird anschließend mit P_2 auf den Skalenwert eingeregelt, der der gemessenen und notierten Spannung entspricht.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHEIN

bringt im Septemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Bahnvermessungs- und Signalübertragungs-Einrichtungen für Satelliten. Teil I: Übersicht über Bodenanlagen zum Bahnvermessen von Satelliten

Elektronische Hystereseschleifen-Meßanordnung für Kleinstringkerne

Schaltverhalten von Kleinleistungsschalttransistoren

Resonanz in Piezokristallen

Transistor-Gleichspannungs-Vorverstärker für elektrobiologische Untersuchungen

Elektronik in aller Welt, Angewandte Elektronik - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten

Format DIN A4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Schachbrett-Generator für den Fernseh-Service

Der im folgenden beschriebene transistorbestückte Bildmustergenerator wurde mit nur geringem Aufwand an Meßmitteln gebaut. Er sollte ein HF-Signal, das mit Schachbrettmuster, normgerechten Taktzeichen und Austastlücken moduliert ist, bei ausreichender thermischer Stabilität liefern. Die Schaltung kann mit einem vergleichbaren Industrieerzeugnis nicht konkurrieren, da keine Vorausberechnung erfolgte und außerdem noch verschiedene Verbesserungen vorgenommen werden könnten. Die nachstehend kurz erläuterte Schaltung (Bild 1) ist in einer mittelgroßen Reparaturwerkstatt von einem jungen Techniker aufgebaut worden.

T 1 wirkt als Zeilengenerator. Diese Stufe entspricht in ihrer Dimensionierung dem Sinusgenerator eines Fernsehempfängers. Als Oszillatorenspule L 1 wurde die Entzerrerspule eines Tonbandgeräts verwendet, den zugehörigen Kondensator kann man empirisch ermitteln. Auf den Zeilengenerator folgt ein Rechteckformer (T 2), der seinerseits den Zeilen-Austastgenerator (T 3, T 4) und den Horizontal-Synchrongenerator (T 5, T 6) triggert. Dabei ist der Triggerimpuls für die in Schmitt-Schaltung arbeitende Stufe T 5, T 6 über eine RCL-Kombination (R 1, C 1, L 2) verzögert. Als Induktivität eignet sich die Wicklung eines Miniatur-Treibertransformators. Diese Verzögerung erzeugt die vordere Schwarzschulter. Mit dem Regler P 1 läßt sich die Impulsdauer (Breite der Horizontal-Synchronimpulse) einstellen, und mit P 2 kann man die Impulsamplitude verändern.

Die Zeilensignale gelangen zum Transistor T 7, dem auch die am Collector von T 15 abgegriffenen Vertikalsynchronim-

pulse zugeführt werden. T 7 bewirkt die Phasenumkehr, so daß man am Collector das negative Synchronimpulsgemisch ausschließen kann. Es wird dann über P 8 der Videomischstufe T 22 zugeführt.

Zur Vertikalsynchronisation wird dem Netzteil eine annähernd sinusförmige Spannung entnommen und in T 16 zu einer Rechteckspannung verformt. Sie triggert dann den Vertikal-Taktgenerator (T 14, T 15), der mit P 5 auf ein Tastverhältnis von 1 : 30 eingestellt ist.

Das Schachbrettmuster wird aus je einem Generator für senkrechte und waagerechte Balken abgeleitet. Hierzu muß man den Vertikal-Balkengenerator (T 17, T 18) periodisch so umschalten, daß die Zeilenanfäge (linker Bildrand) nach dem zeitlichen Ablauf je eines waagerechten Balkens abwechselnd schwarz und weiß beginnen. Dies ist einfach zu erreichen, wenn jeweils zwischen den beiden Collectoren des Vertikal-Balkengenerators umgeschaltet wird, an denen das Signal mit entgegengesetzter Polarität auftritt. Der Umschaltvorgang erfolgt in der nachgeschalteten Torstufe (T 19, T 20), die ihrerseits vom bistablen Multivibrator (T 11, T 12) gesteuert wird. Diese bistabile Kippstufe ist erforderlich, weil sich dem Horizontal-Balkengenerator (T 9, T 10) unmittelbar keine Impulse mit dem notwendigen Tastverhältnis 1 : 1 entnehmen lassen. Mit P 4 wird die Anzahl der horizontalen und mit P 6 die Anzahl der vertikalen Balken eingestellt.

Am gemeinsamen Collectorwiderstand der Schaltstufen T 19, T 20 steht die für das Schachbrettmuster erforderliche Videospannung zur Verfügung. Sie gelangt zusammen mit den Bild- und Zeilaustastimpulsen, die an T 4 abgegriffen werden, an die Basis der Be-

grenzerstufe T 21. Der Transistor T 13 bewirkt die Entkopplung zwischen dem Bild- und dem Zeilengenerator, so daß unerwünschte Rückwirkungen unterbleiben. Mit dem Regler P 7 kann man die Amplitude des Videosignals einstellen, das in der Mischstufe T 22 mit dem Synchronsignal zusammengesetzt wird. Der Arbeitspunkt dieser Stufe ist mit P 9 einstellbar. Den ebenfalls der Mischstufe zugeführten HF-Träger erzeugt der mit dem Transistor

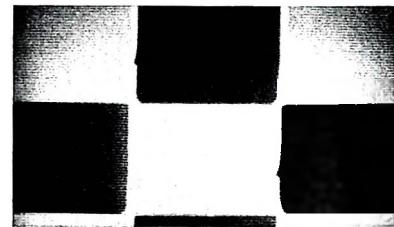
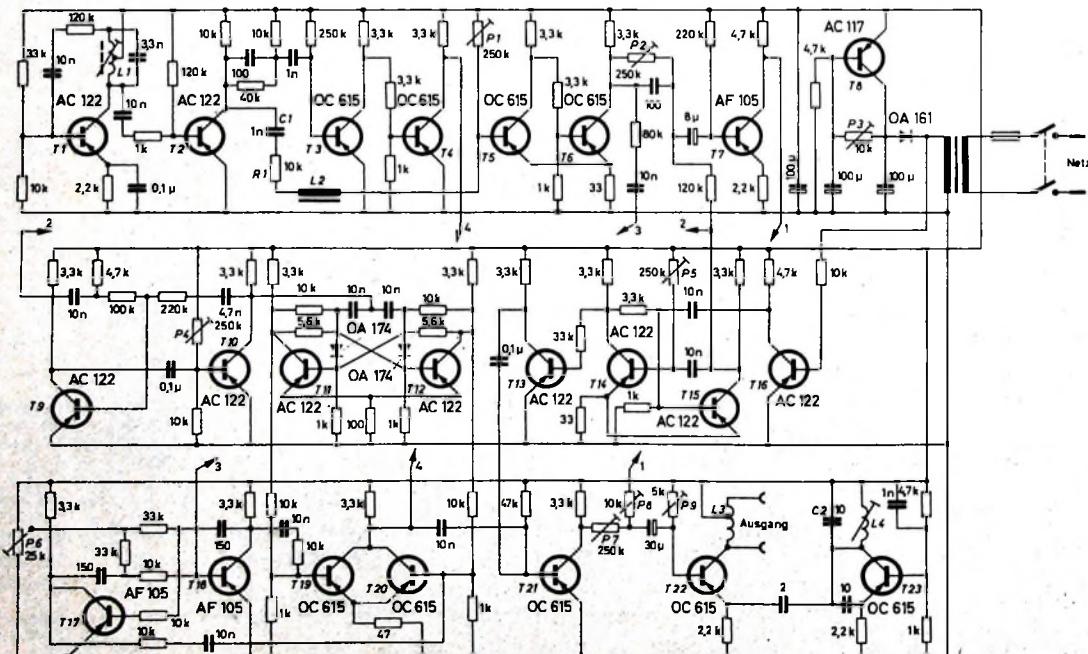


Bild 2. Ausschnitt aus der Bildschirmaufnahme des vom Generator gelieferten Testbildes

T 23 bestückte Oszillatorkreis, dessen Frequenz (Schwingkreis L 4, C 2) einem freien Kanal im Band I oder III entspricht. Am symmetrierten Ausgang (L 3) kann man den mit dem BAS-Signal modulierten Träger entnehmen. Bild 2 zeigt das vom Generator gelieferte Testbild.

Der Transistor T 8 wirkt als Siebglied für die Betriebsspannung, die mit P 3 auf 9 Volt einzustellen ist. Da die Stromaufnahme der einzelnen Stufen sehr gering ist, genügt als Netzgleichrichter eine einfache Germaniumdiode. Der Schachbrett-Generator kann mit den im Bild 1 angegebenen oder ähnlichen Transistoren aufgebaut werden.

Bild 1 (unten). Schaltung des Schachbrett-Generators



Der Kurzwellensender „HX 20“ für CW- und SSB-Betrieb

Der Amateurfunk bedient sich bei Funksendungen mehr und mehr der Einseitenbandtechnik, über deren Vorteile gegenüber der Zweiseitenbandmodulation in der FUNK-TECHNIK bereits oft berichtet wurde. Die Konstruktion und der Selbstbau eines modernen SSB-Senders erfordern aber Erfahrungen sowie spezielle Meßgeräte. Die Amateure verwenden daher meistens kommerziell hergestellte Ge-

Dieses Modell erfreut sich zunehmender Beliebtheit, zumal der Zusammenbau nach der ausführlichen Bauanleitung nicht schwierig ist und sich oft ein vorhandenes Netzteil (zum Beispiel vom alten AM-Sender) für die Stromversorgung verwenden läßt.

1. Die Grundkonzeption des „HX 20“

Der „HX 20“ wurde zwar speziell für Mobilbetrieb entwickelt, wird aber in Deutschland sehr oft in der Heimstation verwendet. Das Gerät hat keinen eingebauten Netzteil, jedoch sind Stromversorgungssteile zur Speisung aus der Wagenbatterie oder dem Lichnetz als Baukasten oder betriebsfertig erhältlich. Der Sender umfaßt alle Amateurbänder (80, 40, 20, 15 und 10 m) und ist für CW und SSB-Betrieb eingerichtet. Die Ausstrahlung von

der „HX 20“ nur wenig Platz auf dem Stationstisch.

Im folgenden soll nun dieses interessante Gerät ausführlich beschrieben werden. Zuerst erfolgt eine Besprechung der Schaltung, wobei auch auf die elektrischen Werte und die Betriebsweise eingegangen wird. In weiteren Abschnitten wird dann gezeigt, wie der „HX 20“ für normale Zweiseitenbandmodulation mit Träger, mit einem Zweitonusoszillator und mit Anschlüssen für ein Tonbandgerät ausgerüstet werden kann.

2. Schaltung

Der „HX 20“ ist mit 11 Röhren, 2 Stabilisatoren, 6 Dioden und 9 Steckquarzen be-

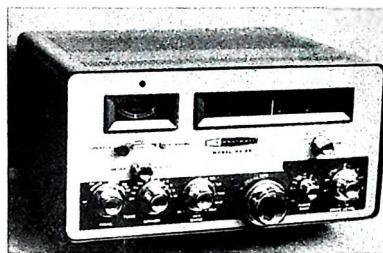


Bild 1. Der KW-Sender „HX 20“

Bild 2 (unten). Blockbild des „HX 20“

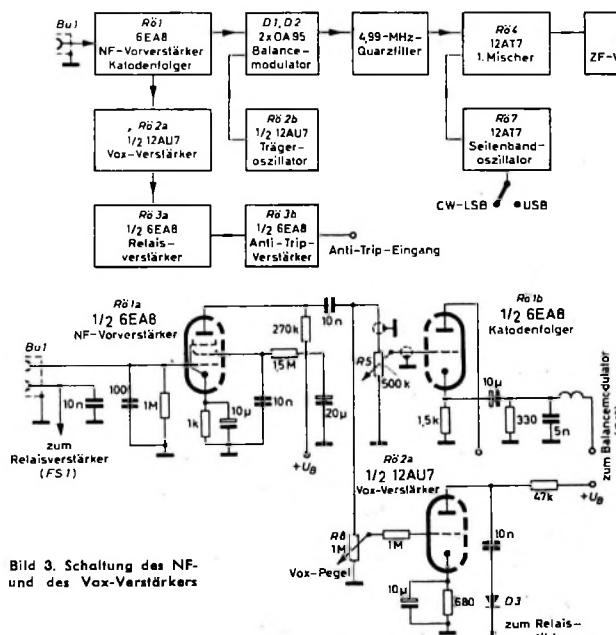
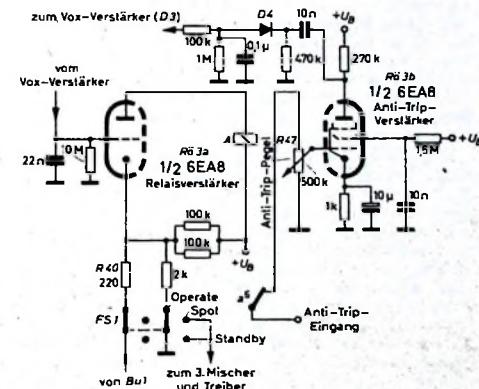
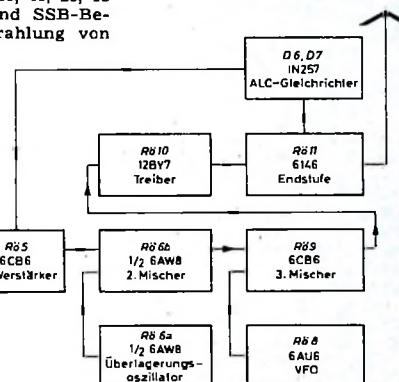


Bild 3. Schaltung des NF- und des Vox-Vorstärkers

räte, deren Preise jedoch entsprechend hoch sind. Zum Beispiel kostet der billigste im Handel erhältliche SSB-Sender mit 180 W PEP und Stromversorgung rund 2000 DM, ein Betrag, den die meisten Amateure kaum aufbringen können. Von der Firma Daystrom wird nun seit einiger Zeit der SSB-Sender „HX 20“ (Bild 1) ohne Netzteil als Baukasten angeboten. Darüber hinaus ist dieser Sender jedoch auch als fertig montiertes und geschaltetes Gerät erhältlich.

AM-Sendungen mit zugesetztem Träger ist, wie auch bei vielen anderen SSB-Sendern, leider nicht möglich. Der Input beträgt 90 W bei CW und 90 W PEP bei SSB. Der Sender kann sowohl mit automatischer Sprachsteuerung als auch mit Handschaltung betrieben werden. Der Antennenanschluß ist für 50 Ohm (laut Datenblatt 50 ... 75 Ohm bei einem Stehwellenverhältnis von besser als 2 : 1) ausgelegt. Wegen seiner geringen Abmessungen (30 cm × 15,5 cm × 25,5 cm) benötigt



stükkt. Der Eingang ist zum Anschluß hochohmiger Mikrofone ausgelegt. Wie das Blockschema Bild 2 und die Teilschaltung Bild 3 zeigen, arbeitet das Pentodensystem Rö 1a als NF-Vorverstärker und das Triodensystem Rö 1b als Katodenfolger zur niederohmigen Anpassung an den Balance-Modulator mit den Dioden OA 95 (D 1, D 2). Der Sender kann wahlweise mit automatischer Sprachsteuerung (Vox) oder mit Handschaltung (Mox) betrieben werden.

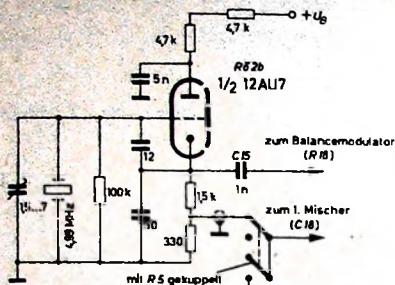


Bild 5. Schaltung des Trägeroszillators

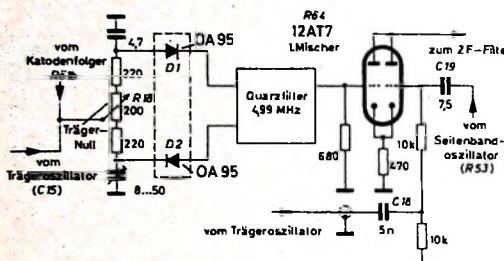


Bild 6. Teilschaltung mit Balance modulator, Quarzfilter und erster Mischstufe

Bild 7. Schaltung des Doppel-Quarzoszillators (Seitenbandoszillator)

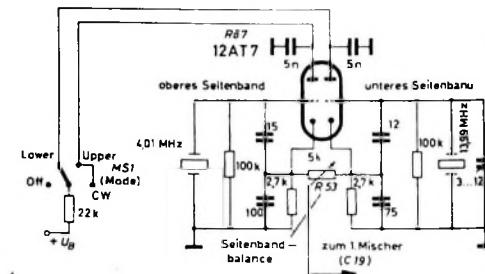
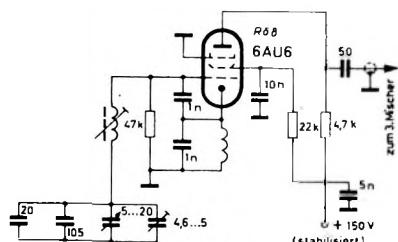


Bild 8. Schaltung des VFO



Dazu wird das verstärkte NF-Signal dem Vox-Verstärker R62a und nach Gleichrichtung mit der Diode D3 der Relaisverstärkerröhre R63a zugeführt, in deren Anodenleitung das Relais A liegt (Bild 4). Um eine Auslösung der Einschaltautomatik durch die vom Lautsprecher auf das Mikrofon gelangenden Signale der Gegenstation zu verhindern, wird die NF-Spannung vom Empfänger dem Anti-Trip-Verstärker R63b zugeleitet. Nach der Verstärkung erfolgt die Gleichrichtung mit der Diode D4 und die Zusammenschaltung der mit D3 und D4 gleichgerichteten Spannungen. Bei entsprechender Einstellung der Regler R8 und R47 (Vox und Anti-Trip) heben sich die Spannungen auf, so daß die Automatik nur auf die vom Mikrofon aufgenommene eigene Sprache anspricht. Bei Handschaltung des Senders wird die Kathode von R63a mit einem Tastschalter am Mikrofon über den kleinen Kathodenwiderstand R40 an Masse gelegt, so daß das Relais ohne Sprachsteuerung in die Stellung „Senden“ umschaltet. Der quarzgesteuerte Trägeroszillator R62b (Bild 5) arbeitet auf der Frequenz 4,99 MHz. Von der Kathode gelangt das Trägersignal über C15 zum Balance modulator (Bild 6), in dem die Trägerunterdrückung erfolgt. Das sich anschließende Quarzfiltter unterdrückt das untere Seitenband und läßt nur das obere zur ersten Mischröhre R64 durch. Im Kathodenkreis dieser Doppeltriode erfolgt durch Mischung mit dem Signal des Doppel-Quarzoszillators die Umschaltung auf das obere und untere Seitenband.

Im Doppel-Quarzoszillator (Bild 7) erzeugt das eine Triodenkreis von R67 die Frequenz von 4,01 MHz (oberes Seitenband) und das andere 13,99 MHz (unteres Seitenband). Die Oszillatorenspannungen werden über das Potentiometer R53 zur Einstellung der Seitenbandbalance an den Kathoden entnommen und dem zweiten Triodenkreis der Mischröhre R64 zugeführt. Das auf diese Weise gewonnene 9-MHz-Trägersignal wird in der Pentode R65 verstärkt. Die Verstärkung dieser Stufe läßt sich bei Telegrafe mit einem Potentiometer durch Verändern der Gittervorspannung regeln, während bei SSB-Betrieb die Verstärkungsregelung automatisch erfolgt (ALC-Regelung). Dazu liegt im Gitterkreis der Senderöhre eine Gleichrichterschaltung, die bei beginnender Übersteuerung eine negative Spannung erzeugt, die dann die Verstärkung von R65 entsprechend herabsetzt. Dadurch vermeidet man eine Übersteuerung der PA-Röhre bei zu weit aufgeregtem NF-Regler.

In der zweiten Mischstufe R66 erfolgt die Umsetzung des Trägersignals auf verschiedene Frequenzen, die dann nach einer weiteren Mischung in R69 mit dem VFO-

D5 gelieferte Gleichspannung läßt sich mit dem Regler R80 so einstellen, daß das Instrument Vollausschlag zeigt. Die Anodenspannung des VFO und die negative Gittervorspannung der Endröhre sind stabilisiert.

Bei CW-Betrieb gelangt die HF-Spannung vom Trägeroszillator über einen mit dem NF-Regler R5 gekoppelten 2poligen Umschalter und über C18 unter Umgehung des Quarzfilters zum Steuergitter des zweiten Triodenkreises der ersten Mischröhre R64 (Bilder 5 und 6). Dabei ist zwangsläufig der NF-Regler zugedreht, so daß auch kein Signal vom Mikrofon zum

Signal die endgültig zur Ausstrahlung gelangenden Frequenzen für die Amateurbänder ergeben. Nähere Einzelheiten kann man dem Frequenzplan Tab. I entnehmen. Es sei noch darauf hingewiesen, daß sich diese Umsetzung auch für den Selbstbau eines SSB-Senders unter Verwendung des Mc-Coy-Kristallfilters [1] eignet, das für eine Filterfrequenz von 9 MHz ausgelegt ist.

In der dritten Mischstufe R69 wird das VFO-Signal zugemischt. Der temperaturkompensierte VFO (Bild 8) arbeitet in

Tab. I. Frequenzplan des Senders „HX 20“

	Band						
	80 m [MHz]	40 m [MHz]	20 m [MHz]	15 m [MHz]	10 m [MHz]	10 m [MHz]	10 m [MHz]
1. Trägerfrequenz	4,99	4,99	4,99	4,99	4,99	4,99	4,99
oberes Seitenband (R67a)	4,01	4,01	4,01	4,01	4,01	4,01	4,01
unteres Seitenband (R67b)	13,99	13,99	13,99	13,99	13,99	13,99	13,99
2. Trägerfrequenz	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0
Überlagerungsfrequenz (R68a)		3,5	10,5	17,5	24,5	25,0	25,5
3. Trägerfrequenz	9,0	12,5	19,5	26,5	33,5	34,0	34,5
VFO-Frequenz (R68)	5...5,5	5...5,5	5...5,5	5...5,5	5...5,5	5...5,5	5...5,5
Senderfrequenz	3,6...4	7...7,5	14...14,5	21...21,5	28...28,5	28,5...29	29...29,5

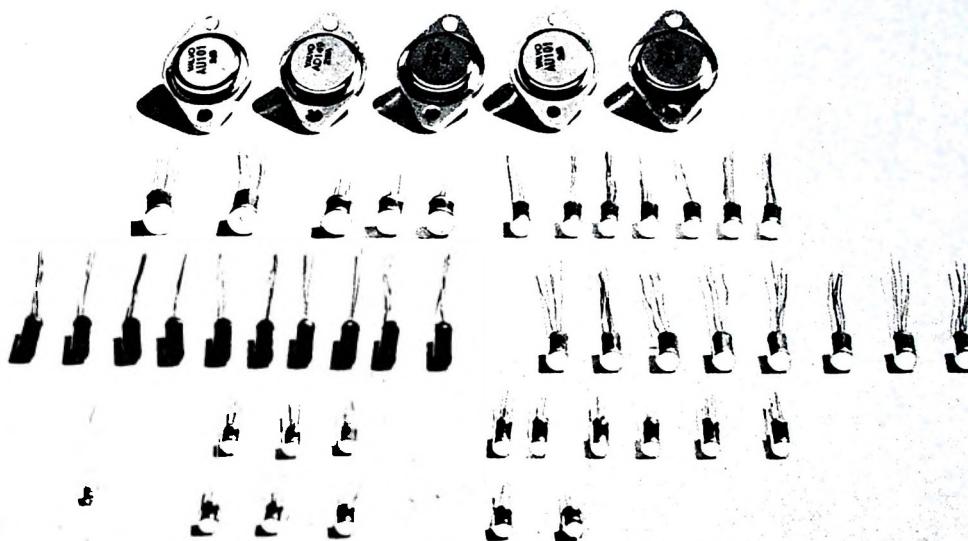
Clappschaltung und läßt sich im Bereich 5...5,5 MHz durchstimmen. Die sich anschließende Treiberstufe R61 verstärkt das Signal und führt es der Endstufe mit der Röhre 6146 (R611) zu.

Der Anodenkreis der Endstufe ist als Pi-Filter ausgebildet (Bild 9), das weitgehend unerwünschte Oberwellen unterdrückt. Antennenseitig hat das Pi-Filter fest auf die einzelnen Bänder abgestimmte Kapazitäten. Das vereinfacht zwar die Abstimmung des Senders, erfordert aber die Verwendung von Antennen mit einem Fußwiderstand von 50 Ohm. Zur Anzeige der optimalen Abstimmung des Senders und zur relativen Outputanzeige dient ein Meßinstrument, dem über den Spannungsteiler R78, R79 und die Diode D5 ein gleichgerichteter Anteil der Ausgangsspannung zugeführt wird. Die von

Balance modulator gelangen kann. Der Sender wird durch Kurzschließen der an den Steuergittern der dritten Mischstufe R69 und der Treiberstufe R61 liegenden Sperrspannung getastet. Beim „Einpfeifen“ bleibt das Relais in Stellung „Empfangen“, jedoch wird die Gittersperrspannung von R69 und R61 abgeschaltet, so daß die Sendefrequenz am Gitter der Endröhre steht. Diese kann jedoch nicht arbeiten, da ihr Schirmgitter keine Spannung erhält und an Masse liegt. Über den Widerstand R68 gelangt ein kleiner Teil der HF-Spannung zum Einpfeifen vom Steuergitter der PA-Röhre zur im Sender eingebauten Antennenbuchse Bu3 für den Empfänger. Zur Stromversorgung werden 6,3 V / 5,4 A (oder 12,6 V / 2,7 A), 300...350 V / 120 mA, 800 V / 125 mA und -130 V / 20 mA benötigt.

PHILIPS

Philips Transistor Fernsehgeräte
sind zukunftsweisend

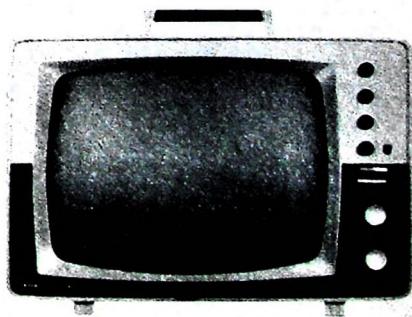


Jedes Bauelement eines Philips Fernsehgerätes ist zuverlässig und betriebssicher – wie hier die Transistoren. In aller Welt werden Philips Transistoren verwendet. Elemente, die für die Zukunft gebaut sind. Philips Transistoren garantieren für lange Lebensdauer, hohe Verstärkung und gute Empfangsempfindlichkeit. Philips Transistor Fernsehgeräte sind Begriff und Maßstab internationaler Spitzenklasse. Nicht umsonst: Sie bieten Zuverlässigkeit über viele Jahre.

....nimm doch

PHILIPS

Fernsehen



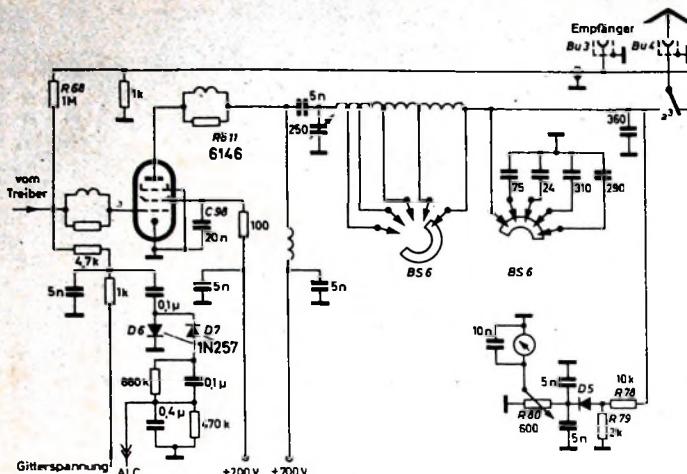


Bild 9 (oben). Schaltung
der Endstufe

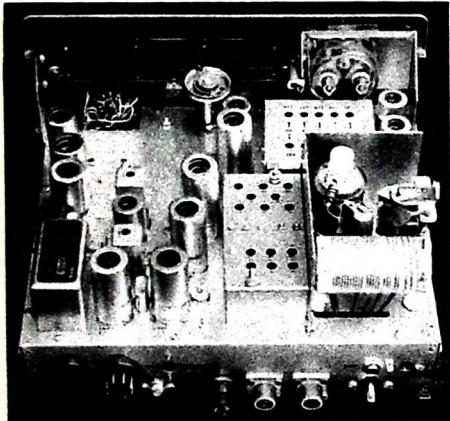


Bild 10. Chassisansicht
des „HX 20“

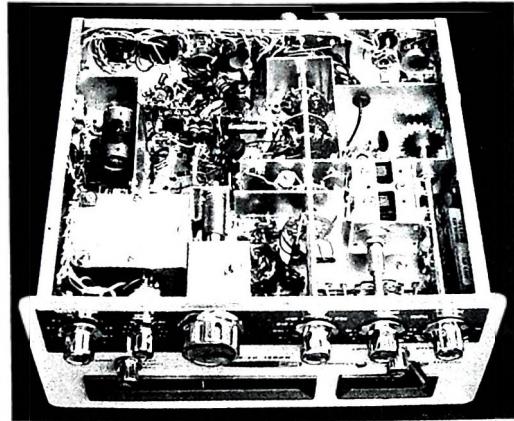


Bild 11. Blick in die Verdrahlung

3. Elektrische Daten

Der Hersteller gibt im Datenblatt für die Trägerunterdrückung 50 dB und für die Seitenunterdrückung 55 dB an. Diese Werte werden, wie die Überprüfung zeigte, auch eingehalten. Die Frequenzstabilität ist zufriedenstellend; die Drift bis zum Warmwerden beträgt etwa 500 Hz und bleibt dann < 100 Hz.

Beim 15-m-Band wird, wie der Verfasser feststellte, die 4. Harmonische des VFO (20 ... 22 MHz) ausgestrahlt. Auf Wunsch baut die deutsche Vertretung des Herstellers aber am Gitter der dritten Mischstufe einen Saugkreis ein, der diese Nebenwelle weitgehend unterdrückt.

Der Input liegt bei CW bei etwa 80 W und bei SSB bei rund 90 W PEP. Die gemessene Ausgangsleistung war im 80-m-Band etwa 55 W; sie lag aber bei den kürzeren Bändern um 20 ... 30 % niedriger, obwohl die Endröhre volle Ansteuerung erhielt. Das ist unter anderem darauf zurückzuführen, daß für das 10- und 15-m-Band kein separater PA-Spuleenteil aus dickem Draht oder Kupferband verwendet wird und auch Verluste durch die Gehäuse- und Abschirmwände entstehen, die, weil der „HX 20“ als Mobilsender kleine Abmessungen haben sollten, teilweise zu dicht an der Spule liegen.

4. Aufbau und Bedienung

Der Aufbau des „HX 20“ ist sehr gedrängt (Bilder 10 und 11). Beim Zusammenbau muß man sich daher streng an die Anle-

tung halten und die Bauelemente an den vorgeschriebenen Stellen anordnen, damit später, vor allem beim Einbau der Abschirmwände, keine Schwierigkeiten auftreten. Es ist zweckmäßig, sich vorher über die Lage der Abschirmungen zu informieren. Leider enthält die Baumappe keine Ansicht der fertig verdrahteten Unterseite des Chassis, so daß man sich mühsam nach den Einzelzeichnungen informieren muß. Vor dem Zusammenbau der Spulensätze sollte man kontrollieren, ob sich die Eisenkerne in den Spulenköpfen drehen lassen, gegebenenfalls sind diese vorher gängig zu machen, da dies später recht mühsam ist und außerdem die Gefahr von Beschädigungen besteht.

Für die Verdrahtung der Heizkreise wird im Kabelbaum ein Draht mit nur 0,65 mm Ø verwendet. Bei einer Heizspannung von 6,3 V fließt hier ein Strom von 5,4 A, wodurch ein entsprechender Spannungsabfall an den Leitungen entsteht und die Gefahr einer Unterheizung der Röhren besteht. Es empfiehlt sich, den „HX 20“ mit 12,8 V Heizspannung (2,7 A) zu speisen oder aber für die Heizkreise dickere Drähte (ein Pol am Chassis) zu verwenden.

Die Bedienung des Senders ist vor allem wegen der klaren Beschriftung der Frontplatte sehr einfach. Bei der Abstimmung sind nur drei Drehknöpfe - VFO, Misch- und Treiberstufe (gemeinsam durch Doppeldrehkondensator) und Anodenkreis der Endröhre - zu betätigen. Der Antrieb des VFO ist hoch übergetzt; wer rasch von

einem zum anderen Bandende übergehen möchte, sollte hier einen Kurbelknopf verwenden. Die kleinen vernickelten Drehknöpfe für die Abstimmung der PA und des Treibers sind glatt und wenig griffig. Daher empfiehlt es sich, ein Stück Gummischlauch darüberzuziehen. Die schwergängigen Funktions- und Bandschalter lassen sich durch Abbiegen der Rastfedern leichter schaltbar machen. Die Skalenelichung ist für alle Bänder gemeinsam und weist für jeden der 500 kHz breiten Teilbereiche eine Einteilung von 0 ... 5 und 5 ... 10 (0) mit 10facher Unterteilung auf (10-kHz-Markierungen). Bei der Frequenzablesung muß man die Grundfrequenz (in MHz) des eingestellten Amateurbandes zur auf der Skala angezeigten Frequenz hinzuzählen.

Ein Schalter erlaubt die Betriebsartenwahl: „Operate“ (Senden mit Vox und Mox), „Spot“ (Einpfeifen) und „Standby“

(Bereitschaft). Zur Einschaltung der Heizung und Wahl des oberen oder unteren Seitenbandes oder des CW-Betriebs dient der Schalter „Mode“. Die Buchse für das Mikrofon liegt an der rechten Seitenwand und die für die Taste an der Rückwand. Die Regler für die Vox- und die Anti-Trip-Verstärkung sind an der rechten beziehungsweise linken Seitenwand angeordnet. Man würde sich diese Buchsen und Regler wegen der einfacheren Bedienung zwar lieber an der Frontseite wünschen, jedoch ließ sich das wohl infolge des gedrängten Aufbaues nicht mehr durchführen.

Bei SSB-Betrieb muß der Stecker der Taste aus der Buchse gezogen oder die Taste kurzgeschlossen werden. Diese Unbequemlichkeit läßt sich durch eine einfache Umschaltung vermeiden. Hierzu ist lediglich der Anschluß 3 der Tastenbuchse mit dem Schalter „Mode“ (Anschluß F 1) zu verbinden und die Verbindung zwischen den Kontakten F 3 und F 12 dieses Schalters aufzutrennen.

Das Relais hat unter anderem auch einen Kontaktssatz zur Umschaltung der Antenne vom Sender auf den Empfänger. Im übrigen stehen genügend Kontaktsätze zur Steuerung des Stationsempfängers (Gittersperrspannung) und einer Linear-Endstufe zur Verfügung.

(Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [1] Koch, E.: Einfacher SSB-Sender nach der Filtermethode. DL-QTC Bd. 33 (1942) Nr. 7, S. 290-303

Einfacher Entzerrer für Stereo-Kristall-Tonabnehmer

Bei Schallplattenwiedergabe mit einem Kristall-Tonabnehmer wird im allgemeinen kein Entzerrer verwendet, da bei hochohmiger Anpassung automatisch eine annähernde Entzerrung erreicht wird, die für durchschnittliche Ansprüche ausreicht (Bild 1). Mit dem Klangregler des nachgeschalteten Verstärkers müssen dabei die Höhen etwas angehoben werden. Eine

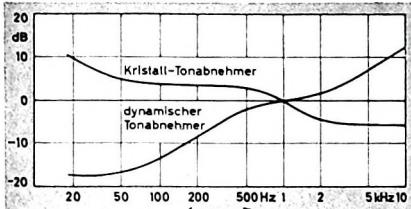


Bild 1. Wiedergabepiegel als Funktion der Frequenz f bei Schallplattenablastung ohne Entzerrer mit Kristall- und mit dynamischem Tonabnehmer

einwandfreie Entzerrung ist aber bei diesem Verfahren nicht möglich.

Die Verwendung eines dynamischen Tonabnehmers mit einem handelsüblichen Entzerrer ist die beste, aber nicht gerade preisgünstigste Möglichkeit. Eine ebenso genaue Entzerrung ergibt sich, wenn man einem Kristall-Tonabnehmer einen passenden Dämpfungswiderstand (ungefähr 8 kOhm) parallel schaltet und dann ebenfalls einen Entzerrer für dynamische Tonabnehmer verwendet. Dieser Widerstand dämpft auch gleichzeitig die unerwünschten Eigenschwingungen des Kristalls und vermindert damit die Klirrverzerrungen. Wegen des großen Spannungsverlustes sind bei einem derartigen Stereo-Entzerrer im allgemeinen zwei Doppeltrioden beziehungsweise vier Transistoren erforderlich.

Einen vereinfachten Stereo-Entzerrer (IEC-Schneidkennlinie) für Kristall-Tonabnehmer mit nur einer Doppeltriode zeigt Bild 2. Der Widerstand R_1 wirkt als Dämpfungswiderstand für Eigenresonanzen des Kristalls. Die Schaltglieder C_1 , C_2 und R_1 sind so bemessen, daß sich eine gute Entzerrung ergibt. C_3 bewirkt die Korrektur bei tiefen Frequenzen (slechter Teil der IEC-Kennlinie).

Beim Anschalten des Kristall-Tonabnehmers an das Entzerrernetzwerk sinkt die Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz auf den Betrag U . Das Verhältnis aus diesem Wert und der Leerlaufspannung E des Abtasters ist in Tab. I für verschiedene Frequenzen angegeben. Dieses Spannungsverhältnis ist noch mit der wirksamen Verstärkung V' der Röhre zu multiplizieren, um das Übertragungsmaß (Gesamtverstärkung) zu erhalten. Die entsprechenden Werte sind ebenfalls in Tab. I zusammengestellt.

Die Ausgangsspannung ist bei 10 kHz gegenüber 1 kHz um 5,5 dB angehoben (das Verhältnis 2 : 1,07 entspricht 5,5 dB). Bei 10 kHz weicht auch die Kurve im Bild 1 um diesen Betrag vom geraden Verlauf ab. Für eine Frequenz von 200 Hz ermittelt man aus Tab. I gegenüber 1 kHz ein Verstärkungsverhältnis 0,67 : 1,07, das sind etwa -4,8 dB. Bild 1 entnimmt man, daß die Widergabekurve bei 200 Hz auch ungefähr um diesen Betrag abzusinken ist. Vergleicht man die Gesamtverstärkung

mit der im Bild 1 gezeigten Wiedergabekurve des nichtentzerrten Kristall-Tonabnehmers, so erkennt man, daß sich der gewünschte gerade Frequenzverlauf mit guter Näherung ergibt.

Der Kathodenwiderstand für die Stromgegenkopplung ist zur Gewinnung der richtigen Gittervorspannung (-1 V) unterteilt. Infolge dieser Gegenkopplung erhöht sich der Ausgangswiderstand der Verstärkerstufen. Die Berechnung ergibt dafür $33\text{ k}\Omega$, so daß man, ohne Höhenverluste zu haben, einige Meter abgeschirmtes Kabel (Kapazität maximal 250 pF) bis zum Verstärkereingang verwenden kann. Der Koppelkondensator C_5 ist für einen Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers von mindestens

Tab. I. Spannungaverhältnis U/E und Gesamtverstärkung V' (U/E) für $V' = 16$

Frequenz [Hz]	50	200	500	1000	2000	10000
Spannungsverhältnis U/E	1/25	1/24	1/21	1/15	1/10	1/8
Gesamtverstärkung $V' (U/E)$	0,64	0,67	0,78	1,07	1,8	2,0

Bild 2. Schaltung des vereinfachten Entzerrers (IEC-Schneidkennlinie) für Stereo-Kristall-Tongröße

500 kOhm gemessen; bei kleineren Eingangswiderständen muß C4 größer gewählt werden. Die in Tab. I angegebenen Werte für das Spannungsverhältnis U/E und die Gesamtverstärkung $V' \cdot (U/E)$ sind für einen Kristall-Tonabnehmer mit einer Innenkapazität von 1 nF berechnet. Andere Kapazitätswerte verändern den Pegel unabhängig von der Frequenz, so daß die Frequenzkurve und damit die Entzerrung nicht verändert wird. Den gesamten Entzerrer kann man in ein kleines Gehäuse einbauen.

Für den Modellbauer

0,4-W-Fernsteuersender für 40,68 MHz

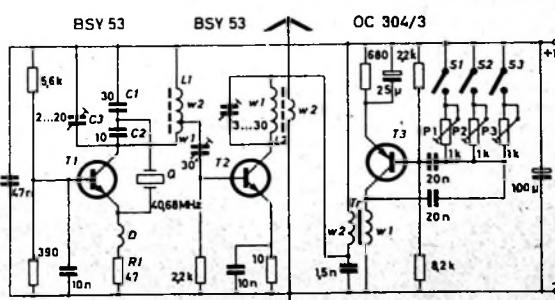
Der quarzstabilisierte Oszillator enthält einen Oberwellenquarz Q für die Frequenz 40,68 MHz, die für Funkfernsteuerungen freigegeben ist. Für den Oszillatortransistor T_1 (BSY 53) wurde die Basissschaltung gewählt, und der Quarz liegt im Rückkopplungsweg zwischen dem Emitter und einer kapazitiven Anzapfung des Collectorkreises. Mit C_3 kann man den Kreis auf 40,68 MHz abgleichen. Um die Bedämpfung des Oszillators durch den wechselstrommäßig parallel zum Eingangswiderstand des Transistors T_1 liegenden Emitterwiderstand R_1 zu verringern, ist mit diesem eine $\lambda/4$ -Drossel D in Reihe geschaltet.

Die Endstufe T 2, ebenfalls mit einem BSY 53 bestückt, arbeitet im B-Betrieb in Emitterschaltung, das heißt, der Collectorstrom ist gleich Null, wenn der Transistor nicht vom Oszillator angesteuert wird. Die Basis des Endstufentransistors erhält ihre Steuerspannung über einen 30-pF-Kondensator von einer Anzapfung des Oszillatorkreises L 1, C 1, C 2. Die Verlustwärme der HF-Transistoren ist durch Kühlbleche abzuführen.

Als Modulationsart wurde die Collectorstrommodulation der Endstufe gewählt. Die Modulationsfrequenz erzeugt ein

Tab. I. Wickeldaten

Modulations- transformator T_T	Kern M 20, E 3, Luftspalt 0,3 mm $w 1 = 800$ Wdg., 0,1 mm CuL $w 2 = 150$ Wdg., 0,18 mm CuL
Oszillator- spule L_1	Stiefelkörper 7,5 mm \varnothing mit HF-Kern $w 1 =$ etwa 4 Wdg., 1 mm CuAg $w 2 =$ etwa 8 Wdg., 1 mm CuAg
Ausgangs- kreis L_2	Stiefelkörper 7,5 mm \varnothing mit HF-Kern $w 1 =$ etwa 12 Wdg., 1 mm CuAg $w 2 =$ etwa 7 Wdg., 0,8 mm CuLs, in $w 1$ gewickelt



Schaltung des 0,4-W-Fernsteuerungsendes (Ü 40-68 MHz)

Service an Stereo-Decodern

Der Kundendienst von Stereo-Rundfunkempfängern ist Neuland. Die vorliegende Beitragsreihe geht kurz auf die für den Service notwendige Meßgeräteplanung ein und behandelt die Aufgaben des Technikers in der Verkaufsberatung (Nachrüsten älterer Mono-Empfänger, neue Empfänger mit organisch eingebautem Decoder). Anschließend werden dann die elektrischen Anforderungen an Stereo-Decoder und grundsätzliche Fehlermöglichkeiten behandelt (Übersprechdämpfung, Verzerrungen, Störabstand, Mono-Empfang nach Einbau eines Stereo-Decoders, Stereo-Anzeige, Interferenzstörungen). Es folgen Hinweise auf die Prüfung von Stereo-Rundfunkempfängern (vorbereitende Untersuchungen, Prüfungen mit dem Testsignal des Rundfunksenders, Prüfungen mit Multiplexgenerator). Im nächsten Hauptabschnitt über die Messungen an Stereo-Rundfunkempfängern wird unter anderem auf die ZF-Durchlaßkurve die Kontrolle des Multiplex-Ausgangssignals, des Übersprechens am Decoder-Ausgang, die Phasenlage von Pilotfrequenz und Hilsträgerfrequenz im Stereo-Decoder sowie auf den Rauschabstand und den Klirrfaktor eingegangen. Die anschließende Besprechung typischer Fehlerquellen umfaßt beispielsweise ungenügende Kanaltrennung, verrauschten Stereo-Empfang, Verzerrungen und verrauschten Mono-Empfang nach Decoder-Einbau. Abschließend geht der Verfasser näher auf die Ausrüstung eines vollständigen Service-Meßplatzes für Stereo-Empfänger mit derzeit lieferbaren Meßgeräten ein.

1. Allgemeines zur Einführung der HF-Stereophonie in den Bereich des Kundendienstes

Die Einführung der HF-Stereophonie stellt auch den Service-Techniker vor neue Aufgaben. Das für die drahtlose Übertragung der stereophonen Programme gewählte Verfahren erfordert wieder einmal das Einarbeiten in eine neue Technik, die hier mit einem ziemlich großen Schritt in Neuland eingedrungen ist.

Mit dieser etwas warnend klingenden Feststellung soll keineswegs gesagt sein, daß die auf den Service-Techniker zukommenden Probleme unlösbar sind. Man kann die HF-Stereophonie jedoch nicht in die Reihe der ständig im Bereich der Rundfunk- und Fernsehtechnik eingeführten „routinemäßigen“ Verbesserungen einordnen, auf die sich der Kundendienst-Praktiker ebenfalls einstellen mußte.

Die HF-Stereophonie ist vielmehr ein neues Fachgebiet, das ebenso die volle Aufmerksamkeit beim Einarbeiten verlangt, wie seinerzeit vor gut zehn Jahren die FM-Technik. In einer Beziehung hinkt jedoch der Vergleich mit der Zeit um 1950 sehr. Damals war es vorauszusehen, daß dem Service in dem seinerzeit überschaubaren Zeitraum keine Mehrbelastung, sondern eher eine Entlastung bevorstand. Der große Nachholbedarf löste eine Welle von Neuanschaffungen an Geräten aus. Reparaturen blieben zwar auch an neuen Geräten nicht aus, sie erforderten jedoch einen geringeren Zeitaufwand als bei älteren Empfängern.

Heute kann man jedoch mit Sicherheit voraussehen, daß die Belastung für den Service in den nächsten Jahren noch stark zunimmt, weil eine ständig anwachsende Zahl von Fernsehgeräten zu betreuen sein wird. Für ein „allmähliches Eingewöhnen“ in die HF-Stereo-Technik fehlt daher die Zeit. Erschwerend kommt noch hinzu, daß der Käufer inzwischen sehr anspruchsvoll geworden ist; er kann außerdem nicht nur jederzeit mit guten Mono-Rundfunkübertragungen, sondern auch mit den inzwischen qualitativ sehr verbesserten Plattenaufzeichnungen kritische Vergleiche anstellen. Ein mit der „linken Hand“ angepackter Service an Stereo-Empfängern müßte sich daher in kürzester Zeit bitter rächen.

Die mit diesem Beitrag beginnende Fortsetzungsserie über den „Service an Stereo-Decodern“ soll eine Bestandsaufnahme der heute im Kundendienst auftretenden und der nach dem derzeitigen Stand der Technik zu erwartenden Probleme sein. Sie soll die durch den vorläufigen Mangel an praktischen Erfahrungen entstehende Kluft überbrücken helfen, um von vornherein die Voraussetzungen für einen systematischen und damit rationellen Ablauf der Kundendienstarbeiten zu schaffen. Das ist um so wichtiger, als man bei einem Vergleich der verschiedenen Decoderarten keine einheitliche Grundschaltung, sondern eine Vielzahl von Varianten der drei Verfahren (Matrixschaltung, Hülkkurventektor und Abtastprinzip) entdeckt, die sich untereinander noch wieder in der Rückgewinnung der Hilsträgerfrequenz (synchrone Oszillator oder verdoppelter und verstärkter Pilotanteil) unterscheiden. Die Beiträge setzen die Kenntnis der Grundschaltungen im Prinzip voraus, die in der Fachliteratur der letzten Zeit hinreichend oft beschrieben wurden [1, 2].

1.1. Meßgeräteplanung

Die Beitragsserie soll außerdem versuchen, das Handicap durch das vorläufige Fehlen preisgünstiger Stereo-Service-Meßgeräte überwinden zu helfen. Die zur Zeit angebotenen Stereo-Signalgeneratoren mit einem für die Prüfung der Decoder geeigneten Multiplexsignal als NF- oder als normgemäß modulierte HF-Spannung haben zwar ausgezeichnete Eigenschaften, die zum Teil sogar Laboratoriumsansprüchen genügen. Der Anschaffungspreis mit über 2400 DM verträgt sich jedoch schlecht mit der in

einem Service-Betrieb unumgänglich strengen Kalkulation; schließlich kann man zum gleichen Preis einen vollständigen Wobbelmeßplatz oder zwei erstklassige Universaloszilloskopen kaufen.

Für eine Übergangszeit können sich vor allem mittlere und kleine Betriebe mit dem von den Sendeanstalten abgestrahlten Testsignal behelfen. Den späteren Abschnitten dieser Beitragsreihe sei jedoch vorweggenommen, daß nicht nur für Prüfungen nach dem Einbau eines Nachrüstdecoders, sondern auch nach jeder Instandsetzung eines mit Decoder ausgerüsteten Empfängers in allen vor dem NF-Teil liegenden Stufen ein Stereo-Testsignal benötigt wird. Schon jetzt liegen Berichte aus den mit einem Stereo-Programm versorgten Gebieten vor, daß die Zeit der Testsendungen nicht mehr ausreicht. Je nach Rundfunkanstalt stehen nur zwei bis vier Minuten für den Abgleich auf geringstes Übersprechen zur Verfügung. Ein allzu langes Aufschieben der Anschaffung eines geeigneten Multiplex-Generators führt also bald zu einem Aufstauen der auf den Abgleich wartenden Empfänger.

Zu einem Stereo-Meßplatz gehören außerdem ein für den UKW-Bereich und für die FM-Zwischenfrequenzen (vor allem also 10,7 MHz) geeigneter Wobbler mit Markengeber sowie ein Oszilloskop und/oder ein Röhrenvoltmeter. Das UKW-Band ist ebenso wie der 10,7-MHz-Bereich durchweg in den für den Fernsehservice bestimmten Meßgeräten enthalten, so daß man von Fall zu Fall lediglich die Frage prüfen muß, ob ein häufiger Tausch zwischen den Fernsehreparaturplätzen und dem neu einzurichtenden Stereo-Meßplatz mit dem nicht ganz vermeidbaren Zeitverlust (einer der Techniker muß im allgemeinen warten) billiger ist als der Kauf eines zusätzlichen Wobblers.

Beim Anschaffen eines neuen Wobblers kann man jedenfalls die Möglichkeit ausnutzen, eine Ausführung mit gut ablesbarer und brauchbar unterteilter Markengeberskala zu wählen, denn die Kontrolle des genauen ZF-Abgleichs und der bei höheren Eingangssignalen auftretenden Verstimmungen hat bei Stereo-Empfängern eine viel größere Bedeutung als bei Mono-Geräten. Das früher „erlaubte“ Nachregeln eines ZF-Kreises auf größtes Ausgangssignal kann – wie später noch aufgezeigt wird – einen Verlust an Nachbarkanaldämpfung zur Folge haben, und früher unbedeutende Verstimmungen muß man heute im Interesse guter Stereo-Qualität beachten.

Sehr wichtig ist bei einem für Abgleicharbeiten an Stereo-Empfängern eingesetzten Wobbler auch der Regelbereich des Hubes. Fernsehwobbler müssen einen verhältnismäßig großen Hub erzeugen können, da der Meßbereich dort bis etwa 8 MHz gehen kann und man normalerweise den 2...3fachen Hub einstellt. Für den Rundfunkempfänger-Abgleich muß sich demgegenüber jedoch ein Hub von „nur“ 0,3...0,5 MHz einstellen lassen können, das heißt etwa 1/50 des obigen Wertes. Aus diesem Grunde muß der Hubregler in der Nähe seines linken Anschlages einen für die Einstellung kleiner Hube geeigneten Regelverlauf aufweisen.

1.2. Der Techniker in der Verkaufsberatung

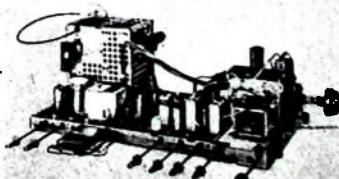
Die Arbeiten des Kundendienst-Technikers beginnen auch auf dem Gebiet der HF-Stereophonie nicht erst in der Werkstatt, sondern schon im Verkaufsraum. Die Erfahrung lehrt sogar, daß der Techniker in der Anfangszeit einer technischen Neuerung sehr häufig hinzugezogen wird, wenn knifflige Fragen zu beantworten sind. Auskünfte über die HF-Stereophonie betreffen hauptsächlich die Probleme des Nachrüstens älterer Mono-Geräte mit einem Decoderbaustein und die Stellungnahme zu der immer wieder von Kaufinteressenten gestellten Frage: „Kann ich mit diesem oder jenem Empfänger auch wirklich gut die Stereo-Programme empfangen?“

Mittagstisch mit Röhrensalat?



Muß leider manchmal sein. Damit man die Arbeit schafft! Graetz kennt diese Nöte des arbeitsüberlasteten Fachhandels. Und versucht, sie abzustellen! Unsere Fernsehgeräte-Chassis werden deshalb so konstruiert, daß Sie es leichter haben bei Repara-

turarbeiten. Daß Sie schneller fertig werden. Daß Sie Zeit gewinnen. Und sei es zum Mittagessen. Ja, so komisch es klingt: Ihr Mittagstisch liegt uns sehr am Herzen! Weil wir wissen, wie wichtig es für den Erfolg ist, wenn man mit Freude schaffen kann.



Begriff
des
Vertrauens

Graetz



1.2.1. Das Nachrüsten älterer Mono-Empfänger

Jede Neuerung bringt es mit sich, daß die vorher ausgelieferten Geräte in gewisser Weise entwertet werden und deren Besitzer es aus verständlichen Gründen versuchen, noch nachträglich in den Genuss der Verbesserung zu kommen. Dem Verkäufer und dem Techniker obliegt in jenen Fällen gemeinsam die Aufgabe, einen Ausweg zu suchen. Psychologisches Geschick rangiert hier in der Bedeutung vor dem technischen Wissen. Trotzdem wird man bei der Beantwortung der heiklen Frage: „Warum läßt sich mein erst einige Jahre alter Empfänger nicht umbauen, er ist doch mit einem Stereo-NF-Teil ausgerüstet?“ nicht auf einige Fakten der technischen Entwicklung verzichten können.

Auch unter Technikern besteht hier und da noch die irrite An- sicht, daß man von Seiten der Industrie bereits mindestens seit der Einführung der NF-Stereophonie im Jahre 1958 auch die Vorbereitungen für die schon damals „in der Luft liegende“ HF-Stereophonie hätte treffen können. Tatsächlich bestand aber lange Zeit Unklarheit über die Wahl des Verfahrens, das ja die Schaltungstechnik des Empfängers stark beeinflußt. Erst am 20. April 1961 zeichnete sich eine Klärung ab, als die amerikanische Federal Communications Commission (FCC) das in der Liste der Normvorschläge unter Nummer 4a geführte System zur Norm erklärte [3, 4].

Frühestens seit 1961 hatten die Geräteentwickler also die Möglichkeit, sich auf die besonderen Probleme der auch für Europa zu erwartenden Stereo-Norm einzustellen. Aus diesem Grunde ist es auch verständlich, daß durchweg erst ab Baujahr 1962/63 konkrete Vorbereitungen für einen nachträglichen Decodereinbau getroffen werden konnten, obwohl auch damals die Bedenken nicht restlos zerstreut waren, ob sich das unter anderen Bedingungen zugelassene Verfahren auch uneingeschränkt für Europa verwenden ließe [4].

Ein Käufer interessiert sich nicht für historische Zusammenhänge der technischen Entwicklung. Man kann aber der Darstellung entnehmen, daß von einem nachträglichen Einbau eines Decoders in einen Empfänger des Baujahres 1961/62 und älter abzuraten ist. Wer sich dennoch an den Umbau heranwagt, muß mit erheblichen Einbußen an Übersprechdämpfung und mit einer Zunahme des Klirrgrades rechnen oder einen recht umfangreichen Umbau

des ZF-Teiles riskieren. In jenen Fällen ist dem Gerätebesitzer besser der zusätzliche Anschluß eines vollständigen HF-Baustein-Gerätes zu empfehlen.

Das Einbauen eines Decoders in ein entsprechend vorbereitetes und von der Herstellfirma für das Nachrüsten empfohlenes Chassis bereitet dagegen weder elektrische noch mechanische Schwierigkeiten, wenn die Anweisungen genau beachtet werden. Im allgemeinen genügt nach dem Einbau das Nachstellen der Übersprech-Einstellregler.

Auch wenn nicht in jedem Falle die gewünschten 25...30 dB Übersprechdämpfung erreichbar sind, erfüllen die Nachrüst-Decoder jedoch die wichtige Aufgabe, einen sonst für die Teilnahme am Stereo-Rundfunk ausfallenden Teil der Rundfunkhörer zufriedenzustellen.

1.2.2. Neue Empfänger mit organisch eingebautem Decoder

Im ersten Augenblick sieht es so aus, als ob beim Beraten des Kaufanwärters eines neuen Empfängers mit fabrikseitig eingebautem Decoder keine technischen Fragen mehr zu klären seien. Wer heute jedoch einem Käufer die Auskunft gibt, daß er mit seinem neuen Empfänger stets ohne weitere Änderungen und Ergänzungen seiner Empfangsanlage eine einwandfreie Stereo-Wiedergabe hören wird, kann unter Umständen in schwach versorgten Gebieten unangenehme Überraschungen erleben.

Die größere NF-Bandbreite des Stereo-Empfängers (bis zum Decoderausgang) und das Vorhandensein eines zusätzlichen Trägers verschlechtern nämlich den Störabstand gegenüber sonst gleichen Mono-Übertragungsbedingungen um etwa 20 dB. Die Antennenspannung muß also eigentlich um den zehnfachen Betrag höher sein als beim normalen Mono-Empfang. In manchen Fällen dürfte daher der heute meistens als Standardantenne verwendete Gehäusedipol nicht ausreichen. Ordnungsgemäß installierte Überdachantennen liefern nicht nur ein höheres Signal (das auch den UKW-Empfang für andere Stationen oft überzeugend verbessert), sondern schirmen wegen ihrer Richtwirkung auch die Reflexionen ab, die in gebirgigen Gegenden sonst die Stereo-Wirkung beeinträchtigen können [5].

Ahnlich wie beim Fernsehempfang, sollte man also bei der Beratung des Käufers die Antennenfrage in das Verkaufsgespräch

Blickfang

im Bandvorrat Ihres Fachgeschäfts ist die Novodur-Kassette: elegant, formschön, schlagfest und staubunempfindlich. Sie paßt in jedes Bücherregal. Ideal für die Aufbewahrung des wertvollen Agfa Magnettonbandes aus Polyester. Fachleute und Amateure schätzen es wegen seiner besonderen Vorteile: optimale Wiedergabe von Musik und Sprache. Tropfest, schmiegksam und unverwüstlich!

AGFA-GEVAERT AG

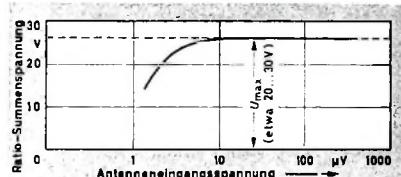


einbeziehen und sei es nur in Form eines Hinweises, daß beim Aufstellen noch die Antennenspannung überprüft werden müsse. Der nicht über diese Frage informierte Kunde fühlt sich sonst später falsch beraten und ist enttäuscht.

Die Kontrolle der Antennenspannung erfordert weder ein teures Meßgerät noch viel Zeitaufwand. Zwei Verfahren eignen sich für eine einfache, aber recht zuverlässige Prüfung. Die erste Methode erfordert eine Spannungsmessung im Gerät, liefert dafür aber genauere Resultate.

Einwandfreier Stereo-Empfang ist nämlich nur dann mit Sicherheit gewährleistet, wenn die Begrenzung des Empfängers voll eingesetzt hat. Als guten Anhaltspunkt für den Begrenzungseinsatz kann man die sogenannte Summenspannung über dem Elektrolytkondensator (einige μ F) des Ratiotektors messen. Neuzeitliche Empfänger haben eine Summenspannungscharakteristik nach Bild 1. Von einer bestimmten Eingangsspannung an

Bild 1. Ratio-Summenspannung in Abhängigkeit von der Antenneneingangsspannung



(bei guten Empfängern etwa 3...10 μ V) verläuft die Kurve waagerecht, das heißt, sie erhöht sich bei weiterem Ansteigen der Eingangsspannung nicht mehr. Die Eingangsspannung lässt sich mit einem Meßsender mit stetig regelbarem Ausgang leicht nachbilden. Man kann daher in der Werkstatt die Summenspannung U_{max} schnell ermitteln. Eine Verfälschung des Resultats kann nur bei sehr hohen Eingangssignalen auftreten, die sich aber durch vorsichtiges Hochregeln des Meßsenderausgangs vermeiden lassen. Nach dem Messen von U_{max} genügt in der Wohnung des Kunden die Vergleichsmessung mit einem einfachen Gleichspannungsmesser, das heißt, bei angeschlossener Antenne muß mit dem Signal des für die Stereo-Übertragung vorgesehenen Senders erneut die Summenspannung gemessen werden. Erreicht der Zeiger wieder den Wert U_{max} , dann reicht die zur Verfügung stehende Antennenspannung aus. Selbstverständlich ist es gleichgültig, ob der Sender während der Vergleichsmessung gerade ein Mono- oder ein Stereo-Programm ausstrahlt. Liest der Vergleichswert unter U_{max} , dann sollte man dem Kunden eine bessere Antenne empfehlen, da sonst das Risiko eines nicht ganz störungsfreien Stereo-Empfangs besteht, auch wenn die Mono-Übertragung bereits rauschfrei und ohne Störungen zu hören ist.

Das zweite Verfahren erfordert noch weniger Aufwand, setzt aber ein empfindliches Gehör voraus. In der Wohnung des Kunden kann man nämlich auch während der Mono-Sendezzeit durch das Vorstecken von Dämpfungsgliedern vor den Antenneneingang ermitteln, ob eine für die Stereo-Übertragung ausreichende Spannung zur Verfügung steht.

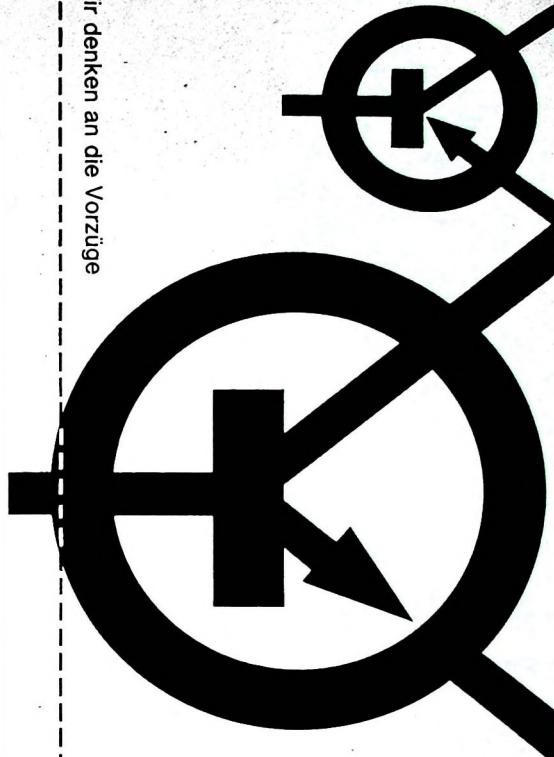
Solche Vorsteckglieder sind mit verschiedenen Dämpfungswerten erhältlich, unter anderem auch mit 20 dB. Die Mono-Sendung muß mit einem 20-dB-Dämpfungsglied noch rauschfrei und ohne Störungen zu empfangen sein. Eine größere Sicherheit erreicht man natürlich mit einem zusätzlichen Glied von -6 dB, also bei insgesamt 26 dB Vordämpfung.

Der erfahrene Techniker mag an dieser Stelle einwenden, daß die letzte Methode wenig Sicherheit gegenüber dem direkteinfallenden Signaleitband biete und das Vorsteckglied unter Umständen „umgangen“ werde. Man kann aber davon ausgehen, daß bei starkem Direkteinfall im allgemeinen auch keine Versorgungsschwierigkeiten bestehen, so daß der dann auftretende Prüf Fehler keine nachteiligen Folgen haben kann. (Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [1] Dießenbach, W. W.: HF-Stereophonie - Grundlagen - Empfangstechnik - Service. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 22, S. 824-826
- [2] • Pilz, E. P.: Rundfunk-Stereophonie. Stuttgart 1964, Franckh'sche Verlagshandlung
- [3] Beginn des Stereo-Rundfunks in den USA. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 10, S. 355
- [4] Janus, G.: Die amerikanische FCC-Stereo-Norm. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 18, S. 554-555
- [5] Fiebranz, A.: Erfordert stereophoner Rundfunkempfang besondere Antennen? Hirschmann-Hausmitteilungen „Die Brücke zum Kunden“ Nr. 41 (April 1964) S. 17-20

Wir denken an die Vorteile



SEL BAUT PLANARTRANSISTOREN

für Rundfunk
Fernsehen, Phono
Nachrichtentechnik
Datenverarbeitung
Meß- und Regeltechnik

Fordern Sie bitte
ausführliche Unterlagen an



SEL ... die ganze Nachrichtentechnik

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Nürnberg, Platenstraße 66



Es liegt auf der Hand – daß das D 119 CS Mikrofon begehrt ist!

Hervorragender Frequenzgang – auch bei tiefen Frequenzen günstiges Richtungsmaß

Stufenlos regelbare Baßblende und eingebauter „Ein-Aus“-Schalter

Schön in der Formgebung

Handlich im Gebrauch

Qualitätsgeprüft –
wie jedes Mikrofon von AKG

Kurz: ein Meisterstück!

TECHNISCHE DATEN DES DYN. BREITBAND- RICHTMIKROFONS D 119 CS

Obertragungsbereich	40 . . . 16000 Hz
Feld-Leerlauf-Obertragungs-Faktor bei 1000 Hz	0,18 mV/über
Elektrische Impedanz bei 1000 Hz	200 Ohm
Richtcharakteristik	plerenförmig
Richtungsmas bei 180°	ca. 15 db
Abmessungen	38 mm Ø, 152 mm lang
Gewicht	175 g netto, ca. 300 g brutto

Original-Frequenzgang-Kurve wird mitgeliefert.

Von Sendern und Frequenzen

Deutschland

► Um den Empfang des ersten Fernsehprogramms in den noch unzureichend versorgten Gebieten zu verbessern, wurden in letzter Zeit verschiedene neue Senderanlagen in Betrieb genommen.

Im Sendegebiet des Bayerischen Rundfunks wurden UHF-Sender auf dem Bismarckturm in Coburg (Kanal 59) und in Neustadt bei Coburg (Muppberg, Kanal 56) errichtet. Die neuen Sender versorgen diese Städte und das dazwischenliegende Gebiet, sowie es im Sichtbereich des Bismarckturms und des Muppbergs liegt. Auf dem Strehtrumpf bei Grassau arbeitet ein neuer Fernsehumsatzer im Kanal 9, der die bisher auf dem Westerbuchberg betriebene Station im Kanal 5 ersetzt. Der Kanal 5 mußte aufgegeben werden, weil er einem starken österreichischen Fernsehsender zugeleitet wurde.

Ein neuer Fernsehumsatzer des Hessischen Rundfunks auf dem Kutschstein bei Birstein (Kreis Gelnhausen), der im Kanal 12 arbeitet, verbessert den Empfang in Birstein, Hellstein, Schlierbach, Weilers und Hesseldorf.

Der Südwestfunk nahm neue Umsetzer auf dem Dümperloch bei Dümperfeld in der Eifel und auf der Fustenburg bei Stromberg in Betrieb. Beide Umsetzer arbeiten im Kanal 7. Die lückenlose Versorgung von Gerolstein, Lissingen und Birresborn wurde durch den Füllsender Gerolstein II (Kanal 11) erreicht, der den Sender auf der Baarley ersetzt, der seinen Betrieb inzwischen eingestellt hat.

► Zur Übertragung der Regionalsendung „Prisma des Westens“ hat der WDR jetzt eine UHF-Senderstelle eingesetzt. Die Sender arbeiten in den Kanälen 42 (Wuppertal), 53 (Dortmund), 55 (Düsseldorf) und 49 (Bonn). Zur besseren Versorgung der bergigen Landesteile des Sendegebietes wird der WDR im Laufe dieses Jahres etwa 20 weitere Fernsehumsatzer in Betrieb nehmen.

► Für das dritte Fernsehprogramm des Bayerischen Rundfunks wird die Bundespost ab 1.9.1964 folgende Sender bereitstellen: Augsburg (Kanal 44), Bamberg (Kanal 56), Bayreuth (Kanal 54), Deggendorf (Kanal 40), Landshut (Kanal 58), München (Kanal 56), Nürnberg (Kanal 59), Passau (Kanal 60), Regensburg (Kanal 42) und Würzburg (Kanal 45). Zu einem späteren Termin werden noch die Sender Coburg (Kanal 41) und Spessart (Kanal 51) hinzukommen.

► Der Hessische Rundfunk hat auf dem Feldberg und dem Meißner zwei weitere UKW-Sender errichtet, die im Kanal 25 (94,4 MHz) beziehungsweise 40 (99,0 MHz) zunächst Hörfunkprogramme für Gastarbeiter übertragen.

► Der Intendant von Radio Bremen, Heinz Kerneck, und der Intendant des Zweiten Deutschen Fernsehens, Prof. Dr. Karl Holzamer, haben aus Rationalisierungsgründen eine enge Zusammenarbeit beider Anstalten auf technischem Gebiet vereinbart.

Die Zusammenarbeit soll intensiviert werden, sobald Radio Bremen voraussichtlich im Herbst dieses Jahres seine neuen Fernsehanlagen auf dem Sendergelände im Leher Feld in Betrieb genommen hat. Der neue Sender soll mit einer Strahlungsleistung von 100 kW im Kanal 22 arbeiten. Er dient zur Ausstrahlung des ersten Programms und ersetzt den bisherigen Sender (Umsetzer) im Kanal 22. Durch die neue Anlage wird die Fernsehversorgung im Städtegebiet von Bremen wesentlich verbessert und zugleich der Empfangsbereich vergrößert.

Im Verlauf des Gesprächs im Bremer Funkhaus wurden ferner Möglichkeiten einer direkten Leitungsschaltung von Bremen in das Rhein-Main-Gebiet (Frankfurt) erörtert. Dadurch würde das Bremer Landestheater des ZDF in der Lage sein, seine Beiträge aus der Hansestadt unmittelbar nach Mainz zu geben, während Radio Bremen endlich eine Leitung zum FS-Verteiler Frankfurt zur Verfügung hätte.

Spanien

► In Madrid konnten jetzt drei neue Fernseh-Aufnahmestudios in Betrieb genommen werden, denen im Laufe des Jahres noch weitere sechs folgen sollen. Die spanische Fernsehzentrale liegt 15 km außerhalb von Madrid und umfaßt ein Gelände von 69.000 m². Ein weiterer Produktionsschwerpunkt entsteht in Barcelona. Die neuen Studios erlauben die gleichzeitige Herstellung von zwei Fernsehprogrammen.



AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH
8 MÜNCHEN 18 - SONNENSTR. 18 - TEL. 55 55 45 - TELEX 05 23626

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Britten, War Requiem

Galina Vishnevskaya, Sopran; Peter Pears, Tenor; Dietrich Fischer-Dieskau, Bariton; der Bach-Chor und der Chor des Londoner Symphonie-Orchesters; der Highgate School Chor; Simon Preston, Orgel; Melos Ensemble; Londoner Symphonie-Orchester; Dirigent: Benjamin Britten. Erinnerung an die Schrecknisse des Luftkriegs und Mahnmal zugleich ist die Ruine der im November 1940 zerstörten Kathedrale der englischen Industriestadt Coventry. Rechtwinklig zur alten Kathedrale und durch einen gedeckten Säulengang mit ihr verbunden, wurde 1954 mit dem Bau des neuen Gotteshauses begonnen, zu dessen Einweihungsfeierlichkeiten Benjamin Britten mit der Komposition eines Requiems beauftragt wurde. Am 30. Mai 1962 erklang dort zum ersten Male das „War Requiem“, eine der bedeutendsten Kompositionen zeitgenössischen Musikschaffens. Am Totengedenktag des Jahres 1962, wenige Monate nach der Uraufführung, wurde das Werk zum ersten Male in Deutschland im Rahmen einer Gedenkstunde in Berlin aufgeführt. In kühner Form hat Britten Gedichtstrophäen des kurz vor Ende des Ersten Weltkrieges gefallenen 25jährigen englischen Dichters Wilfred Owen in den liturgischen Requiemtext eingebaut. In seiner Musik hat der Komponist alle Mittel angewandt, um die Dichtung zu eindringlicher Wirkung zu bringen.

Dieses Werk scheint für die Stereo-Aufnahme geradezu prädestiniert zu sein, denn drei selbständige Klanggruppen formen die Plastik des musikalischen Aufbaus. Der große gemischte Chor und der Solosopran, begleitet von großen, reich mit Bläsern und Schlagzeug besetzten Orchester, singen das lateinische Requiem; der zweistimmige und nur von der Orgel begleitete Knabenchor bildet hierzu einen starken Kontrast. Die Gedichte von Owen, das dramatische Zentrum des Werks, werden vom Tenor und Bariton vorgetragen, begleitet von einem Kammerorchester mit einer Flöte, Oboe und Englischhorn, Klarinetten, Fagott, Horn, einfach besetztem Streichquintett und Schlagzeug (Pauken, große und kleine Trommel, Becken, Gong). John Culshaw — als Aufnahmeleiter vieler hervorragender Opernaufnahmen der Decca in aller Welt bekannt — hat hier wieder einmal mehr eine vorbildliche Leistung vollbracht, denn in dieser Schallaufnahme entsteht Brittens „War Requiem“ mit einer Eindringlichkeit, die oft vergessen lässt, daß es sich „nur“ um

eine Schallplatte handelt. Großartig, wie scheinbar aus dem Nichts kommt das einleitende Requiem aeternam des Chores wie ein Trauerzug langsam zu nahen scheint, wie im Offertorium der Knabenchor mit Orgel weit von hinten erklingt und wie das Werk dann ausklingt mit dem versöhnenden „Let us sleep now“, umrahmt vom „In paradisum deductant te angeli“ des Knabenchores, Solosoprans und des achtstimmigen Chors, um dann im Planissimo zu verhauen.

Brittens ausdrücklicher Wunsch, die drei Soloparten mit Künstlern aus drei Nationen zu besetzen, ließ sich bei der Uraufführung noch nicht ganz realisieren. Die vorliegende Schallplattenaufnahme konnte mit den vom Komponisten gewünschten Künstlern gemacht werden: der russischen Sopranistin Galina Vishnevskaya, dem englischen Tenor Peter Pears und dem deutschen Bariton Dietrich Fischer-Dieskau. Hohe internationale Auszeichnungen sind dieser Aufnahme des „War Requiem“ zuteil geworden. Mit Recht, denn hier liegt eine Aufnahme vor, die wegen ihres künstlerischen Inhalts ebenso wie wegen der Aufnahmetechnik hohes Lob verdient hat. Decca SXL 20074/75 (Stereo)

Telemann, Markus-Passion

Agnes Giebel, Sopran; Ira Malaniuk, Alt; Heinz Rehfuss (Evangelist), Bariton; Horst Günther (Jesus); Theo Altmeyer, Tenor; Chœur des Jeunes, Lausanne, unter Leitung von André Charlet; Münchener „Pro Arte“-Orchester unter Leitung von Kurt Redel.

Das Urteil der musikalischen Welt über das Schaffen Georg Philipp Telemanns (1681–1761) hat sich in den letzten Jahrzehnten gewandelt. Heute erblickt man in ihm nicht mehr den musikalischen Vielschreiber, sondern den Musiker, der mit seinem Stil die Brücke vom musikalischen Barock zum Rokoko geschlagen hat. Während der Internationalen Festspiele in Montreux im Herbst 1963 erlebte man eine Premiere besonderer Art: die erste Wiederaufführung der 1759 komponierten Markus-Passion nach dem Tode des Komponisten. Die Aufführung in der Kirche St. Martin zu Vevey erregte das Interesse weiter Kreise. In mühevoller Kleinarbeit hatte Kurt Redel, der Leiter des „Pro Arte“-Orchesters München, das Werk aus noch vorhandenen Singstimmen und einer Partitur-Kopie aus dem Jahre 1769 rekonstruiert. Es ist eine kulturelle Leistung der Schallplatte, dieses Werk jetzt

RS 3,5

Abmessungen: 34 mm Ø, 61 mm hoch
Gewicht: 150 g, Nennspannung: 1,2 V
Nennkapazität: 3,5 Ah, 10-stündig.
Durch Reihenschaltung
mehrerer Zellen lassen sich Batterien
mit Nennspannungen bis 24 V
erstellen.

Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten ?

Dann wird Sie die VARTA DEAC Zelle RS 3,5 interessieren.

Diese wiederaufladbare, gasdichte Nickel-Cadmium-Zelle hat einige besondere Vorteile: günstiges Leistungsgewicht und -volumen, große Leistungsfähigkeit und Austauschbarkeit gegen Trockenzenellen gleicher Abmessung.

Bisher wurde sie vorwiegend als Stromquelle für Tonbandgeräte, Elektrowerkzeuge, Blitzlichtgeräte und elektronische Steuergeräte verwendet. Aber vielleicht ist gerade die Zelle RS 3,5 für Ihr schnurloses Elektrogerät besonders geeignet.

VARTA DEAC baut serienmäßig Stahlakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah. Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.

VARTA DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH & FRANKFURT/M. NEUE MAINZER STRASSE 54



immer wieder **VARTA** wählen



einem großen Kreis von Musikfreunden zugänglich gemacht zu haben, denn die Markus-Passion ist eine Bereicherung der Musik und rundet zugleich das Bild vom Schaffen Telemanns ab. Sie hat nicht die Dramatik der Bachschen Matthäus-Passion. Sie ist problemloser, aber getragen von viel Ingénuité und oft kindlich-naiver Gläubigkeit.

Kurt Redel ist Solisten, Chor und Orchester ein guter Führer. Frei von sentimentalischen Übertriebungen läßt er das Werk so entstehen, wie es in einer „authentischen“ Interpretation Telemanns geklungen haben mag. Hohe Anerkennung gebührt den Solisten, vor allem der in den kontemplativen Teilen ebenso wie in den dramatischen Szenen sehr einführend singenden Agnes Giebel und dem ausdrucksvollen Bariton des Evangelisten Heinz Rehfuss. Die Stereo-Aufnahmetechnik hat hier über dem Durchschnitt liegende Arbeit geleistet. Die dem Charakter der Musik entsprechende Raumakustik trägt mit dazu bei, ein überaus transparentes Klangbild großer Breite entstehen zu lassen. Schon in der kurzen Einleitung hat man Gelegenheit, die sauber aufgenommenen Streicher und Bassen, die räumlich gut abgesetzte Orgel und das Continuo als Fundament der Begleitung zu genießen. Sehr lieblich erklingen auch die Holzbläser in dem gut ausgewogenen,

deutlichen Klangbild. Am Rande vermerkt sei noch, daß diese Aufnahme wegen des gut abgewogenen Hallanteils auch bei Wiedergabe mit kleiner Lautstärke noch hohen Genuß bereitet.

Philips 835229/30 AY (Stereo)

Bach, Konzert für Violine, Oboe, Streicher und Continuo d-moll nach BWV 1060; Konzert für 2 Violinen, Streicher und Continuo d-moll BWV 1043; Konzert für 2 Cembal, Streicher und Continuo Nr. 1 c-moll BWV 1060

Otto Büchner, Kurt Günther, Violinen; Edgar Shann, Oboe; Karl Richter, Hedwig Bilgram, Cembali; Münchener Bach-Orchester unter Karl Richter Aus der mittleren Leipziger Zeit Bachs stammt das c-moll-Konzert für 2 Cembal. Es ist die Bearbeitung eines ursprünglich für Violine und Oboe geschriebenen Konzertes, dessen Original verlorengegangen ist. Durch manigfaltige Vergleiche und Kombinationen ist es aber möglich gewesen, aus den Partien der rechten Hand der beiden Cembalo-Stimmen die Violin- und die Oboen-Stimme zu rekonstruieren. In dieser Aufnahme aus der Archiv-Produktion hat man nun Gelegenheit, beide Fassungen zu hören. Die erste Fassung für Violine und Oboe gewinnt ihren besonderen Reiz durch die Gegenüberstellung der beiden nuancenreich konzertierenden Instrumente.

Die Fassung für 2 Cembal ist besonders geeignet, um zu demonstrieren, was Stereo kann. Den Klang der beiden Cembali getrennt zu hören, ist eben nur in Stereo möglich, weil sich diese beiden Klänge nur durch ihre räumlich verschiedene Lage unterscheiden lassen. Diese Platte sollte man deshalb insbesondere auch dem an Stereo interessierten Musikfreund vorführen. Der Unterschied zwischen Stereo und Mono wird ihm dann greifbar klar werden.

Das Doppelkonzert d-moll für 2 Violinen gehört wegen seines schönen Largos zu den beliebtesten Werken der Instrumental-Literatur. Nach dem im strengen Kontrapunkt aufgebauten Vivace des 1. Satzes ist das Largo mit seinem ruhig schwelbenden Sizillano-Rhythmus im 12/8-Takt ein Satz voller Melodie, dessen Begleitung sich über einem immer wiederkehrenden Baßthema auf Stützung. Im Sizillano-Rhythmus beschränkt.

Hier hat die Archiv-Produktion eine Platte vorgelegt, die nicht nur dem ernsten Freund Bachscher Musik hohen Genuß bietet, sondern auch dem Hi-Fi-Freund, der sich dem Genuß exzellent aufgenommener Stereo-Musik hingeben will.

Deutsche Grammophon Archiv-Produktion SAPM 198321 (Stereo)

Händel, Wassermusik (Orchesterkonzert Nr. 25)

Berliner Philharmoniker unter Rafael Kubelik

Als großangelegte Suite bietet sich Händels „Wassermusik“ dar. Diese festliche Barockmusik legt die Deutsche Grammophon in einer Geschenkausgabe mit kunstvoll ausgeföhrt 23seitigen Beilegheft vor, eine dem musikalischen Inhalt der Platte würdige Leistung. Lobenswert ist die Arbeit der Tontechnik (Aufnahmleiter: Hans Weber, Toningenieur: Günther Hermanns), die es verstanden hat, einen vollen, gut aufgelösten und doch in sich geschlossenen Streicherklang aufzunehmen. Der besondere Reiz dieser leichten und problemlosen Musik liegt an vielen Stellen bei den Holzbläsern, die sich den Streichern solistisch zusammensetzen und deren Wechselspiel in geradezu natürlicher Schönheit erklingt. Angenehm berührt ist man von der akustischen Tiefe, die dieser Aufnahme eigen ist. So entsteht ein klares, abgerundetes Klangbild mit viel Transparenz. Alles in allem: eine dank der unter Kubelik prächtig musizierenden Berliner Philharmoniker und dank der hervorragenden Leistung der Technik von der Aufnahme bis zur Pressung über dem Durchschnitt stehende Aufnahme.

Deutsche Grammophon 109105 (Stereo)

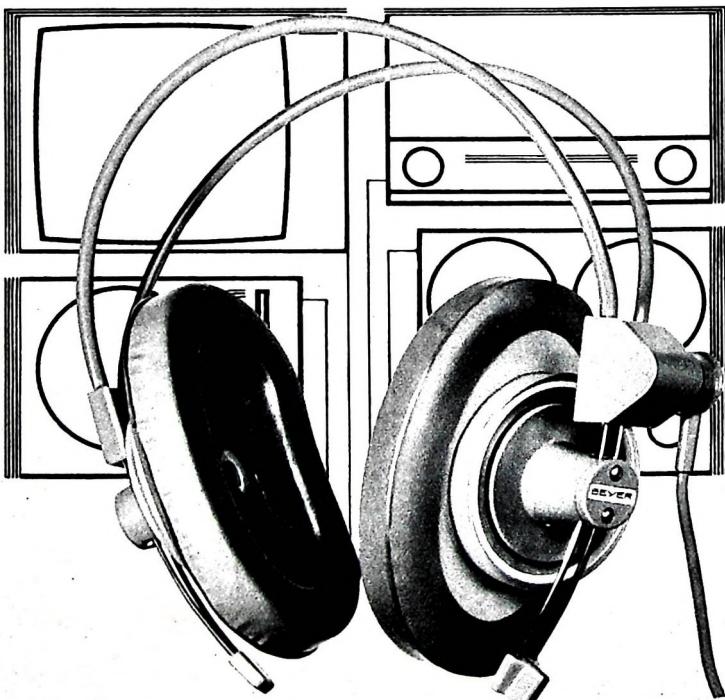
BEYER

BEYER

BEYER

BEYER

BEYER



Der hochwertige dynamische Kopfhörer DT 96 ist durch auswechselbare, steckbare Kabel in Mono und Stereo zu verwenden.

Hervorragende akustische Eigenschaften, neuartige Konstruktion, geringes Gewicht, zeitgemäße Form zeichnen diesen Hörer aus.

EUGEN BEYER · Elektrotechnische Fabrik · 71 Heilbronn/Neck. · Theresienstr. 8 · Telefon 82348

Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik

Fortschreibung von FLINK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 16, S. 589

4.2.2. Frequenzteilung mit Dioden

Eine wesentlich exakter arbeitende Schaltung, die wir gegebenenfalls auch aufbauen können, ist im Bild 57 dargestellt. Hier wendet man das Prinzip der sogenannten stufenweisen Kondensatorladung an. C 1 ist ein Ladekondensator, der über die Dioden D 1 und D 2 aufgeladen wird, und zwar von einer Wechselspannung, deren Frequenz f_0 geteilt werden soll. Das Entladungssystem besteht aus der Röhre Rö, die in Verbindung mit dem Übertrager Ü als gesteuerter Sperrschwinger arbeitet. Die Aufladung erfolgt auf folgende Weise: Ist $C \ll C_1$, so fließt während der positiven Halbwellen der angelegten Wechselspannung über C, D 1 und C 1 ein Ladestrom. Da das Kapazitätsverhältnis sehr ungleich ist, wird C schnell aufgeladen, C 1 dagegen nur geringfügig. Trifft nun die negative Halbwelle der Steuerspannung ein, so kann sich C über D 2 sehr schnell umladen, und beim Eintreffen der nächsten positiven Halbwelle fließt wieder Ladestrom über C und D 1 in C 1 hinein, der die Ladung um eine weitere Stufe vergrößert. Hätten wir einen Oszilloskop, so könnten wir an C 1 einen treppenförmigen Spannungsanstieg mit ungleicher Höhe der Treppenstufen beobachten. Die Spannungssprünge sind nämlich bei Beginn der Ladung höher als am Ende, weil der Ladestrom hier nicht konstant ist. Er hängt bei konstanter Eingangsamplitude vom Ladestand von C 1 ab. Mit zunehmender Aufladung dieses Kondensators wird der Ladestromimpuls immer kleiner, so daß die Spannungsstufen immer niedriger werden.

Die Röhre Rö ist bei entladtem Kondensator C 1 gesperrt, denn ihre Kathode ist infolge des Spannungsabfalls an R 1 (hervorgerufen durch einen Hilfstrom über R 2) sehr stark positiv gegenüber dem Gitter. Mit

zunehmender Ladung von C_1 wird die Gittervorspannung aber immer weniger negativ, und schließlich kann die Röhre Anodenstrom führen. Dann beginnt der Sperrschwinger zu arbeiten (s. Abschnitt 3.5.1.), die Röhre entriegelt sich sehr schnell und führt Gitterstrom. Nun kann sich C_1 über die niederohmige Gitter-Katoden-Strecke und den großen Kondensator C_2 sehr schnell entladen. Anschließend wird R_0 wieder gesperrt, und es erfolgt eine erneute stufenweise Aufladung von C_1 .

Das Frequenzteilungsverhältnis ist vor allem durch die Größe des Ladestroms, durch die Kapazitäten C und C_1 sowie deren Verhältnis bestimmt. Je kleiner man C gegenüber C_1 wählt, um so kürzer ist der Ladestromimpuls durch C_1 . Das entspricht einem großen Teilungsverhältnis. Mit R_1 lässt sich das Teilungsverhältnis beeinflussen. Am Sperrschwinger kann man die geteilte Frequenz abgreifen. Solche Schaltungen arbeiten bereits recht zufriedenstellend, erfordern aber, wie man sieht, schon einen etwas größeren Aufwand.

4.2.3. Frequenzteilung mit Sperrschnüren

Im Gegensatz zu der Schaltung nach Bild 57, bei der der Sperrschwinger nur als Auslöseorgan wirkte, kann man einen Sperrschwinger auch

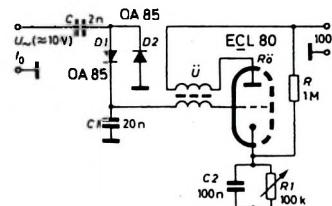


Bild 57. Frequenzteiler mitstu-
fenweiser Kondensatoraufladung

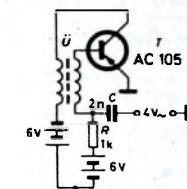


Bild 58. Frequenzteiler mit Sperrschwingen

selbst als Frequenzteiler verwenden. Eine solche Schaltung zeigt Bild 58. Von selbst kann diese Anordnung keine Schwingungen erzeugen, weil der Basis des Transistors T über R eine positive Vorspannung zugeführt wird. Man nennt derartige Schaltungen monostabil, weil sie in einem bestimmten elektrischen Zustand stabil verharren. Bringt man sie in einen anderen



Formvollendet und durch und durch zuverlässig

BSR-Plattenwechsler und -Plattenspieler sind ebenso unkompliziert wie technisch vollkommen. Ihre Eigenschaften: Monoaural- und Stereo-Tonkapsel, variable Auflagegewichte, automatische Freistellung des Reibrades in ausgeschaltetem Zustand.

UA 15 – ein extrem flacher Wechsler für das gemischte Spiel von 17-, 25- und 30-cm-Platten.

GU 7 - ein volkstümlicher Plattenspieler in klarer Formgebung mit automatischer Einschaltung.

BSR (Germany) GmbH



3011 Laatzen/Hann. · West Germany
Münchener Straße 16

elektrischen Zustand, so dauert dieser nur kurze Zeit; anschließend fällt die Anordnung wieder in ihren stabilen Zustand zurück.

Der stabile Zustand hält an, solange über den Kondensator C keine Steuerspannung zugeführt wird. Schalten wir jedoch eine sinusförmige Wechselspannung ein, so beginnt der Transistor kurz vor Erreichen des Scheitelpunktes der ersten negativen Halbwelle zu leiten. Am Collector tritt jetzt ein positiver Spannungsimpuls auf, und es setzt ein Rückkopplungsvorgang in der Sperrschwingerschaltung ein. Sobald diese Erscheinungen abgeklungen sind, kommt die Zeitkonstante des Kopplungsübertragers zur Auswirkung, was sich als langsame Erhöhung des Collectorstroms und ebenso langsame Erhöhung der Collectorspannung bemerkbar macht. Erst nach dem Ablauf dieses Vorganges, der wesentlich länger als die Periode der steuernden Wechselspannung dauern kann, löst die nächste negative Halbwelle der Steuerspannung ein erneutes Umkippen aus. Wie man sieht, ist das Frequenzteilungsverhältnis hier vor allem durch die Zeitkonstante des Übertragers im Sperrschwinger bestimmt. Durch Einfügen eines RC-Gliedes in die Basisleitung ließe sich eine neue Zeitkonstante einführen, die sich dann ebenfalls auf das Frequenzteilungsverhältnis auswirkt. Es gibt hier die verschiedensten Schaltmöglichkeiten.

Man kann auch mit einem normal schwingenden Sperrschwinger, einem sogenannten astabilen Sperrschwinger, eine Frequenzteilung durchführen. Dann muß nur die Grundfrequenz des Sperrschwingers klein gegenüber der zu teilenden Frequenz sein. Die zugehörige Spannung wird in geeigneter Weise in den schwingenden Sperrschwinger eingespeist. Besteht Synchronismus, so ergibt sich die gewünschte Frequenzteilung. Ein Nachteil solcher selbständigen schwingenden Sperrschwinger ist jedoch darin zu sehen, daß die Anordnung zum Beispiel beim Ausfall der Steuerspannung selbsttätig weiterläuft und unter Umständen eine Frequenzteilung vortäuscht.

4.2.4. Frequenzteilung mit Multivibratoren

Ebenso wie mit Sperrschwingern, kann man auch mit Multivibratoren eine Frequenzteilung erreichen. Bei diesen Schaltungen unterscheidet man ebenfalls zwischen monostabilen und astabilen Anordnungen. Im Bild 38 hatten wir einen selbständigen Multivibrator, also eine astabile Ausführung, kennengelernt. Führen wir ihm eine Wechselspannung, zum Beispiel vom Netztransformator, über einen Kondensator zu (Bild 59) und wählen wir die Zeitkonstanten des Multivibrators so groß, daß er



Bild 59. Prinzip der Frequenzteilung mit Multivibratoren

eine Rechteckspannung von wesentlich weniger als 50 Hz liefert, so können wir an der Anode von Rö 2 mit dem Kopfhörer eine tiefere, mit der Eingangsfrequenz synchrone Frequenz feststellen. Verfügen wir über einen Tongenerator, so können wir natürlich durch andere Bemessung des Multivibrators jede beliebige Frequenzteilung durchführen.

Der Multivibrator läßt sich auch monostabil schalten, indem wir zum Beispiel einem Steuergitter eine hohe negative Vorspannung erteilen. Dann wirkt die Anordnung ähnlich wie der monostabile Sperrschwinger im Bild 57. Solche Versuche sollte man aber zweckmäßigerverweise nur dann durchführen, wenn mehr Meßmittel, wenigstens ein Oszilloskop, zur Verfügung stehen.

4.2.5. Zählketten

Mit einer einzigen Stufe lassen sich nur beschränkte Frequenzteilungsverhältnisse erreichen. Wird das Verhältnis zwischen der zu teilenden und der geteilten Frequenz zu groß, so arbeiten die Stufen unstabil. Man geht daher in der Praxis, wenn ein besonders großes Teillungsverhältnis erwünscht ist, so vor, daß man mehrere Teilerstufen hintereinander schaltet. Man erhält dann sogenannte Zählketten, wie sie auch in elektronischen Zählern anzutreffen sind.

Prinzipiell ist es gleichgültig, welche Frequenzteilerschaltung man verwendet. Im Bild 60 sind vier Frequenzteilerstufen dargestellt, die die Frequenz jeweils im Verhältnis 2:1 teilen. Der Ausgang jeder Stufe

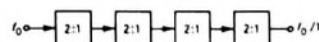
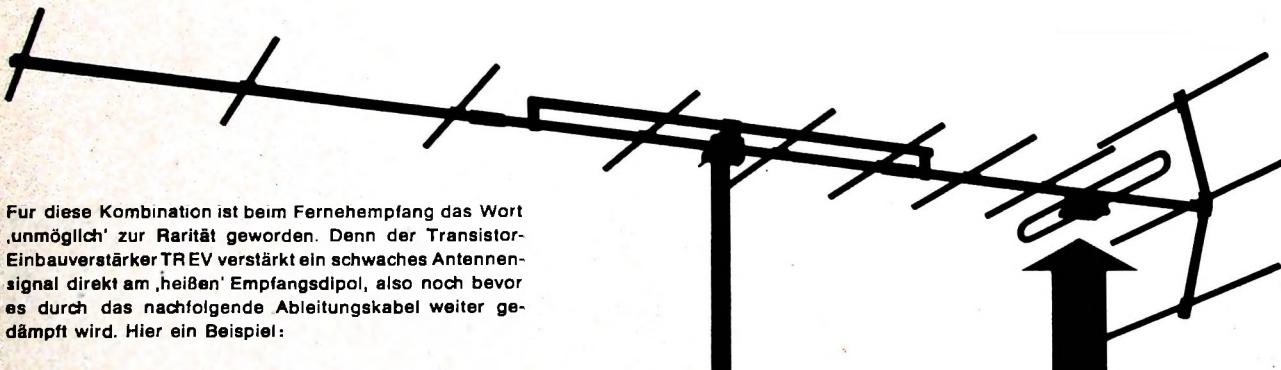


Bild 60. Zählkette mit vier Frequenzteilerstufen

steuert den Eingang der folgenden, so daß jeweils die geteilte Frequenz einer Stufe auf den Eingang der nächsten wirkt. Das Gesamtfrequenzteilungsverhältnis entspricht dem Produkt der Teillungsverhältnisse aller Stufen. Im vorliegenden Fall erhalten wir $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 16$. Würden wir mit einer solchen vierstufigen Kette eine Gesamtfrequenzteilung von 16:1 erreichen. Beim Anschluß einer weiteren Stufe erhält man den Wert 32, eine sechste Stufe würde die Frequenzteilung auf 64:1 erhöhen usw. Natürlich kann man die Frequenzteilungsverhältnisse je

ELTRONIK-Hochleistungsantennen mit TREV



Für diese Kombination ist beim Fernsehempfang das Wort „unmöglich“ zur Rarität geworden. Denn der Transistor-Einbauverstärker TREV verstärkt ein schwaches Antennen-Signal direkt am „heißen“ Empfangsdipol, also noch bevor es durch das nachfolgende Ableitungskabel weiter gedämpft wird. Hier ein Beispiel:

FA 12 K...

VHF-Hochleistungsantenne
für je einen Kanal 5 bis 12,
Vor-Rückverhältnis: 30 dB

Gewinn: 12,5 dB

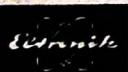
TREV 1/3

VHF-Transistor-Einbauverstärker
auf jeweils einen Kanal von
K 5 bis 12 abgestimmt,

Gewinn: 14 dB

Insgesamt:

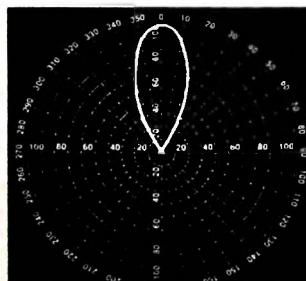
26,5 dB



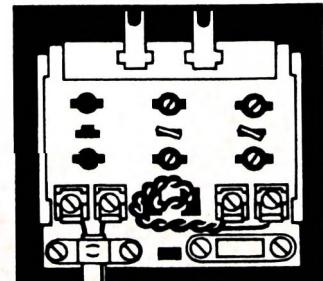
ROBERT BOSCH ELEKTRONIK GMBH · BERLIN

Richtdiagramm FA 12 K...

Öffnungswinkel:
horizontal 34°, vertikal 40°



Einbau
direkt in die Antennen-Dipoldose



Stufe auch höher wählen; möglich sind Werte bis 10:1. Damit würde man bei einer vierstufigen Kette einen Wert von $10^4:1 = 10000:1$ erhalten.

Wie schon erwähnt, bilden derartige Ketten elektronische Zähler, denn sie zählen die einzelnen Perioden der steuernden Frequenz. Ordnet man jeder Stufe irgendeinen Indikator zur Anzeige zu, so kann man den Stand des elektronischen Zählers genau ablesen. Wird die Zählkette während einer genau definierten Zeit betrieben, so läßt sich aus der Anzahl der gezählten Perioden und der Zeit die Frequenz berechnen. Auf diesem Prinzip beruhen zum Beispiel die heute immer häufiger verwendeten digitalen Frequenzmesser. Da die Frequenz eine Funktion der Zeit ist, kann man auch digitale Zeitmesser usw. aufbauen. Hier beginnt ein Spezialgebiet der Elektronik, das sich immer mehr ausbreitet.

4.3. Photoelektronik

Einige Probleme der Photoelektronik wurden bereits im ersten Teil der Beitragsreihe gestreift. Wir erörterten dort vor allem die prinzipielle Wirkungsweise photoelektrischer Bauelemente. In diesem Abschnitt wollen wir einige Schaltungen ausprobieren, um ein Gefühl für die Wirkungsweise zu erhalten. Dabei verwenden wir nur solche photoelektrischen Bauteile, die wir bereits besitzen. Wir benötigen also lediglich das Selen-Photoelement sowie einen Photowiderstand LDR 03 von Valvo.

Die hohe Empfindlichkeit der modernen lichtelektrischen Bauteile hat die Schaltungstechnik außerordentlich vereinfacht. Besonders die Photowiderstände haben die früher üblichen Schaltungen mit gasgefüllten Photozellen oder Hochvakuumzellen weitgehend verdrängt, wenn es nicht gerade auf hohe Trägheitslosigkeit ankommt. Photoelemente und Photowiderstände haben eine erhebliche Trägheit, die jedoch bei vielen praktischen Anwendungen nicht stört.

4.3.1. Versuche mit Photoelementen

Ein bereits sehr wirksame Schaltung zeigt Bild 61. Wir schalten das Photoelement Ph unmittelbar zwischen die Basis des Transistors T und Masse, und zwar so, daß der negative Pol an der Basis liegt. Im Collectorkreis liegt das Instrument M mit einem Maßbereich von 5 mA, als Spannungsquelle verwenden wir eine Taschenlampenbatterie. Ist das Photoelement vollkommen abgedunkelt, so fließt praktisch nur der Reststrom von Bruchteilen eines Milliampere. Sobald jedoch nur ein wenig Licht auf die Zelle fällt, beginnt der Strom stark zu steigen, weil nunmehr

die Basis des Transistors entsprechend negativ wird. Haben wir ein gecktes Luxmeter zur Verfügung, so können wir die Einrichtung auch in Einheiten der Beleuchtungsstärke eichen, wobei allerdings die Temperaturabhängigkeit des Transistors durch eine zusätzliche Kompensationsschaltung beseitigt werden müßte. Für unsere Versuche können wir aber darauf verzichten. Auf jeden Fall läßt der Versuch erkennen, daß man schon bei geringem Aufwand eine sehr empfindliche photoelektrische Anordnung erhält, die außerdem wenig Platz beansprucht. Steht ein empfindliches Meßinstrument zur Verfügung, so kann man auch unmittelbar die Spannung messen, die vom Photoelement geliefert wird.

Durch Nachschalten eines zweiten, gleichstrommäßig mit dem ersten gekoppelten Transistors wird die Anlage noch wesentlich empfindlicher. Es genügen dann schon kleinste Lichtintensitäten, um genügende Collectorstromänderungen im zweiten Transistor hervorzurufen.

In diesem Zusammenhang sei auf die jetzt erhältlichen Silizium-Photoelemente hingewiesen. Man kann Ihnen bereits beachtliche Leistungen entnehmen, wenn man mehrere davon entweder parallel oder in Reihe schaltet. Allerdings sind diese Bauteile noch sehr teuer, so daß auf die Beschreibung entsprechender Versuche verzichtet werden soll.

4.3.2. Versuche mit Photowiderständen

Auch die Wirkungsweise der Photowiderstände wurde bereits besprochen und in einigen Versuchen untersucht, die wir jetzt ergänzen wollen. So zeigt Bild 62 eine sehr empfindliche photoelektrische An-

139

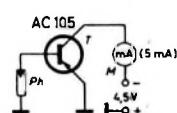
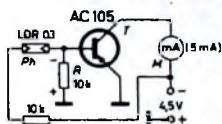
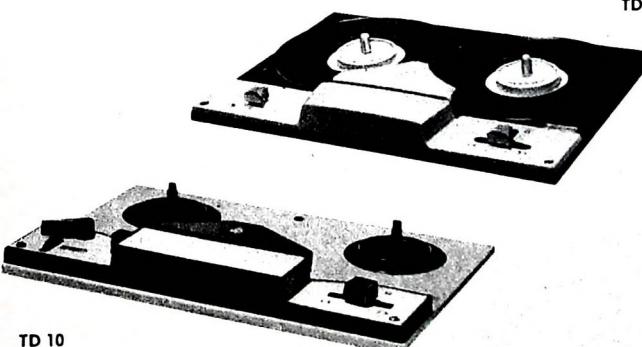


Bild 61. Zur Anwendung von Photoelementen

Bild 62. Zur Anwendung von Photowiderständen



ordnung, die aus dem Photowiderstand LDR 03 und dem Transistor T besteht. Ist der Photowiderstand nicht beleuchtet, so hat er einen Widerstand von mehr als 1 MOhm . Dann liegt die Basis des Transistors über R praktisch auf Emitterpotential, und wir messen mit dem im Collectorkreis liegenden Instrument M nur den Reststrom des Transistors T . Sobald der Photowiderstand beleuchtet wird, sinkt sein Widerstand sehr schnell auf wesentlich kleinere Werte, so daß über R , den Photowider-



Tonbandchassis vollendet in Form und Technik

BSR-Tonbandchassis sind bewußt unkompliziert und robust konstruiert; 2 Mehrfunktionsschalter ermöglichen sichere Bedienung. Sie sind für 2- und 4-Spurbetrieb, mono und stereo, geeignet und besitzen schnellen Vor- und Rücklauf mit autom. Abhebung v. Tonkopf. Besonders gedrängte Bauart.

TD 2 für 9,5 cm und Spulen bis 15 cm, Gleichlauf 0,25 %.

TD 10 für 4,75, 9,5 und 19 cm, Spulengr. bis 18 cm, Bandzählwerk, große Auswahl an Kopfanordnungen, Automat. Löschsicherung. Gleichlauf: 19 cm = $< 0,15 \%$, 9,5 cm = $< 0,25 \%$, 4,75 cm = $< 0,35 \%$.

BSR (Germany) GmbH



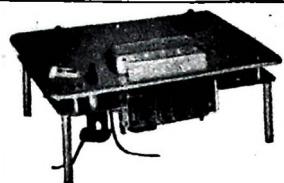
3011 Laatzen/Hann. · West Germany
Münchener Straße 16

Taubandgerätekassette

mech., kpl. mit hochwertigen Tonköpfen u. Tonmotor,
Bandgeschwindigkeiten: 4,75 - 9,5 cm/sec.
oder 9,5 - 19 cm/sec.
Spulendurchmesser bis zu 180 mm.

Preiswert, unkompliziert, ein Präzisionserzeugnis für hohe Ansprüche. Fordern Sie Unterlagen an.

THALESWERK G. m. b. H., 755 Rastatt/Baden, Postfach 345



stand Ph und R ein Strom fließt, der an R einen Spannungsabfall mit der im Bild 62 eingetragenen Polarität hervorruft. Die Basis wird jetzt negativ, und das Instrument M im Collectorkreis schlägt kräftig aus. Es ist erstaunlich, welche geringen Lichtintensitäten genügen, um eine Stromerhöhung im Collectorkreis zu bewirken. Schaltet man außerdem noch einen zweiten Transistor in Gleichstromkopplung hinter den ersten, so erhält man Empfindlichkeiten, die ohne weiteres mit denen eines Photovervielfachers verglichen werden können. Bereits das Mondlicht genügt, um den Collectorstrom des zweiten Transistors stark ansteigen zu lassen. Ein Zündholz, in vielen Metern Entfernung angezündet, reicht ebenfalls aus. In Anbetracht des kleinen Aufwandes wird verständlich, daß die modernen Photowiderstände eine große Bedeutung erlangen konnten.

Noch instruktiver zeigt der folgende Versuch die Bedeutung der modernen Photowiderstände. Die Schaltung nach Bild 63 ist sehr einfach. Der Photowiderstand Ph liegt in Reihe mit dem Lämpchen La an einer

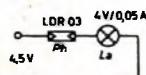


Bild 63. Einfache Schaltung mit Photowiderstand

4,5-V-Taschenlampenbatterie. Solange der Photowiderstand nicht beleuchtet ist, bleibt das Lämpchen dunkel. Wenn man Licht auf den Widerstand fallen läßt, so beginnt das Lämpchen heller und heller zu leuchten, denn der Widerstand von Ph wird jetzt so klein, daß die für das Lämpchen zur Verfügung stehende Spannung ausreicht. Leuchtet das Lämpchen bei entsprechender Beleuchtung von Ph hell genug, so kann man es dem Photowiderstand nähern und dessen zusätzliche Beleuchtung entfernen. La wird dann weiter leuchten, da sein eigenes Licht den Photowiderstand auf einem genügend kleinen Widerstandswert hält. Entfernt man das Lämpchen vom Photowiderstand, so wird das Licht schwächer und verschwindet plötzlich ganz, weil dann der Widerstand von Ph zu groß ist. Jetzt ist erst wieder eine Anregung von außen erforderlich, um den Vorgang von neuem einzuleiten. Die Schaltung bietet also die Möglichkeit, die Lampe durch eine Initialbeleuchtung zum Leuchten zu bringen und nach Wegfallen der Lichtenregung am Leuchten zu erhalten. Schaltungen dieser Art werden für mancherlei Zwecke benötigt.

Selbstverständlich kann man mit Hilfe dieser Photowiderstände und auch der Photoelemente Relais betätigen oder Steuervorgänge irgendwelcher Art auslösen. Handelt es sich um kleine Helligkeiten, so greift man, wie Bild 62 zeigte, zu Verstärkerschaltungen. An Stelle von Transistoren mit nachgeschalteten Relais kann man aber auch beispielsweise Thyristoren oder Relaissröhren verwenden, die auf niedrige Spannungen ansprechen und kräftige Ausgangsströme abgeben können.

Auch die Steuerung von Elektronenröhren ist möglich, wobei immer Gleichstromkopplung vorausgesetzt wird. Man kann aber auch besonders hochempfindliche Anzelgeverstärker in Wechselstromkopplung einsetzen, muß dann jedoch dafür sorgen, daß die lichtempfindlichen Bauteile mit Wechsellicht beleuchtet werden.

Schaltungen mit Phototransistoren und Photodioden brauchen wir nicht gesondert zu besprechen, da die betreffenden Bauelemente ebenso in Schaltungen eingesetzt werden können wie bei Bild 61 bis 63 beschrieben.

4.4. Versuche mit Heißleitern

Der Heißleiter ist im Laufe der letzten Jahre ein außerordentlich vielseitig verwendbares elektronisches Bauelement geworden. Man kann Heißleiter heute mit den verschiedensten elektrischen Daten herstellen. Über die grundsätzliche Wirkungsweise wurde bereits gesprochen. Wir besorgten uns damals für die Versuche einen Heißleiter von Valvo und wollen diesen auch für die folgenden Versuche verwenden.

4.4.1. Grundversuche

Wir schalten zunächst nach Bild 64 den Heißleiter R_1 in Reihe mit einem Strommesser und einem Schutzwiderstand R und legen die Schaltung an eine Spannung von 4,5 V. Zunächst wird das Instrument nur



Bild 64. Zur Untersuchung von Heißleitern

einen kleinen Ausschlag zeigen, der sich mit zunehmender Erwärmung des Heißleiters immer mehr vergrößert. Diese Erwärmung kann man beispielsweise durch einen heißen Lötkolben, eine angenehme Flamme oder ähnliche Maßnahmen bewirken. Wir hatten schon früher einen dergleichen Versuch gemacht, wollen ihn aber absichtlich nochmals wiederholen, um die Eigenschaften des Heißleiters genau kennenzulernen. Auffällig ist zunächst die verhältnismäßig große Trägheit, die auf der Wärme-Zeitkonstante des Heißleiters beruht. Es dauert ja stets eine gewisse Zeit, bis die von außen zugeführte Wärme das Innere des Bauelements erreicht. Ebenso dauert die Abkühlung eine gewisse Zeit. Wenn man die Wärmequelle entfernt hat, bleibt der Strom zunächst auf seinem höchsten Wert, um dann erst langsam zu fallen. Das Fallen erfolgt überhaupt langsamer als der Stromanstieg, weil der Strom selbst den Heißleiter aufheizt, so daß er sich sehr viel langsam abkühlt.

Bei geeigneter Bemessung von R kann man erreichen, daß der Strom auf dem Höchstwert verharrrt. Dann entspricht die zugeführte elektrische Leistung an der Batterie genau der Leistung, die vom Heißleiter als Wärme abgestrahlt wird. Die Temperatur und der Widerstandswert des Heißleiters bleiben jetzt auf gleicher Höhe, so daß auch der Strom konstant bleibt. Dieses Gleichgewicht ist allerdings labil. Würden wir zum Beispiel den Heißleiter mit einem kräftigen Lufstrom anblasen, so wäre die Wärmeabgabe nach außen höher als die aufgenommene Energie, der Widerstand würde steigen und der Strom fallen. Dieser Stromabfall würde sich auch fortsetzen, wenn wir den Ventilator abschalten, denn nun verringert sich die aufgenommene elektrische Energie wegen des fallenden Stroms, so daß auch die Erwärmung nicht mehr zunimmt und die Abkühlung infolge Abstrahlung der Wärme an die Umgebung fortgesetzt wird.

(Fortsetzung folgt)

Berichtigung

Rauscharme VHF-Eingangsschaltungen mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 15, S. 549-552.

Auf Seite 551 müssen die Gleichungen (18), (20) und (24) richtig heißen:

$$Y_{11} = G_s + j G_{cb} + \frac{(Y_{cb} + Y_{cb})(1 + \tau_{bb}^*)}{1 + \tau_{bb}^*} + (1 - z)^2 j \omega C_{cb} + z^2 \left(\frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{11}} + j \omega C_R \right) + z Y_{21} \quad (18)$$

$$Y_{21} = Y_{21} - (1 - z) j \omega C_{cb} + z \left(\frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{11}} + j \omega C_R \right) \quad (20)$$

$$G_s + \omega [C_{cb} + (1 - z) C_{cb} + d C_R (Y_{11})] + z Y_{11} \left(1 + z \frac{Y_{11}}{Y_{11}} \right) \sin(-\varphi_s) = 0 \quad (24)$$

In Gl. (20) bedeutet Y_{21}^* die zwischen den Anschlüssen des Transistors gemessene Steilheit.

Behandlung des stat. stabilen Reglers als Sollwertsregler.

Ein- und Mehrröhren-Vervärker, Schaltungen, die mit Nullvolt beginnen.

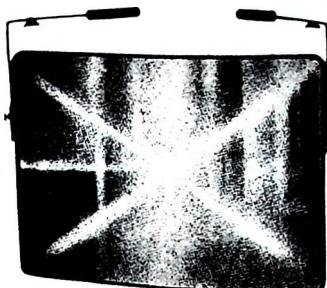
Transistorregelte Netzgeräte mit besonders stabilen Eigenschaften.

Steinlein-Regler, 75 Karlsruhe, Hauptstraße 66

EYE PROTECTOR & MAGNIFIER FOR TV



- Plastic Flat Lens
- Unbreak or Discoloration
- Enjoy Clear Image
- Protect Your Eyes



Hamilon Scope Cristo Scope

Mit genannten Warenzeichen oder neutral sowie auch mit eigenen Markenbezeichnungen, ganz nach Wunsch des Kunden.

Auch mit doppeltem Glas, wodurch die augenschädlichen Strahlen filtriert und das Bild zugleich vergrößert und verschärft wird.

Für einige Länder noch Vertriebsrechte zu vergeben.

A. H. NAMI - Export-Import - 1000 Berlin 41

Hauptstraße 72 · Telefon: 858578 · Tel.-Adresse: NAMIEIMPORT

Zettelwirtschaft Bankrott bedingt
Mögler-Kasse Ordnung bringt!



ABT 100 MÖBLER KASSENFABRIK HEILBRONN

Solange Vorrat,

liefern wir UHF-Converter UHF 88 (Schnelleinbauteil, 5 Minuten), 2 Jahre Garantie, 10 000-fach bewährt, Einbau beim Kunden in jedes Gerät mit ausführlicher Anleitung à DM 59,50 / 10 Stück à DM 55,— netto. Nachnahmeversand.

B. Neubacher, Spezialgroß., 5450 Neuwied,
Fach 52 52/FT, Telefon: 02631 — 24711.

Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Heinz Lange

1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

Unterricht

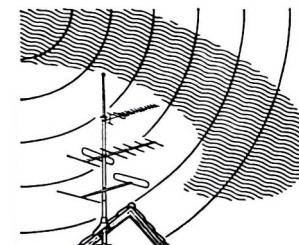
Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang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

Kaufgesuche

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

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlotterburger Motoren, Berlin W 35



ERRA

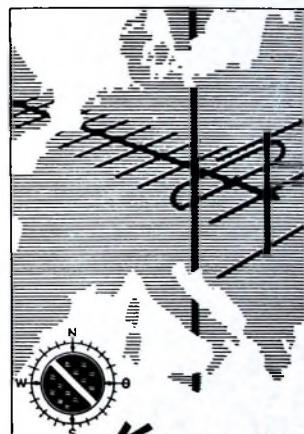
ERRA FS-Antennen UKW-Antennen und -Zubehör

- von der Antenne
- bis zum Bananenstecker
- von der Zimmerantenne
- bis zur Gemeinschaftsgrößenlage
- in bekannt sauberer Verarbeitung
- preisgünstig und vorzüglich
- da alles aus einer Hand

Oberzeugen Sie sich selbst

ERRA-Betriebe

Erich Raucamp
Inh. Ing. G. Bönsch
MARBURG/Lahn
Postfach 381



Kompass-

FS- u. UKW-
Antennen
Abstandisolatoren
Zubehör

Hunderttausendfach
bewährt von der Nordsee
bis zum Mittelmeer.
Neues umfangreiches
Programm.
Neuer Katalog 6430 wird
dem Fachhandel gern zuge-
stellt.

**Kompass-Antennen
3500 Kassel
Erzbergerstraße 55/57**

...Überall
Transistor-Antennenverstärker
für Fernspeisung
B I od. B III DM 54,— br.
B IV DM 70,— br.

Stromwandler-Speisegerät
Stromversorgung induktiv
aus dem Fernsehgerät
(DBGM) DM 38,— br.

Nuistor-UHF-Verstärker
kpl. m. Netzteil DM 155,— br.
Frequenzumsetzer
ab DM 210,— br.
Koaxialkabel
100 m DM 40,— netto
Filter alle Ausführungen
Bitte Angebot anfordern

Dr. Th. DUMKE KG - RHEYDT
Postfach 75

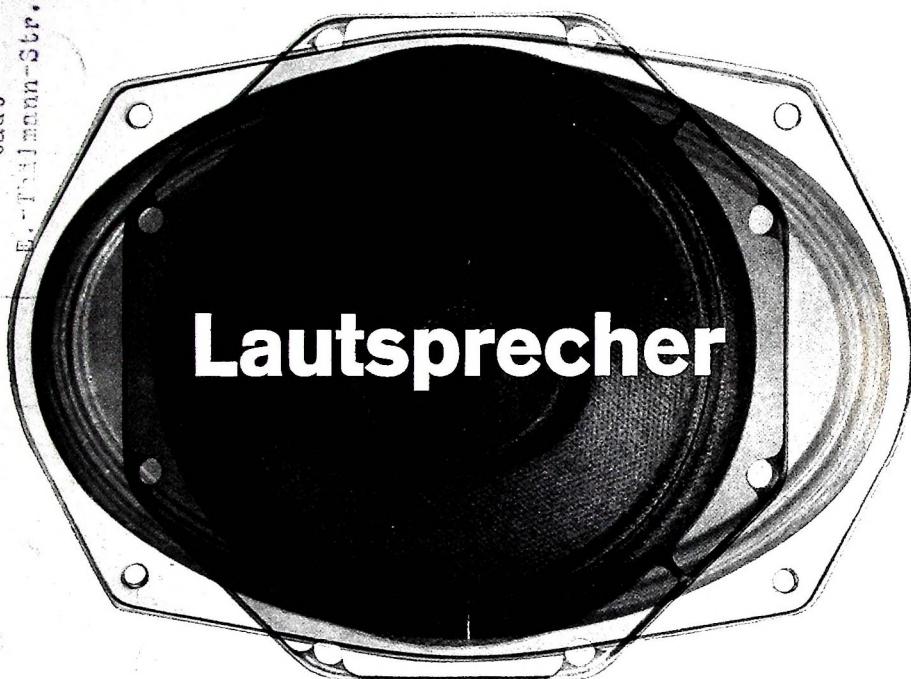
VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-147, Telefon: Sammel-Nr. (03 11) 49 23 31. Telegrampmansschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 Fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Technischer Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu. Anzeigenabteilung: Walter Bartsch, Anzeigeneleitung: Marianne Wiedemann, beide Berlin. Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis 11. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Stadt
E.-T.-Lange-Str. 56



Das umfassende VALVO-Lautsprecherprogramm bietet
für alle praktisch vorkommenden Anwendungsfälle geeignete Typen.

Kleinlautsprecher mit Korb durchmesser bis 105 mm

Rundlautsprecher mit Korb durchmesser von 105 bis 192 mm

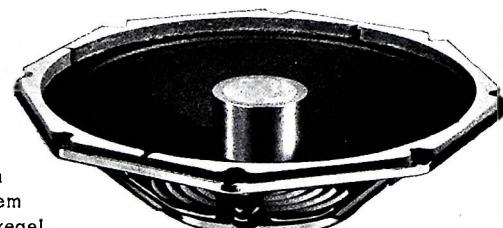
Ovallautsprecher mit Korbabmessungen von 103 x 155 bis 160,6 x 233,6

Hochleistungslautsprecher hochwertige 10 und 20 W Lautsprecher
besonders geeignet für alle Arten von High-Fidelity-Anlagen

Neu:

Flachlautsprecher AD 3729 R,

ein extrem streu armer Lautsprecher. Durch die Verwen-
dung des Magnetwerkstoffes Ticonal GG erreicht der
AD 3729 R gegenüber bisher verwendeten Systemen
bei um die Hälfte reduzierten Magnetabmessungen die
gleiche magnetische Luftspaltenergie. Die Abmessungen
des vorgebauten Magneten ermöglichen bei dem System
AD 3729 RM eine Ausführung mit zusätzlichem Hochtonkegel.



VALVO GMBH



HAMBURG 1