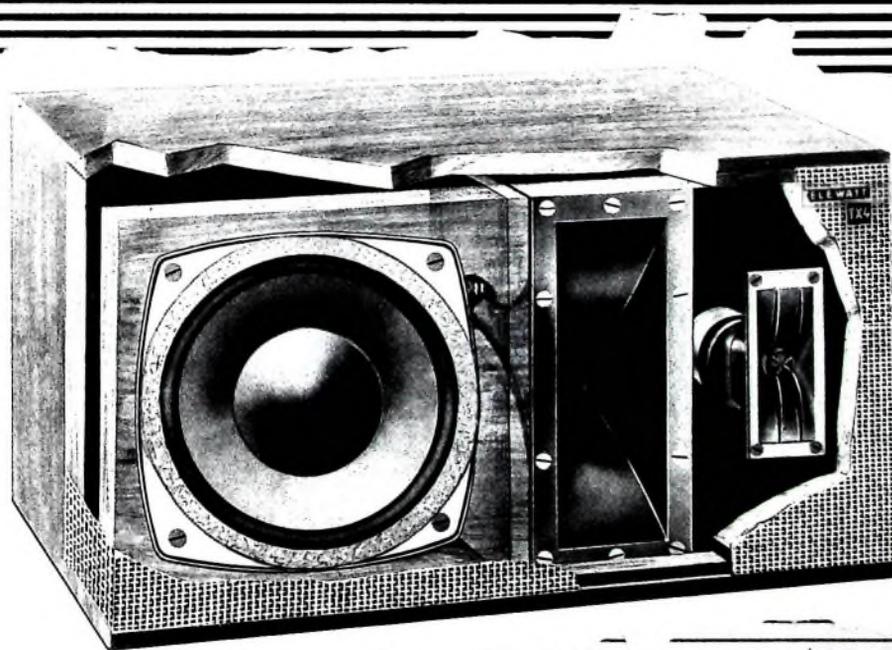
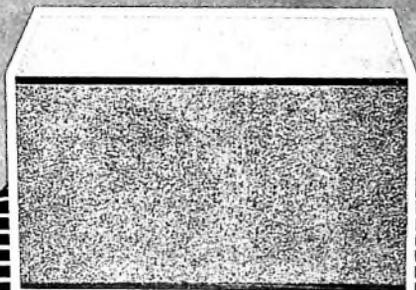


BERLIN

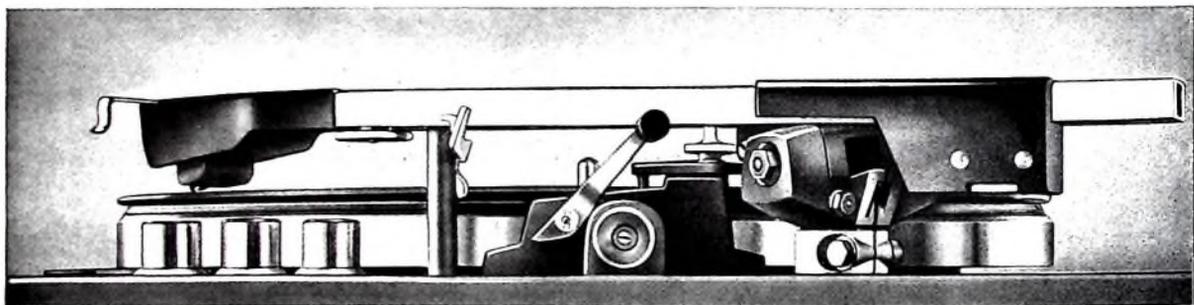
FUNK- TECHNIK

A 3109 D



14 | 1964

2. JULIHEFT



Die neue Klasse: Der vollautomatische Hi-Fi-Plattenspieler!

Was Hi-Fi-Kenner sich schon lange wünschen, bietet ELAC jetzt mit **MIRAPHON 18 H**: den vollautomatischen Hi-Fi-Plattenspieler mit höchstem Bedienungskomfort!

MIRAPHON 18 H ist ein neues Laufwerk der ELAC-Studio-Serie. Mit einem einzigen Tastendruck werden sämtliche Funktionen gesteuert: Das Gerät wird gestartet, der Tonarm setzt genau in der Einlaufrille der Platte auf, kehrt nach dem Abspielvorgang selbsttätig in die Ausgangsstellung zurück, das Gerät schaltet sich ab. Jede der drei Starttasten ist gleichzeitig Stoptaste, mit der das Spiel unterbrochen werden kann.

Augenfällig für den hohen Bedienungskomfort ist auch der Tonarm-Lift. Er ermöglicht es, den Tonarm ohne „Handarbeit“ an jeder gewünschten Stelle der Schallplatte exakt und sanft aufzusetzen. Schonender können Schallplatten kaum noch behandelt werden!

Nicht zu vergessen: Magnettonabnehmer mit Diamantnadel – Studio-Tonarm mit regulierbarer Auflagekraft (1–5 g) – Schwerer, dynamisch ausgewuchteter Plattenteller mit 30 cm Ø – Spezial-Hysterese-Motor. Der Preis: 418,- DM. Wir halten ausführliches Schriftmaterial über diese interessante Neuentwicklung für Sie bereit.

ELAC

ELECTROACUSTIC
GMBH KIEL

Gründungsmitglied des DHFI

Funkausstellung 1965 In Stuttgart

Die Funkausstellung 1965 wird, wie der Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI mittelt, vom 27. August bis zum 5. September 1965 in Stuttgart stattfinden. Die im Zweijahresturnus durchgeführte Veranstaltung geht damit zum ersten Male - 1955 war in Stuttgart nur eine sogenannte Regionalschau - in den süddeutschen Raum. Die Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten haben den Beschluß einmütig gefaßt. Einer der Gründe für die Wahl des Ortes war die Tatsache, daß die Ausstattung der Haushaltungen mit Fernsehgeräten in Süddeutschland geringer ist als in anderen Gebieten. Der Name der Veranstaltung wird voraussichtlich „Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1965 Stuttgart“ lauten.

Erste Gespräche über die 1967 in Berlin geplante „Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung“ haben ebenfalls eine übereinstimmende Auffassung erkennen lassen.

Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente

Auf der am 25. Juni 1964 in Frankfurt a. M. abgehaltenen außerordentlichen Mitgliederversammlung unter Vorsitz von Dr. Eugen Sasse war das Messe- und Ausstellungsproblem Gegenstand ausführlicher Diskussionen. Im Vordergrund stand die Frage der Errichtung einer neuen Ausstellungshalle für die Bauelementeindustrie und die Elektronik auf dem Messengelände in Hannover. Die Versammlung befürwortete mit überwältigender Mehrheit die Konzentration der Bauelemente in einer neuen

Halle, weil damit diese Spezialausstellung das Gepräge einer Fachmesse im Rahmen der Hannover-Messe erhält. Nach Fertigstellung der geplanten Halle 11a werden die berechtigten Platzwünsche der auf der Warteliste stehenden Firmen aus dem In- und Ausland befriedigt werden können. Nach Meinung der anwesenden Vertreter der deutschen Bauelemente-Industrie hat neben Hannover nur der Salon International des Composants Electroniques in Paris eine Daseinsberechtigung in einer an die Diskussion anschließenden Abstimmung wurde die Beschickung oder Neugründung einer dritten Fachmesse - gleich welcher Art - für unnötig und für die deutsche Bauelemente-Industrie für untragbar gehalten.

Sylvania zentralisiert Vertrieb

Am 1. Juli 1964 übernahm die Sylvania Lichttechnik und Elektronik GmbH in Hannover, die bisher nur für Leuchtmittel zuständig war, auch den Verkauf und die technische Beratung für das Elektronikprogramm der Firma. Die bereits seit 1962 bestehende zweite deutsche Tochtergesellschaft Sylvania-Vacuumtechnik GmbH, Erlangen, gibt den Verkauf ab und wird sich in Zukunft nur noch der Fertigung widmen.

Änderungen im Telefunken-Aufsichtsrat

Die außerordentliche Hauptversammlung der Telefunken AG, Berlin, hat mit Wirkung vom 25. Juni 1964 Prof. Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. D. Sc. h. c. Werner Helsenberg und Konsul Dr. rer. pol. h. c. Friedrich Carl Freiherr von Oppenheim an Stelle der ausscheidenden Dr. Clemens

Plassmann und Erich Vierhub in den Aufsichtsrat gewählt. Der stellvertretende Vorsitz des Aufsichtsrates wird auf Dr. Eduard von Schwartzkoppen übergehen. Gleichzeitig wurde für den am 31. Dezember 1964 aus dem Telefunken-Aufsichtsrat ausscheidenden Dr. Hans C. Boden mit Wirkung vom 1. Januar 1965 der derzeitige Vorstandsvorsitz Dr.-Ing. E. h. Hans Heyne, der zu diesem Zeitpunkt aus dem Vorstand der Telefunken AG ausscheidet, in den Aufsichtsrat des Unternehmens gewählt. Dr. Heyne wird an Stelle von Dr. Boden den Vorsitz im Telefunken-Aufsichtsrat übernehmen.

TKW-Elektronik Kessler + Co.

Seit dem 1. Juli 1964 wird die Firma Teltronik Theo W. Kessler, Düsseldorf, unter dem Namen TKW-Elektronik Kessler + Co. weitergeführt; Anschrift und Telefonnummer bleiben unverändert.

Transistor-Zündgerät für Kraftfahrzeuge

Die Robert Bosch GmbH liefert jetzt ein kontaktgesteuertes Transistor-Zündgerät, das sich zum nachträglichen Einbau in praktisch alle auf dem Markt vorhandenen Kraftfahrzeuge eignet. Die Transistorzündung hat den großen Vorteil, daß die Kontaktbelastung sehr viel niedriger als bei der Standardzündanlage ist, obwohl der durch die Zündspule fließende Strom höher gewählt werden kann. Außerdem liefert sie eine gleichmäßig hohe Zündspannung im gesamten Drehzahlbereich, bietet größere Sicherheit gegen Zündstörungen, benötigt geringere Wartung und sichert gute Starteigenschaften auch unter extremen Bedingungen.

Nordmende-Transistor- koffer mit Netzanschluß

Aus dem Nordmende-Reiseempfängerprogramm sind jetzt die Transistorkoffer „Transita-automatic“, „Transita-Spezial“, „Globetrotter“ und „Rumba E“ für Netzbetrieb vorbereitet. Bei „Rumba E“ und „Transita-Spezial“ kann ein 9-V-, bei „Transita-automatic“ und „Globetrotter“ ein 7,5-V-Zusatzgerät angeschlossen werden. Damit hat der Kunde bei den Typen „Transita-automatic“ und „Globetrotter“ jetzt die Wahl unter drei Betriebsarten: Eigenbatterie, Netzbetrieb oder Auto- bzw. Schiffsbatterie.

Grundig-Zentralkunden- dienst umgezogen

Als endgültige Unterkunft hat der Grundig-Zentralkundendienst jetzt neue Räumlichkeiten in Nürnberg bezogen. Die neue Anschrift lautet: 85 Nürnberg, Goldbachstraße 15a; Fernsprecher (08 11) 48 43 51, Fernschreiber 06 22505.

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



AUS DEM INHALT

2. JULIHEFT 1964

FT-Kurznachrichten	493
Interferenzstörungen bei Stereo-Rundfunk- empfang	499
Übertragerloser Transistor-NF-Verstärker für das Hi-Fi-Luxus-Steuergerät uLO 40α	500
Schullernsehen in Berlin	502
Bericht von der Hannover-Messe 1964 Hi-Fi-Geräte	503
Der Trend zur Mikroelektronik	507
Transistor-Stereo-Decoder	508
Persönliches	510
Neues Antennenprüfgerät „SAM 316d“ mit Transistoren	510
Aus Zeitschriften und Büchern Der Mikrowellengenerator Tornadotron	512
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche - Der Endverstärker	515
Eigensichere Überwachungsschaltung mit uv-empfindlicher Schaltzähre 155UG	518
Für den KW-Amateur SSB-Transceiver mit neuen Vorzügen ..	519
Eine künstliche Antenne zum Einfahren von Sendern und für Messungen an Sen- dern	520
Für Werkstatt und Labor Stabilisiertes Netzgerät für große Aus- gangsströme	521
Service von Transistorgeräten	523
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	524
Vom Versuch zum Verständnis Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik	526
Unser Titelbild: Die Aufnahme zeigt deutlich die Anordnung der einzelnen Lautsprecher in der neuen Lautsprecher-Kombination „TX-4“ von Klein + Hummel (s. a. S. 503-507) Aufnahme: Klein + Hummel	
Aufnahmen: Verlasser, Verkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlasser. Seiten 494, 496 - 498, 511, 514 und 530 - 532 ohne redaktionellen Teil	

Rundfunk-Stereophonie



NDR

Hamburg (87,4 MHz)
Versuchssendungen montags bis
sonnabends 13.30-15.00 Uhr
Hannover (95,9 MHz)
Versuchssendungen montags bis
sonnabends 13.30-15.00 Uhr

SFB

19. 7. 1964 (92,4 MHz)
19.30-21.30 Uhr
Festlicher Abend
19. 7. 1964 (92,4 MHz)
22.30-23.00 Uhr
Jazz-Konzert
26. 7. 1964 (88,75 MHz)
20.00-22.00 Uhr
Opern- und Operettenkonzert
31. 7. 1964 (92,4 MHz)
19.35-22.30 Uhr
Cosi fan tutte (Oper)
Versuchssendungen montags bis
freitags 17.00-18.00 Uhr (96,3 MHz)

SR (95,5 MHz)

Sonntags 23.00-24.00 Uhr
Wechseldes Programm
19. 7. 1964, 23.00-24.00 Uhr
Unterhaltungskonzert
26. 7. 1964, 23.00-24.00 Uhr
Tanzmusik
Versuchssendungen montags bis
freitags 17.00-17.45 Uhr,
sonnabends 11.00-12.00 Uhr

WDR

Langenberg (99,2 MHz), Münster
(89,7 MHz), Nordheide (98,1 MHz),
Teulaburger Wald (97,0 MHz)
Sonntags abendfüllendes Programm
19. 7. 1964, 20.00-21.20 Uhr
Die Festival Strings Luzern
Versuchssendungen montags bis
freitags 17.30-18.30 Uhr, sonn-
abends 10.45-11.45 Uhr
Stereo-Testfrequenzsendungen zum
Decoderabgleich montags-sonn-
abends 9.00-9.30 Uhr

Im August
erscheint das



HANDBUCH DES RUNDUNK- UND FERNSEH- GROSSHANDELS

1964/65

Herausgegeben
vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) e. V.

Bearbeitet
von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Der Katalog enthält auf annähernd 460 Seiten
technische Daten, Bilder und Preisangaben der

Fernseh-Empfänger	Tonabnehmer
Fernseh-Kombinationen	Phonamöbel
Rundfunk-Tischempfänger	Tonbandgeräte
Kombinierte Rundfunk-Empfänger	Tonbänder
Koffer-Empfänger	Spulen, Kassetten
Taschen-Empfänger	Antennen
Auto-Empfänger	Batterien
Omnibus-Empfänger	Röhren
Zerhacker	Halbleiterdioden
Wechselrichter	Transistoren
Wechselgleichrichter	Halbleiter- gleichrichter
Phonogeräte	Änderungen vorbehalten

Preis 7,50 DM je Exemplar zuzüglich 1,— DM Versand-
spesen bei Voreinsendung des Betrages auf das
Postcheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-
KINOTECHNIK GMBH BERLIN WEST 7664

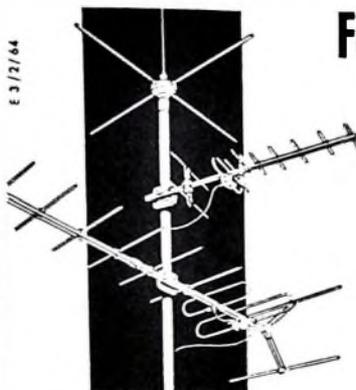
Für den Großhandel bzw. bei Großabnahme Sonderpreis

Das Handbuch 1964/65 ist ausschließlich für den per-
sönlichen Gebrauch der Angehörigen der Rundfunk-
und Fernsehwirtschaft bestimmt.

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

Katalog-Abteilung

Berlin-Borsigwalde
Postanschrift: 1 Berlin 52



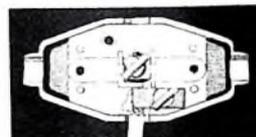
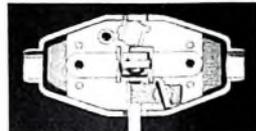
€ 3/2/64

Fernsehen mit perfekten Antennen!

In neuartigen Anschluß-
kosten schließen Sie wahlweise
240-Ohm- oder 60-Ohm-Kabel
schnell und kontaktsicher an ohne
dabei Werkzeug zu benötigen.
Der Einbau eines zusätzlichen
Symmetriergliedes erubrigt sich

im ganzen also - perfekte An-
tennen für perfekten Empfang!

fuba-Fernseh-Antennen vermitteln
optimalen Empfang in allen Berei-
chen. Sie verbürgen hohe, techni-
sche Sicherheit. Sinnvoll gestalte-
te Bauelemente, wie Schwenkmo-
schelle, Elemente- und Dipolhalte-
rungen sowie Tragerohr-Steckver-
binder erleichtern den Aufbau und
senken die Montagezeiten ganz
erheblich.



Die Abbildungen zeigen den
geöffneten Anschlußkasten mit
angeschlossenem 240-Ohm-
bzw. 60-Ohm-Kabel

fuba

ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO. 3202 BAD SALZDITFURTH / HANN

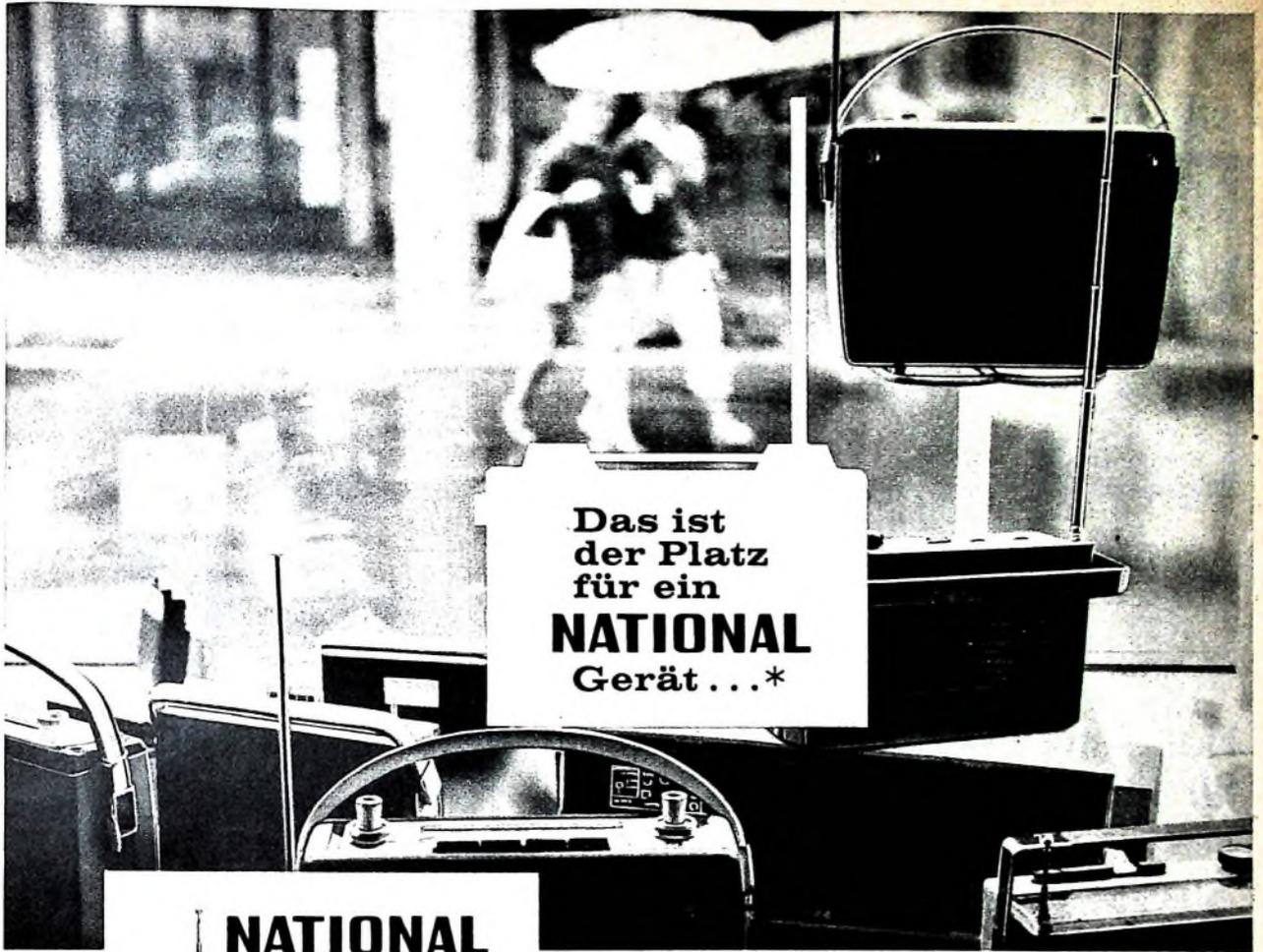
VOGT-BAUTEILE

- Gewindekerne
- Schalenkern
- Topfkern
- Stabkern
- Rohrkern
- Ringkern
- Sonstige Kern
- Bandfilter
- UKW-Variometer



VOGT & CO. KG

FABRIK FÜR METALLPULVER - WERKSTOFFE
ERLAU ÜBER PASSAU



Das ist
der Platz
für ein
NATIONAL
Gerät...*

NATIONAL

TT-21 RE

leichtes und handliches
Transistor-Fernsehgerät
23 cm Rechteck-Bildröhre,
Gewicht nur 4,8 kg,
Größe 19,5 x 23 x 22 cm



... es bringt guten Gewinn!

Ein guter Ruf ist die solide Grundlage jedes Fachgeschäftes - auch Ihres Geschäftes! Für dieses Fundament einer erfolgreichen Entwicklung ist die Marke NATIONAL ein wichtiger Baustein. Denn der Hersteller von NATIONAL-Geräten denkt wie Sie: Nichts geht über Qualität! Das Prinzip hoher Qualität bei vernünftiger Preisgestaltung hat Matsushita Electric zum größten Radio-Hersteller und zum zweitgrößten Fernsehgeräte-Hersteller der Welt gemacht.

NATIONAL bietet Ihnen deshalb nicht nur eine Bereicherung Ihres Angebotes, sondern Partnerschaft mit gemeinsamen Ziel: Ein gutes Geschäft mit guter Qualität!

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektrogeräte

MATSUSHITA ELECTRIC
JAPAN

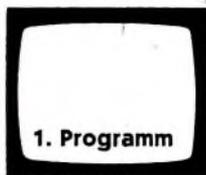
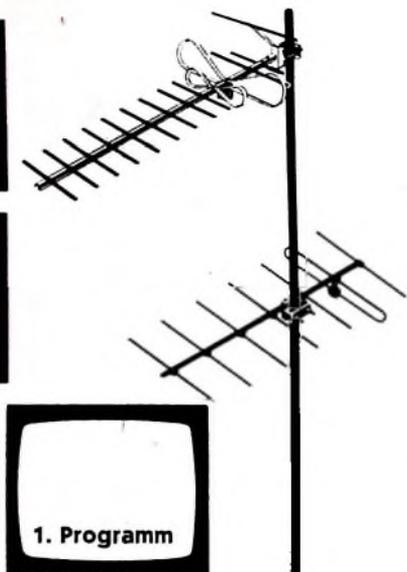
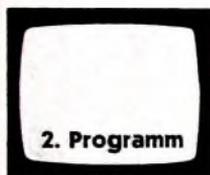
Generalvertretung für Deutschland: TRANSONIC Elektrohandelsenges. m. b. H. & Co., Hamburg 1, Schillinskystraße 22, Ruf 24 52 52, Telex 02-13418 · HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund, Wuppertal-Eilberfeld, Bielefeld · HERBERT HOLS, Hamburg, Lübeck · KLEINE-ERFKAMP & Co., Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KÜCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS GmbH, Hannover, Braunschweig
WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Breisgau, Mannheim · GEBRODER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-61, Wollenbüttel, Marburg/Lahn · GEBRODER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut

Generalvertretung für die Schweiz: John Lay, Luzern, Himmelreichstr. 6, Telefon (041) 344 55 · Generalvertretung für Österreich: A. Wainar GmbH, Wien 7, Karl-Schweighofer-Gasse 12, Telefon 93 52 29





SIEMENS



Neue Impulse für Ihr Antennengeschäft

246-007-2

Die Einführung des 3. Fernsehprogramms bringt zusätzliche Nachfrage. Nutzen Sie die Möglichkeiten, die Ihnen die Siemens-Antennentechnik dafür bietet! Wir empfehlen als besonders vorteilhaft:

UHF-Kanalgruppen-Antennen

für die Nachrüstung bestehender Antennenanlagen

UHF-Mehrbereichs-Antennen

für optimalen Empfang des 2. und 3. Fernsehprogramms

VHF/UHF-Kombinationsantennen

zur Übertragung des 1., 2. und 3. Fernsehprogramms

Einbau-Weichen

zum Zusammenschalten von VHF- und UHF-Antennen

UHF-Antennenverstärker

abstimmbar auf jeden Kanal (K 21 bis 60) im Bereich IV/V

Quarzgesteuerte Frequenzumsetzer

gewährleisten große Betriebssicherheit bei ständig gleichbleibender Bildqualität

Universal-Weichen mit Richtungskoppler

zum Einbau in Anlagen mit Frequenzumsetzern

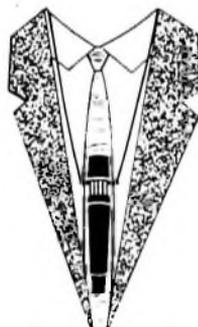
Für die Projektierung erhalten Sie jede gewünschte Unterstützung von unseren Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

NEU
Windschutz
WS 8



NEU
Umhänge-
halter
NB 3



Seit Jahren
bewährt

Dynamic
Richt
Mikrofon
TM 70



TM 70 - das Dynamic Richt-Mikrofon für spezielle Ansprüche wird bereits seit Jahren für viele Anwendungsbereiche bevorzugt. Weil das TM 70 als Reportagemikrofon für den praktischen Einsatz so begehrt ist, haben wir diese beiden Zubehörteile, Windschutz WS 8 und Umhängehalter NB 3 im Interesse unserer Kunden entwickelt. Resultat: Auch dort wo Windgeräusche auftreten, werden Aufnahmen des TM 70 mit Windschutz WS 8 klangrein und störungsfrei. In Verbindung mit Umhängehalter NB 3 bietet dieses Mikrofon außerordentliche Bewegungsfreiheit (beide Hände bleiben frei).

Der Frequenzumfang des TM 70 reicht bis 13000 Hz \pm 3 dB, Empfindlichkeit ca. 0,22 mV/mikrobar an 200 Ohm. Es läßt sich mit Bodenstativ und Schwanenhals kombinieren oder mit dem federleichten Klapstativ als Tischmikrofon einsetzen. Lieferbar in verschiedenen Ausführungen. Wir geben Ihnen gerne technische Informationen.

PEIKER acoustic
Bad Homburg v.d.H.-Obereschbach
Telex 4-13215 Postfach 235



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Interferenzstörungen bei Stereo-Rundfunkempfang

Seit der Funkaustellung 1963 in Berlin strahlen außer dem SFB immer mehr Sender der ARD Stereo-Rundfunksendungen nach dem Pilotverfahren aus. Fast ein Jahr regelmäßiger Empfangsbeobachtungen hat gezeigt, wie sehr sich auch beim Rundfunk das Hörerlebnis durch die stereophone Übertragung vertiefen läßt und welche Möglichkeiten die Stereo-Technik dem Rundfunk auch im Bereich der Unterhaltungsmusik bietet, wenn ein guter Arrangeur es nur versteht, die ihm hier zur Verfügung stehenden neuen technischen Mittel wirksam einzusetzen. Mit Freude kann man auch konstatieren, daß viele Eigenproduktionen (zumindest aus dem Bereich des Berliner Senders) der guten Industrie-Schallplatte nicht nur ebenbürtig sind, sondern sie oftmals hinsichtlich Durchsichtigkeit und Auflösung des Klangbildes noch übertreffen. Der Grund hierfür scheint uns zu sein, daß man bei manchen Stereo-Schallplatten doch dem einen Kanal etwas zuviel an Informationen aus dem anderen Kanal zumischt, um für die Mono-Wiedergabe eine bessere Kompatibilität zu erreichen. Offenbar hat man aber bei der Schallplatte manchmal schon die Grenzen dessen überschritten, was für beste Stereo-Wiedergabe noch vertretbar ist.

Ein Jahr Stereo-Empfangsbeobachtungen gab aber auch Gelegenheit, viele Typen von Stereo-Rundfunkempfängern zu testen. Während der NF-Teil durchweg gut bis sehr gut war, ließ der HF-Stereo-Teil nach manchen Wunsch offen, und manche beim Stereo-Empfang beobachteten Störungen gehen eindeutig zu Lasten des HF-Stereo-Teils. Eine der unangenehmsten Störungen ist das Auftreten von Interferenz-Pfeifstörungen durch Oberwellen der FM-Zwischenfrequenz 10,7 MHz, die im Rotadetektor entstehen und von ihm und dem nachgeschalteten Stereo-Decoder abgestrahlt werden. Im Sendebereich des SFB (96,3 MHz) ließen sich diese Störungen besonders gut beobachten. Mit Bedauern ist festzustellen, daß praktisch alle getesteten Geräte — und es waren derrer nicht wenige — diesen Fehler zeigten, wenn auch mit graduellen Unterschieden.

Wodurch entstehen nun diese bei Mono-Empfang nicht bemerkbaren Störungen? Bei 96,3 MHz Trägerfrequenz entspricht die 9. Oberwelle der FM-Zwischenfrequenz 10,7 MHz genau der Trägerfrequenz des Senders. Aus den Anfangsjahren des UKW-Rundfunks sind solche Störungen bereits bekannt. Durch sorgfältige Abschirmung und andere Maßnahmen ist es aber gelungen, die Hörbarkeit dieser grundsätzlich immer möglichen Interferenzstörungen so weit herabzusetzen, daß sie schon seit Jahren keinen Anlaß mehr zu Beanstandungen geben. Bei Stereo-Sendungen machen sie sich aber heute aus folgenden Gründen wieder bemerkbar. Nach der FCC-Norm ist die Amplitude des Pilotons 10 Prozent der maximalen Senderaussteuerung. Dem entspricht ein Frequenzhub von 7 kHz. Der mit 19 kHz frequenzmodulierte Träger hat ein Spektrum mit Linien in 19 kHz Abstand zu beiden Seiten des Trägers; der Modulationsindex hierfür ist 0,37. Infolge der Verneinung der Frequenz vergrößert sich der Modulationsindex auch auf das Neunfache, also auf 3,3. Damit werden aber die Amplituden der Spektrallinien höherer Ordnung größer, als sie in dem vom Sender ausgestrahlten Spektrum sind und führen damit bei Stereo-Empfang zu Interferenzstörungen, die bei Mono-Empfang nicht hörbar sind. In der Praxis ist die Tonhöhe dieser Interferenzstörungen nicht konstant, sondern sie machen sich als Zwischern bemerkbar. Die Tonhöhen-schwankungen hängen von der Konstanz der Oszillatoren auf der Senderseite und vor allem im Empfänger ab, so daß ein relativ mehr oder weniger großer Bereich gestört wird. Untersuchungen haben ergeben, daß bei exakt eingehaltener Zwischenfrequenz 10,7 MHz der Frequenzbereich $96,3 \pm 0,4$ MHz gestört werden kann. Bei schlechter Empfängerabstimmung sind die Störungen in einem noch weit größeren Bereich nachweisbar.

Diese Störungen scheinen uns so schwerwiegend zu sein, daß wir an die Geräteentwickler die dringende Bitte richten, diesem Punkt bei der Weiterentwicklung der Stereo-Rundfunkempfänger besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Hinzu kommt, daß es sich keineswegs um eine Eigenschaft des FCC-Verfahrens handelt, sondern daß es ein grundsätzlicher Vorgang ist, der allen Hilsträger-Systemen eigen ist. Bisher sind Störungen dieser Art nur im Versorgungsbereich des SFB aufgetreten. Bedenkt man aber, daß in dem stör anfälligen Bereich über zwanzig deutsche UKW-Sender arbeiten, dann erkennt man die Dringlichkeit des Problems und die Notwendigkeit seiner schnellen Lösung.

Als mögliche Abhilfe könnte man daran denken, die im Bereich $96,3 \pm 0,4$ MHz arbeitenden Sender nicht für Stereo-Betrieb einzusetzen. Praktisch scheint das mit Rücksicht auf die vorliegende Netzplanung aber kaum durchführbar zu sein, zumindest nicht innerhalb kurzer Zeit. Ein solches Ausweichen hätte zudem den Nachteil, daß man dadurch das Auftreten solcher Interferenzstörungen nicht prinzipiell beseitigte und somit für alle Zeiten bei der Netzplanung behindert wäre.

Die gute UKW-Versorgung und die hohe FM-Empfindlichkeit der modernen Rundfunkempfänger haben es mit sich gebracht, daß in der Regel mit dem eingebauten Gehäusedipol empfangen wird. Dadurch wird das zur Diskussion stehende Problem leider noch schwieriger. Einmal ist bei Verwendung des Gehäusedipols die dem UKW-Tuner zugeführte Nutzwspannung relativ niedrig, und zum anderen ist die Verkopplung zwischen dem die Oberwellen abstrahlenden Stereo-Decoder und der Gehäusedipol relativ fest. Da außerdem der Stereo-Empfang aus den bekanntesten Gründen um rund 20 dB anfälliger gegen solche Störungen ist als ein Mono-Empfänger, könnte mit gewissen Einschränkungen eine UKW-Außenantenne infolge der von ihr abgegebenen höheren Antennenspannung in manchen Fällen Abhilfe bringen. Es sei aber an dieser Stelle mit allem gebotenen Nachdruck davor gewarnt, dem Käufer eines Stereo-Rundfunkempfängers die Errichtung einer UKW-Außenantenne zuzumuten, wenn er bisher mit dem Gehäusedipol guten oder seinen Qualitätsansprüchen genügenden UKW-Mono-Empfang hatte. Eine solche „Empfehlung“ wäre geeignet, dem Gedanken des Stereo-Rundfunks schwer zu schaden, zumal die Mundpropaganda sich erfahrungsgemäß mit sachlich nicht gerechtfertigten Übertreibungen überschlagen würde.

Als vernünftige Lösung bleibt deshalb nur übrig, das Übel an der Wurzel zu packen, also im Empfänger. Es wird im wesentlichen darauf ankommen, die Rückkopplungs-dämpfung zwischen Rotadetektor und Stereo-Decoder einerseits und Gehäusedipol sowie UKW-Antennen-angabe andererseits zu verbessern. Die meisten Stereo-Decoder sind heute als Druckplatten ausgeführt. Damit sind die Abstrahlungsbedingungen für die unerwünschten ZF-Oberwellen sehr günstig. Naheliegender ist es deshalb, Abschirmmaßnahmen vorzusehen. Die erste Reaktion des Entwicklungsingenieurs wird sein: Wer soll das bezahlen? Es sei uns erlaubt, in diesem Zusammenhang daran zu erinnern, daß solche Ansprüche nicht neu sind. Wir denken an die oft harten und erregten Gespräche vor wenigen Jahren, als es um die neuen Störstrahlungsbedingungen für Fernsehempfänger ging. Und heute? Niemand spricht mehr darüber. Auch für den hier zur Diskussion stehenden Fall scheint es uns im wesentlichen darauf anzukommen, technische Phantasie zu entwickeln, um eine technisch und wirtschaftlich gleichermaßen vertretbare Lösung zu finden. Diskussionen mit den Entwicklungsleitern maßgebender Firmen während der Hannover-Messe lassen uns hoffen, daß es dem Wissen und Können unserer Ingenieure gelingen wird, in heute schon abzusehender Zeit dieses aktuelle Problem zu einem Problem von gestern zu machen.

—lh

Übertragerloser Transistor-NF-Verstärker für das Hi-Fi-Luxus-Steuergerät »LO 40«

DK 621.375.4 029.4: 681 84.087.7

Technische Daten

Maximale Ausgangsleistung je Kanal:	20 W
Frequenzgang (für maximal 1 dB Abfall an den Bandenden):	40...16000 Hz
Ausgangsimpedanz je Kanal (zulässiger Minimalwert):	4 Ohm
Innenwiderstand an den Lautsprecheranschlüssen:	etwa 0,4 Ohm
Lautsprecherdämpfungsfaktor:	20 dB
Unterschied der Ausgangsspannung zwischen ausgangseitigem Leerlauf und Nennlast:	1 dB
Klirrfaktor (Im Frequenzbereich 40 Hz...10 kHz für 12,5 W Ausgangsleistung je Kanal und Abschluß mit Nennimpedanz):	≤ 1%
Eingangsempfindlichkeit (bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung, 1000 Hz):	10 mV
Leistungsverstärkung (bezogen auf 1000 Hz):	84 dB
Eingangswiderstand je Kanal:	≥ 500 kOhm
Störspannungsabstand je Kanal bei aufgedrehtem Lautstärkereger (unbewertet), bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung:	54 dB
20 W Ausgangsleistung:	80 dB
Bestückung	
NF-Verstärker:	4 x AC 151, 2 x AF 118, 2 x AC 127, 2 x AC 132, 4 x AD 150, BZY 83 D 12
Geregelter Netzteil:	AC 151, AC 117, AD 150, BZY 83 D 12, B 30 C 2500

1. Allgemeines

Das neue Hi-Fi-Luxus-Steuergerät »LO 40« und einige Musiktruhen von Loewe Opta enthalten einen vollständig mit Transistoren bestückten Niederfrequenzverstärker. Dieser NF-Verstärker wurde im Hinblick auf die künftige Hi-Fi-Normung in Deutschland entwickelt und entspricht dem Normblattentwurf DIN 45 500. Der Schritt, von der bisher in Rundfunkgeräten üblichen Röhrenschaltungstechnik abzugehen und im Niederfrequenzteil Transistoren zu verwenden, bietet eine Reihe von Vorteilen.

Bei der hier verwendeten Gegentakt-B-Schaltung ist der Fortfall des Ausgangsübertragers das auffälligste Merkmal. Diese Schaltung läßt sich ohne Schwierigkeiten so auslegen, daß Lautsprecher mit dem üblichen Anpassungswiderstand von 4...5 Ohm direkt angeschlossen werden können. Die modernen Leistungstransistoren mit ihren Grenzdaten von etwa 30 V und 3 A bieten sich hierfür geradezu an. Ein Röhrenverstärker für 2 x 20 W würde mit seinen Ausgangsübertragern sehr auf-

wendig werden, wenn er diese Leistung in einem breiten Frequenzband und bei einem niedrigen Klirrfaktor abgeben soll. Durch den Fortfall des Ausgangsübertragers mit seinen starken Phasenverzerrungen an den Frequenzgrenzen ist die Anwendung starker Gegenkopplungen (20fach) in der Endstufe möglich geworden, ohne daß der Verstärker instabil wird. Das Ergebnis ist für den bei Heimgeräten in Frage kommenden Ausgangsbereich ein Klirrfaktor, der weit unter 1% liegt.

Auch das Problem des Eingangswiderstandes läßt sich mit Transistorhaltungen in zufriedenstellender Weise lösen. Mit der besonderen Schaltung der Eingangsstufen wird ein Eingangswiderstand in der Größenordnung von 1 MOhm am ersten Transistor und zugleich ein hoher Störspannungsabstand erreicht.

Bei Transistorhaltungen hat man nun stets in der Fertigung und in der Reparatur mit starken Exemplarstreuungen der Transistoren hinsichtlich der Steilheit und des Stromverstärkungsfaktors zu rechnen. In dem Stereo-Verstärker des Steuergerätes »LO 44« sind jedoch in jeder einzelnen Transistorstufe durch die besondere

Schaltungstechnik so starke Wechsel- und Gleichspannungsgegenkopplungen wirksam, daß sich derartige Streuungen innerhalb weiter Grenzen praktisch nicht auswirken. Auch die Temperaturstabilität wird durch derartige Gegenkopplungen sehr gut. So hängt zum Beispiel die Streuung der Verstärkungsfaktoren in den Stereo-Kanälen im wesentlichen nur von den Toleranzen einiger kleiner Schichtwiderstände ab.

Die zum Betrieb des Transistorverstärkers bei Vollast benötigte Gleichstromleistung ist infolge Wegfallens der Heizleistung, der Leistungsverluste im Ausgangsübertrager und wegen der relativ kleineren Restspannung des voll durchgesteuerten Leistungstransistors gegenüber einem Röhrenverstärker erheblich geringer. Dadurch wird die Wärmeentwicklung vermindert, und ferner kann der Netzteil für eine kleinere Leistung ausgelegt werden. Dennoch wurde, um die Betriebsspannung für die Endstufe zu stabilisieren, ein geregelter Netzteil für vorteilhaft befunden. Bei größter Aussteuerung und größtem Gleichstrombedarf beider Kanäle wird die Betriebsspannung annähernd konstant ge-

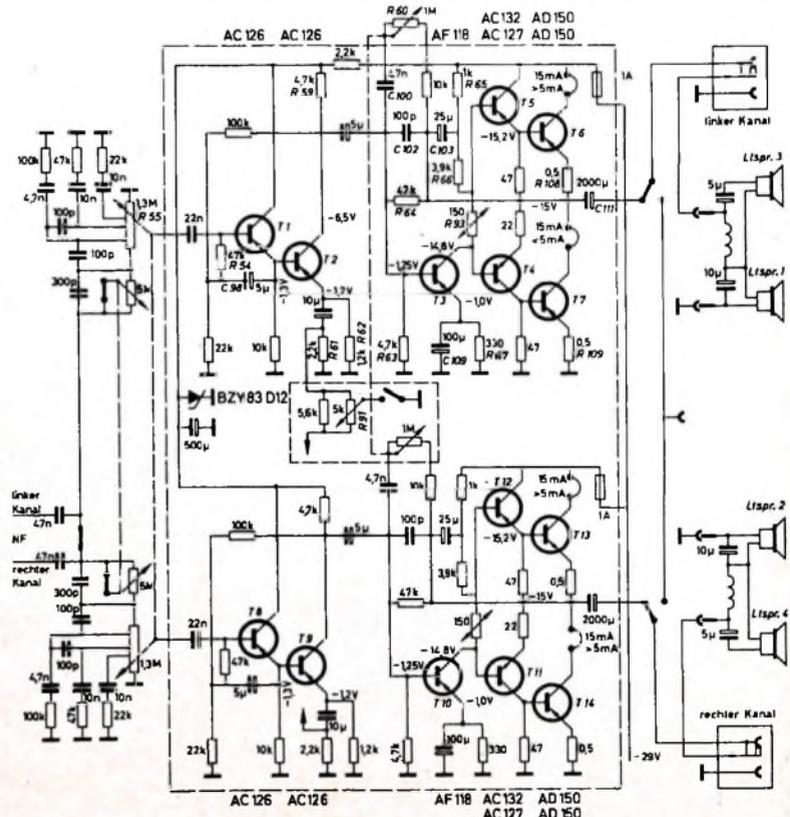


Bild 1. Schaltbild des Übertragerlosen Transistor-NF-Verstärkers

halten und auf diese Weise bei gleicher Leerlaufspannung eine größere Ausgangsleistung erreicht als ohne Netzstabilisierung. Die Leerlaufbetriebsspannung darf aus Gründen der Spannungssicherheit für die Transistoren nicht größer als 29 bis 30 V gewählt werden.

Insgesamt gesehen, ergibt sich für den mit 17 Transistoren bestückten NF-Verstärker im Gegensatz zum Röhrenverstärker bei gleicher Ausgangsleistung, gleichem Übertragungsfrequenzband und gleichen niedrigen Klirrfaktorwerten eine wesentliche Einsparung an Gewicht, Raumbedarf und Herstellungskosten.

Der gesamte Niederfrequenzteil ist mit 17 Transistoren bestückt. Davon entfallen auf jeden der beiden Kanäle sieben Transistoren und drei auf den Netzteil.

2. NF-Verstärker

T1, T2 und T8, T9 (Bild 1) bilden die Vorstufen der beiden Kanäle. Ihre wichtigste Aufgabe ist die Impedanzwandlung zum Erreichen eines großen Verstärkereingangswiderstandes und die Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand der Treiberstufen T3 und T10. Die Treiberstufen bewirken die eigentliche Spannungsverstärkung. An sie schließen sich in galvanischer Kopplung die Phasenumkehrstufen mit den Komplementärtransistoren T4, T5 und T11, T12 sowie die Endstufen mit den Leistungstransistoren T6, T7 und T13, T14 an.

Am Beispiel des linken Kanals sei die Schaltung nachstehend näher betrachtet.

2.1. Endstufe

Die Endstufe ist zusammen mit dem Komplementärtransistorpaar in einer sogenannten Quasi-Komplementärschaltung aufgebaut. Dabei sind die Endtransistoren T6, T7 gleichstrommäßig in Reihe geschaltet, ebenso die Komplementärtransistoren T4 und T5. Der Verbindungspunkt der beiden Endtransistoren bildet den NF-Ausgangspunkt des Verstärkers; an ihn ist über den verhältnismäßig großen Trennkondensator C111 der Lautsprecher angekoppelt. Die Transistoren T5 (AC 132), T6 (AD 150) wirken als Emittlerfolgerkaskade mit einer Spannungsverstärkung < 1 . Die Gesamtstromverstärkung beider Transistoren ist sehr groß, nämlich ungefähr gleich dem Produkt der Einzelstromverstärkungen. Da der Ruhestrom sehr klein ist, kann diese Emittlerfolgerkaskade, weil sie aus pnp-Transistoren besteht, nur negativ gerichtete Impulse verstärken und dem Lautsprecher zuführen.

Bei einer idealen Komplementär-Endstufe müßte die untere Transistorgruppe T4, T7 eine entsprechende Kaskade aus npn-Transistoren sein. Da es jedoch zur Zeit zu dem pnp-Leistungstransistor noch keinen entsprechenden npn-Typ gibt, wurde hier eine Zusammenschaltung des npn-Transistors T4 (AC 127) mit dem gleichen pnp-Leistungstransistor T7 (AD 150) wie oben gewählt. Die Zusammenschaltung ist nochmals im Bild 2 herausgezeichnet. T4 steuert bei Vorhandensein einer positiv gerichteten Eingangsspannung zwischen den Punkten 1 und 2 mit seinem Collectorstrom die Basis von T7 an. Der resultierende Collectorstrom in T7 ist wieder annähernd gleich dem Produkt der Einzelstromverstärkungen von T4 und T7. Wie man sieht, hat diese Transistorgruppe die drei Anschlüsse 1, 2 und Masse. Sie wirkt

genauso wie eine reine npn-Kaskade mit gleichen Stromverstärkungen; die Punkte 1 und 2 sind die Eingangsklemmen, und über 2 und Masse fließt der verstärkte Ausgangsstrom (s. Bild 2, rechts). Daher der Name „Quasi“-Komplementär-Endstufe für die Transistoren T4...T7, die man in ihrer Wirkungsweise wie zwei gegeneinander geschaltete komplementäre Emittlerfolgerkaskaden auffassen kann. Bei entsprechender Aussteuerung an den Eingängen übernimmt die obere Kaskade die negative Halbwelle, während die untere gleichzeitig gesperrt ist. Die positive Halbwelle wird von der unteren Kaskade übertragen, während in dieser Zeit die obere gesperrt ist. Die beiden Zweige arbeiten also im Gegentaktbetrieb. Die Symmetriebedingung erfordert für T4 und T5 sowie für T6 und T7 gepaarte Transistoren.

Die Basen von T4 und T5 sind über den niederohmigen Heißleiter R93 (Bild 1) verbunden. Sie werden von der Collectorwechselspannung des Treibers T3 praktisch gleichphasig angesteuert. Der Collectorstrom von T3 erzeugt an R93 einen kleinen Spannungsabfall, der beide Endtransistoren etwas in Durchlafrichtung

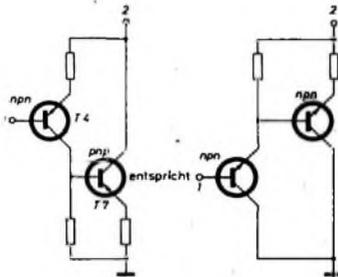
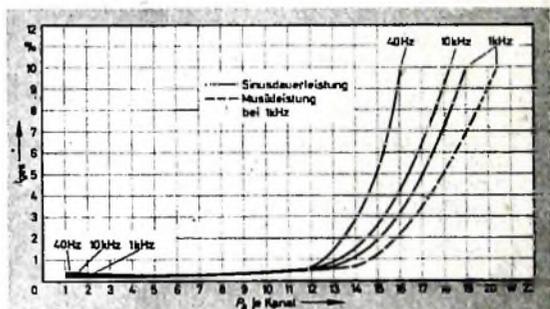


Bild 2. Vergleich der Zusammenschaltung der Transistoren T4 und T7 mit einer äquivalenten Kaskade aus zwei npn-Transistoren

Bild 3. Klirrfaktor k_{gem} als Funktion der Ausgangsleistung P_a im Kanal an $R_a = 4 \text{ Ohm}$, gemessen bei verschiedenen Frequenzen



so vorspannt, daß ein kleiner Ruhestrom von rund 15...20 mA fließt. Das ergibt eine gewisse Überlappung ihrer Kennlinienzweige im unteren gekrümmten Bereich. Die richtige Einstellung des Ruhestromes bewirkt sowohl einen einwandfreien B-Betrieb und für eine gegebene Ausgangsleistung die geringste Verlustleistung in den Transistoren als auch nur geringe Übernahmeverzerrungen. Durch den Heißleiter, der mit auf dem Kühlblech für die Transistoren montiert ist, wird der Ruhestrom temperaturstabilisiert.

2.1.1. Dimensionierung der Endstufe

Zwischen der Ausgangsleistung P_a dem Lautsprecherabschlußwiderstand R_a und der Betriebsspannung U_b besteht der Zusammenhang

$$U_b = \sqrt{8 P_a R_a} + 2 U_{CEsat} + 2 \bar{U}_{RE}$$

Für die Betriebsspannung des Verstärkers ist also mindestens zu wählen der doppelte Scheitelwert der Ausgangswechselspannung zuzüglich zweimal Collectorrestspannung U_{CEsat} des voll durchgesteuerten Leistungstransistors und zuzüglich der Spannungsabfälle \bar{U}_{RE} an den Emittlerwiderständen R108 und R109.

Für $P_a = 20 \text{ W}$, $R_a = 4 \text{ Ohm}$, $U_{CEsat} = 0,5 \text{ V}$ und $\bar{U}_{RE} = 1,5 \text{ V}$ erhält man

$$U_b = \sqrt{8 \cdot 20 \cdot 4} + 2 \cdot 0,5 + 2 \cdot 1,5 \text{ [V]}$$

$$U_b = 29 \text{ V.}$$

Mit dieser Spannung ist noch ein genügender Sicherheitsabstand von den zulässigen Spannungsgrenzwerten der Transistoren vorhanden. Infolge von weiteren, den Aussteuerungsbereich einengenden Spannungsabfällen an R87 und am Innenwiderstand des Netztesles werden maximal 20 W Leistung mit bis zu etwa 10% Klirrfaktor abgegeben (Bild 3). Bereits an den Scheitelwerten der Ausgangsspannung setzt eine Begrenzung (Clipping) ein. Zum Erreichen einer symmetrischen Endstufenaussteuerung wird das Mittenpotential des NF-Ausgangspunktes im Ruhezustand auf halber Betriebsspannung festgehalten. Von dem Spannungsteiler R63, R64 (der mit seinem oberen Ende an dem NF-Ausgangspunkt angeschlossen ist) wird die Basisvorspannung für T3 abgegriffen. Dadurch entsteht eine 20fache Gegenkopplung für Gleich- und Wechselspannungen, die den Arbeitspunkt von T3 und das Mittenpotential stabilisiert. Sie verringert außerdem beträchtlich den Klirrfaktor der Endstufe, insbesondere die störenden Übernahmeverzerrungen, für die das Gehör sehr empfindlich ist. Eine zusätzliche Wirkung dieser Gegenkopplung ist die weitere Verringerung des an sich schon kleinen Innenwiderstandes am Aus-

gangspunkt der Emittlerfolger-Endstufe. So entsteht ein Innenwiderstand von etwa 0,4 Ohm; er ist beträchtlich kleiner als der Lautsprecherwiderstand und bewirkt, daß die Ausgangsspannung des Verstärkers nahezu lastunabhängig wird und störende Lautsprecherresonanzen eine gute Dämpfung erfahren.

2.2. Treiberstufe

Die Treiberstufe T3 arbeitet in Emittlerschaltung. Sie ist mit dem HF-Leistungstransistor AF118 bestückt, der einen großen Spannungsaussteuerungsbereich ermöglicht und eine geringe Phasendrehung bei hohen Frequenzen hat. Bei derartigen starken Gegenkopplungen, wie sie in dieser Schaltung angewendet werden, muß man auf sehr geringe Phasendrehungen in den einzelnen Stufen achten, damit der Verstärker nicht zu Instabilitäten neigt,

und zwar weder im normalen Aussteuerbereich noch im Übersteuerungsbereich.

Eine Mitkopplung gewährleistet einen großen Spannungsaussteuerbereich. Sie gelangt über C 103 vom NF-Ausgangspunkt an den unterteilten Collectorwiderstand R 65, R 66 von T 3. Eine Mitkopplung kann man in einer Transistorschaltung ohne weiteres anwenden, wenn sie hinreichend phasenrein ist. Sie setzt gleichzeitig die Stromaussteuerung der Treiberstufe stark herauf, was sich günstig für eine größtmögliche Ausgangsleistung und geringe Intermodulationsverzerrungen auswirkt.

Mit Hilfe des Emittierwiderstandes R 67, der mit C 109 überbrückt ist, erhält man eine weitere Verbesserung der Arbeitspunkt-

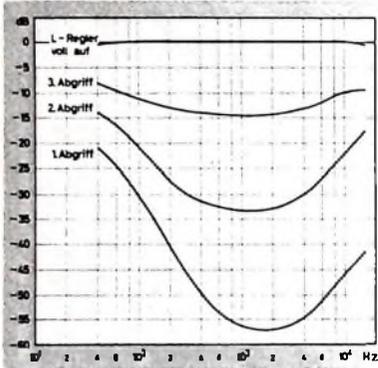


Bild 4. Frequenzgänge der gehörlichen Lautstärkeregelung

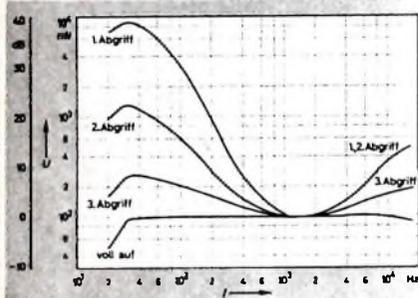


Bild 5. Frequenzgänge des Verstärkers, bezogen auf 1000 Hz ± 0 dB; $P_a = 18$ W (bei 1000 Hz Sinusdaueran) an 4 Ohm Abschlusswiderstand gemessen

stabilität von T 3 und eine geringere Abhängigkeit von Exemplarstreuungen. C 102 verstärkt die Gegenkopplung bei Frequenzen über 16 000 Hz; er bestimmt die obere Grenzfrequenz des Verstärkers und vermindert den Klirrfaktor bei hohen Tonfrequenzen. Parallel dazu liegt der Höhenregler R 60, C 100, mit dem durch Gegenkopplungsregelung die Höhen beschnitten werden können.

2.3. Vorstufe

Der Vorstufentransistor T 1 ist eine Impedanzwandlerstufe in Emittierfolgerschaltung. Sie hat wegen der Rückführung der Emittierwechselspannung über C 98 auf den Basissteiler einen sehr hohen Eingangswiderstand in der Größenordnung von 1 MOhm. Dadurch fällt am Basiswiderstand R 54 nicht die gesamte Eingangswechselspannung ab, sondern nur die Differenzspannung zwischen Basis und

Emittier, und R 54 erscheint somit vom Eingang her gesehen um ein Vielfaches vergrößert. Wie bei Röhrenverstärkern üblich, ist dieser hohe Eingangswiderstand in Verbindung mit dem hochohmigen Tandemlautstärkereger R 55 (1,3 MOhm lin. mit 3 Anzapfungen) am Eingang für eine gute Schallplattenwiedergabe mit Kristalltonabnehmern erforderlich. Bild 4 zeigt die gehörliche Lautstärkeregelung mit Hilfe dieses Eingangspotentiometers. Bild 5 gibt die Frequenzkurven (bezogen auf 1000 Hz ± 0 dB) wieder.

T 2 arbeitet als Spannungsverstärker. Er wird von der Impedanzwandlerstufe in galvanischer Kopplung angesteuert. In der Emittierleitung erfolgt durch die Widerstände R 61 und R 62 eine starke Stromgegenkopplung. T 2 erhält daher einen sehr hohen Ausgangswiderstand, der praktisch gleich dem Wert von R 59 ist. Dieser große Ausgangswiderstand wird für die Aussteuerung der gegengekoppelten Treiberstufe benötigt, um deren Gegenkopplungsfaktor voll wirksam werden zu lassen.

Am oberen Punkt von R 61, also wechselstrommäßig am Emittier von T 2, ist der Balanceregler R 91 mit seinem einen Ende angeschlossen. Das andere Ende des Balancereglers ist mit dem entsprechenden Transistor T 9 im rechten Kanal verbunden. Je nach Stellung des Schleifers von R 91 wird die Gegenkopplung für T 2 verändert und somit die Spannungsverstärkung für den gesamten Kanal vergrößert oder verkleinert. Im rechten Kanal erfolgt gleichzeitig eine entsprechende gegenseitige Veränderung der Spannungsverstärkung.

Für T 1 und T 2 werden die NF-Typen AC 151 VII oder AC 126 mit der hohen Stromverstärkung von 125-250 verwendet, und zwar für T 1 auf geringes Rauschen besonders ausgesuchte Exemplare

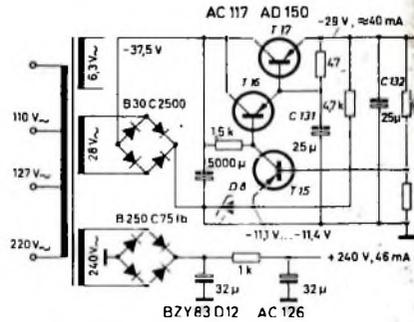


Bild 6. Schaltbild des geregelten Netzteiles

3. Geregelter Netzteil

Der geregelte Netzteil (Bild 6) liefert an seinen Ausgangsklemmen eine stabilisierte Spannung von rund 29 V und speist beide NF Kanäle. Als Stellglied dient der Leistungstransistor T 17; er ist mit dem Treiber T 16 als Emittierfolger in Kaskade geschaltet. T 15 ist der Spannungsverstärker, der über den Teiler R 115, R 116 die Ausgangsspannung mit der Referenzspannung vergleicht, die an der Zenerdiode D 8 (BZY 83 D 12) abfällt. Bei Abweichungen der Ausgangsspannung vom Sollwert infolge von Netzspannungs- oder Lastschwankungen ändert sich der Collectorstrom von T 15. Dadurch verlagert sich entsprechend die Collectorspannung von T 15, die wiederum die Kaskade an der Basis von T 16 ansteuert. Eine Verschiebung des Basispotentials von T 16 wirkt sich mit großer Stromverstärkung direkt als gleiche Verschiebung des Emittierpotentials von T 17 aus, wodurch auf diese Weise der äußeren Spannungsveränderung entgegengewirkt wird. C 131 und C 132 dienen zur Ableitung von Strömen bei höheren Frequenzen.

Schulfernsehen in Berlin

In der 4. Oberschule Praktischen Zweiges in Berlin-Tegel liefen kürzlich die Versuchs- und Testsendungen eines schulinternen Fernseh-Sendebetriebs zur Erforschung und Erprobung von Einsatzmöglichkeiten des Fernsehens im Unterricht an.

Erfahrene Pädagogen und Psychologen wollen in Zusammenarbeit mit den Lehrern der Schule feststellen, in welchem Umfang der Fernseh-Unterricht durchzuführen ist und technisch zufriedenstellt. Gleichzeitig sollen Erfahrungen gesammelt und Methoden erarbeitet werden, um den in traditioneller Form gegebenen Unterricht durch den Bildschirm ergänzen und bereichern zu können. Nicht zuletzt geht es bei dieser Aktion auch um die Frage, inwieweit durch den Fernseh-Unterricht Lehrkräfte eingespart werden können, um dem immer fühlbarer werdenden Lehrermangel abzuhelfen.

Philips stellte die gesamte Fernsehaufnahme- und -sendeanlage leihweise zur Verfügung. Sie besteht aus drei Kameras mit den dazugehörigen Modulations-, Schalt- und Regelgeräten für die Ton- und Bildregle und einigen Monitoren als Kontrollempfänger. Das Schulfernseh-Studio wurde in einem Klassenraum eingerichtet. Im Nebenraum befinden sich die Anlagen für die Ton- und Bildregle sowie für Dia- und Filmübertragungen.

In acht Klassenzimmern, in der Aula und dem Arbeits- und Demonstrationsraum für Chemie und Physik wurden je zwei Fernsehempfangler aufgestellt, auf die das Studio-Programm geschaltet werden kann.



Im Arbeitsraum für Physik können die Kameras Experimente in Großdarstellung auf die Bildschirme übertragen und sie damit auch den Schülern in den hinteren Platzreihen sehr anschaulich nahebringen. (Aufnahme: Pressebilderdienst Kindermann & Co.)

Hi-Fi-Geräte

Die Hannover-Messe ist zwar keine Hi-Fi-Ausstellung – die Schwerpunkte auf dem Gebiet der Unterhaltungselektronik liegen hier eindeutig bei den Konsumgütern –, aber bei den Firmen, die sich mit High Fidelity befassen, stehen die Hi-Fi-Geräte meistens im Mittelpunkt des Ausstellungsprogramms. Leider entspricht jedoch nicht alles, was den attraktiven Namen Hi-Fi trägt, auch wirklich den hohen Anforderungen, die man an derartige Geräte stellt. Aber auch wenn es einmal Hi-Fi-Normen geben wird, die meßbare Eigenschaften zahlenmäßig festlegen, dürfte die Bezeichnung Hi-Fi noch keine Gewähr für die Einhaltung dieser Normen bieten. Geräte, die den festgelegten Normen entsprechen, sollten daher den Zusatz „Hi-Fi nach DIN...“ tragen. Dabei darf aber nicht vergessen werden, daß manche Musikliebhaber mehr Wert auf eine Wiedergabeanlage legen, die ihren besonderen Wünschen und ihrem persönlichen Geschmack genügt, als auf Dezibel und Prozent-Bruchteile, die nur dem Fachmann etwas sagen. Trotzdem ist es natürlich sehr wichtig, derartige Normen aufzustellen, denn nur dann lassen sich Geräte miteinander vergleichen.

Auch bei den Hi-Fi-Verstärkern hat sich der Transistor jetzt endgültig durchgesetzt. Hierzu dürften, nachdem die schaltungstechnischen Probleme gelöst sind und genügend leistungsfähige Transistoren zur Verfügung stehen, besonders die sehr guten technischen Daten beigetragen haben, die sich bei Transistorverstärkern erreichen lassen. Zum Beispiel ist es nur mit Transistoren möglich, Leistungsverstärker zu bauen, an die man übliche Lautsprecher mit 4...16 Ohm Impedanz anschließen kann, ohne daß das Signal auf seinem Weg von der Eingangsbuchse zu den Ausgangsklemmen Übertrager mit Eisenkernen durchlaufen muß.

Im folgenden werden die auf der Hannover-Messe gezeigten neuen Hi-Fi-Geräte (mit Ausnahme der Phono- und Magnettongeräte, die bereits in den Heften 11/64, S. 403-405 und 12/64, S. 432-434, vorgestellt wurden) beschrieben. Mono-Verstärker wurden nicht berücksichtigt, da die Begriffe Hi-Fi-Wiedergabe und Stereophonie heute nicht mehr zu trennen sind. Außerdem ermöglichen alle Stereo-Verstärker auch Mono-Betrieb.

Rundfunkvorsatzeräte · Verstärker

Asco

Der im Steuergerät „SG 24“ der Hi-Fi-Stereo-Anlage „STH 24“ eingebaute Verstärker ist jetzt unter der Typenbezeichnung „RV 24“ auch als Einzelgerät lieferbar. Der mit Röhren bestückte „RV 24“ gibt 2 × 12 W Sinusleistung mit $\leq 0,2\%$ Klirrfaktor im Frequenzbereich 1...10 kHz (30 Hz: $k = 0,5\%$, 60 Hz: $k = 0,4\%$) ab. In Mittelstellung der für jeden Kanal getrennt einstellbaren Höhen- und Tiefenregler (Regelbereich +15...-17 dB bei 20 Hz beziehungsweise 20 kHz) reicht der Übertragungsbereich von 20 Hz...20 kHz $\pm 0,5$ dB. Der Frequenzgang des Vorverstärkers ist nach RIAA entzerrt. Ein steller Abfall unterhalb 20 Hz ergibt zusätzlich

eine wirkungsvolle Unterdrückung tiefer Rumpelfrequenzen. Höherfrequente Rumpelanteile und das besonders beim Abspielen älterer Platten störende Plattentransparenzen lassen sich mit dem Rumpel- und Rauschfilter unterdrücken. Weitere technische Daten: Intermodulation (60 Hz, 6000 Hz; 4:1) 0,8%, Übersprechdämpfung 49 dB bei 1 kHz, Signal-Störspannungsabstand 61 dB (Tonabnehmeringang) beziehungsweise 73 dB (Rundfunkeingang) bei 12 W Ausgangsleistung.

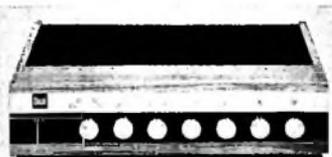
Die kleinere Stereo-Anlage „STH 12“ wurde durch die Anlage „STH 14“ ersetzt, deren Steuergerät „SG 14“ jetzt mit dem Dual-Hi-Fi-Plattenwechsler „1009“ geliefert wird. Für den Empfang von Stereo-Rundfunksendungen steht das Vorsatzgerät „UK 24“ mit eingebautem Stereo-Decoder zur Verfügung.

Braun

Braun zeigte in Hannover das bereits bekannte Programm, das neben den mit Röhren bestückten Hi-Fi-Verstärkern „CSV 13“ und „CSV 60“ mit 2 × 12 beziehungsweise 2 × 30 W Ausgangsleistung die volltransistorisierte Ausführung „CSV 10“ (2 × 8 W Sinusleistung) enthält. Als Rundfunk-Vorsatzempfänger wird weiterhin der erstmals auf der Funkausstellung im vergangenen Jahr vorgestellte AM/FM-Empfänger „CET 15“ geliefert, der zum nachträglichen Einbau des Stereo-Decoders „TD 15“ vorbereitet ist!

Dual

Dual ergänzte die Reihe der Stereo-Komponenten durch den transistorisierten Stereo-Verstärker „CV 2“. Er gibt 2 × 16 W Musikleistung (2 × 10 W Sinusleistung) mit $\leq 3\%$ Klirrfaktor ab und überträgt den Frequenzbereich 40...18 000 Hz. Für die zum Anschluß magnetischer Abtastsysteme erforderliche höhere Eingangsempfindlichkeit (4 mV an 50 kOhm) sorgt ein eingebauter Vorverstärker, der den Frequenzgang nach CCIR entzerrt und außerdem



Stereo-Verstärker „CV 2“ von Dual

zur optimalen Anpassung von Kristalltonabnehmern (Eingangsempfindlichkeit 200 mV an 100 kOhm) benutzt wird; die Eingänge „Tonband“ und „Rundfunk“ haben eine Eingangsempfindlichkeit von 250 mV an 200 kOhm beziehungsweise 150 mV an 100 kOhm. Mit den getrennten Klangreglern lassen sich die Tiefen um +10...-15 dB bei 100 Hz und die Höhen um +10...-20 dB bei 10 kHz anheben beziehungsweise absenken. Die Übersprechdämpfung des „CV 2“ ist ≥ 50 dB bei 1 kHz und der Fremdspannungsabstand ≥ 77 dB bei linearer Einstellung der Klangregler.

Dynacord

Das neuentwickelte Echo- und Nachhallgerät „HG 64“ arbeitet ebenso wie die bereits seit längerer Zeit gefertigten größeren Typen „Echocord-Super 62a“ und „Echoking“ mit einer endlosen Tonbandschleife zur Hallerzeugung. Diese Schleife läuft an vier Magnetköpfen vorbei, von denen sich einer in Laufrichtung des Bandes verschieben läßt, so daß man jeden beliebigen Echoabstand einstellen kann.



Echo- und Nachhallgerät „HG 64“ (Dynacord)

Eine Klangregelung gestattet die Anpassung des Klangbildes an die akustischen Verhältnisse des Wiedergaberaumes und den persönlichen Geschmack. Das „HG 64“ hat zwei mischbare Eingänge, an die sich hoch- und niederohmige Spannungsquellen anschließen lassen. Außerdem ist noch ein Spezialprogramm für Dynacord-Verstärker vorhanden, der die Verballung der an den Verstärker angeschlossenen Tonspannungsquellen ermöglicht. Aus dem Verstärkerprogramm von Dynacord sei noch der Stereo-Verstärker „Concert“ erwähnt, dessen Gegentakt-Endstufen mit je 2 × EL 84 bestückt sind und 15 W Sinusleistung abgeben (Frequenzbereich 20 Hz bis 50 kHz, Klirrfaktor 0,5% bei 2 × 12 W Ausgangsleistung, Intermodulation 1% (50 Hz, 6000 Hz; 4:1), Störabstand 70 dB bei maximaler Verstärkung, getrennte Höhen- und Tiefenregler, Anschlüsse für magnetischen und Kristalltonabnehmer, Tonbandaufnahme und -wiedergabe, Rundfunk, Mikrofon und Hallgerät).

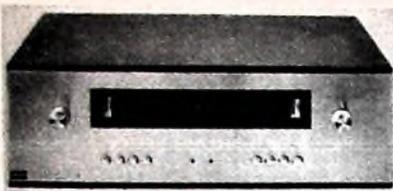
ELAC

Auf der Funkausstellung in Berlin stellte die ELAC zum erstenmal die Hi-Fi-Plattenspieler-Transistorverstärker-Kombination „Miravox I“ vor). Diese Kombination wird jetzt als „Miravox II“ mit dem neuen vollautomatischen Hi-Fi-Plattenspieler „Miraphon 18 H“ geliefert. Die technischen Daten des Verstärkers blieben unverändert.

Grundig

Die Stereo-Endverstärker „NF 2“ und „NF 10“ der Grundig-Bausteinserie sind speziell zum Anschluß an die Rundfunkempfangsteile „HF 10“ und „HF 20“ bestimmt, die bereits die NF-Vorstufe sowie alle Regelorgane enthalten. Der neue „NF 10“, der Nachfolger des bisher gelieferten „NF 1“, benötigt bei gleicher Röhrenbestückung (2 × ECC 83, 2 × ELL 80) und Ausgangsleistung (2 × 8,5 W Sinusleistung) nur noch zwei Drittel des für den „NF 1“ erforderlichen Platzes. Die technischen Daten des neuen Endverstärkers entsprechen bis auf den vergrößerten Übertragungsbereich 30...20 000 Hz ± 1 dB und die verbesserte Übersprechdämpfung (≥ 40 dB bei 1000 Hz) denen des Vorgängertyps. Der Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-tuner „RT 50“ und der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SV 50“ werden unverändert im Grundig-Programm weitergeführt.

1) Rundfunkvorsatzeräte · Verstärker. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 18, S. 718-720.



FM-Stereo-Tuner „FM-2000-A“ (Klein + Hummel)

Klein + Hummel

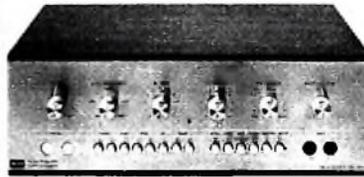
Neben den bewährten mit Röhren bestückten Hi-Fi-Verstärkern und UKW-FM-Tunern¹⁾, die auch weiterhin geliefert werden, hat Klein + Hummel jetzt eine Serie transistorisierter Geräte, den FM-Stereo-Tuner „FM-2000-A“ sowie die Hi-Fi-Verstärker „TS-90-A“ und „TS-100-A“, im Programm. Der „FM-2000-A“, ein 16-Kreis-FM-Super mit drei HF-Vorstufen und fünfstufigem phasenreinem ZF-Verstärker, hat eine Empfindlichkeit von 0,7 μV für 20 dB Signal-Rausch-Abstand (Begrenzungseinsatz bei 2 μV) und genügt sehr hohen Anforderungen an Empfangsleistung und Wiedergabequalität. Kennzeichnend dafür sind auch die Diskriminatorbandbreite von 1 MHz, die eine lineare Gleichrichtung bis zu den größtmöglichen Frequenzhubwerten sicherstellt, und der NF-Frequenzgang von 20 Hz bis 60 kHz ± 1 dB.

Der eingebaute Stereo-Decoder „B-17“ hat 40 dB Übersprechdämpfung und gibt maximal 1 V NF-Spannung ab. Etwa in der Ausgangsspannung noch vorhandene Anteile der Stereo-Hilfsfrequenzen 19 kHz (Pilotton) und 38 kHz (Hilfsträger) lassen sich mit einem abschaltbaren Filter um 58 beziehungsweise 62 dB dämpfen. Zur Abstimmungs- und Feldstärkeanzeige ist je ein Anzeigelinstrument vorhanden. Die Umschaltung von Stereo- auf Mono-Betrieb kann automatisch durch ein Relais oder von Hand erfolgen. Dabei zeigen zwei Pilotlampen die eingeschaltete Betriebsart an.

Der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „TS-100-A“ zeichnet sich durch sehr große Leistungsbandbreite (40 Hz ... 40 kHz), sehr kleinen Klirrfaktor (0,2 % bei 20 Hz), geringe Intermodulation (0,3 %, nach SMPE gemessen) und mehr als 50 dB Übersprechdämpfung im Bereich 20 Hz ... 20 kHz aus. Er liefert 2 \times 40 W Musikleistung (2 \times 25 W Sinusleistung) und überträgt den Frequenzbereich 10 Hz ... 100 kHz ± 1 dB. Drei der insgesamt acht Eingänge (je zwei für magnetische Tonabnehmer, Radio und Tonband sowie ein Mikrofon- und ein Reserveingang) haben besondere Pegelregler für jeden Stereo-Kanal. Zur Klangreglung dienen für jeden Kanal getrennt einstellbare Höhen- und Tiefenregler (Regelbereich ± 15 dB) sowie ein Präsenzschieber, der den Frequenzgang bei 4 kHz um 8 dB anhebt. Rumpeln und Rauschen lassen sich mit dem Rumpel- und dem Rauschfilter unterdrücken, die die Frequenzen unter 60 beziehungsweise über 6000 Hz mit 12 dB/Oktave dämpfen. Neben dem Lautsprecheranschluss für Lautsprecher mit 4 ... 16 Ohm Impedanz sind noch weitere Ausgänge für Kopfhörer (5 bis 500 Ohm mit automatischer Lautsprecherabschaltung), Tonbandaufnahme (100 mV) sowie ein 1-V-Ausgang zum Anschluß von Studiogeräten (wie Universalaufnehmer „UE-100“ und Kontrolllautsprecher „OX“ oder „OM“) vorhanden. Die Lautstärke-Regelung erfolgt mit einem für alle Eingänge wirksamen linearen Pegel-Vorreg-

ler zur Einstellung der Maximallautstärke und einem gehörrichtigen Lautstärkeregler nach Robinson & Dadsen. Eine Bandmonitor-Taste ermöglicht die Hinterband-Abhörkontrolle bei Tonbandaufnahmen mit dafür eingerichteten Tonbandgeräten, und der abschaltbare Schalldrückentzerrer gestattet eine gegebenenfalls erforderliche Frequenzgangkorrektur (+20 dB bei 20 Hz) der Lautsprecher.

Der zweite Hi-Fi-Transistorverstärker „TS-90-A“ entspricht bis auf die kleinere Ausgangsleistung (2 \times 16 W Musikleistung).

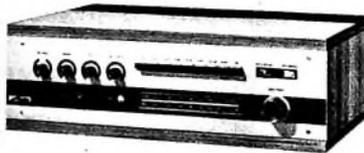


Hi-Fi-Stereo-Verstärker „TS-90-A“ (Klein + Hummel)

2 \times 10 W Sinusleistung), die geringere Leistungsbandbreite (10 Hz ... 40 kHz) und den größeren Klirrfaktor von 0,3 % bei 30 Hz dem „TS-100-A“.

Metz

Der bereits auf der Funkausstellung gezeigte und in der FUNK-TECHNIK ausführlich beschriebene Hi-Fi-Transistorverstärker „327¹⁾“ ist jetzt auch als Steuergerät

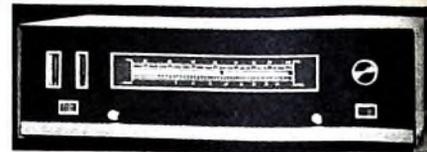


Steuergerät „420“ von Metz

„420“ mit eingebautem FM-Stereo-Rundfunkempfangsteil lieferbar. Der 13-Kreis-Empfänger hat eine Eingangsempfindlichkeit von 1,5 μV für Vollaussteuerung bei 1 kHz und 12,5 kHz Hub sowie automatische Scharfabstimmung. Der eingebaute Stereo-Decoder (Übersprechdämpfung > 26 dB im Frequenzbereich 100 ... 8000 Hz) schaltet sich automatisch von Mono- auf Stereo-Betrieb um.

Nogoton

Auch Nogoton hat jetzt zwei im Gehäuse eingebaute Stereo-Rundfunkvorsatzgeräte im Programm. Während die einfachere Ausführung „SE-6/2“ den bekannten UKW-Einbau-Super „UK 12 642/61 Z-spezial“ mit abschaltbarer automatischer Scharfabstimmung enthält, ist der „SE-9/1“ mit dem Spitzenchassis „UK 12 642/61 Z-Sdfig-D“ bestückt, das folgende technische Daten hat: Empfindlichkeit $\leq 0,5 \mu\text{V}$ bei 26 dB Signal-Rausch-Abstand und 40 kHz Hub, Ausgangspegel -10 dB (245 mV) an 200 kOhm ab 1 μV Eingangs-EMK bei 40 kHz Hub, Fremdspannungs- und Geräuschabstand ≥ 60 dB beziehungsweise ≥ 65 dB ab 10 μV Eingangs-EMK bei 40 kHz Hub, Nachbarkanalselektion (Eingangs-EMK 200 μV , Stör-EMK 1000 μV , Frequenzabstand 300 kHz) ≥ 54 dB, NF-



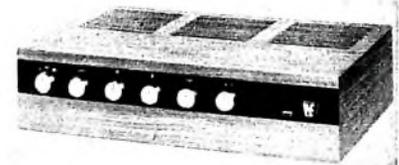
Stereo-Rundfunkvorsatzgerät „SE-9/1“ (Nogoton)

Frequenzgang 30 ... 15 000 Hz $\pm 0,5$ dB, nichtlineare Verzerrungen $\leq 0,5$ % im Frequenzbereich 30 ... 15 000 Hz bei 200 μV Eingangs-EMK und 40 kHz Hub. Zur Abstimmungsanzeige enthält der „SE-9/1“ die Röhre EMM 801, während für die Anzeige der Eingangs-EMK ein Magisches Band EM 84 benutzt wird. Zwei Kontrolllampen zeigen die Funktion der automatischen Scharfabstimmung und der elektronischen Mono-Stereo-Umschaltung mit dem Stereo-Indikator „S-2“ an. Beide Vorsatzgeräte werden unter den Typenbezeichnungen „ME-9/3“ beziehungsweise „ME-6/4“ auch ohne Stereo-Decoder und Stereo-Indikator geliefert.

Der Stereo-Decoder „D-5/1“, der sich von dem im „SE-6/2“ eingebauten Typ „D-5/2“ nur durch die Steckvorrichtung zur Zuführung der NF-Eingangs- und Betriebsspannung unterscheidet, benötigt etwa 300 mV NF-Eingangsspannung und gibt 2 \times 300 mV Ausgangsspannung mit weniger als 0,5 % Klirrfaktor im Frequenzbereich 30 ... 15 000 Hz $\pm 0,5$ dB ab. Die Übersprechdämpfung ist ≥ 30 dB, der Fremdspannungsabstand ≥ 60 dB.

Perpetuum-Ebner

Perpetuum-Ebner ergänzt das Verstärker-Programm durch den mit Röhren bestückten Stereo-Verstärker „HSV 20“, der für kleinere Stereo-Anlagen bestimmt ist und 2 \times 10 W Musikleistung abgibt (Übertragungsbereich 40 ... 20 000 Hz). Da alle drei Eingänge (Phono, Radio und Tonband) die gleiche Eingangsempfindlichkeit von 350 mV an 500 kOhm haben, kann der Anschluß magnetischer Abtastsysteme nur über einen besonderen Entzerrvorverstärker erfolgen. Die getrennten Höhen-



Stereo-Verstärker „HSV 20“ (Perpetuum-Ebner)

und Tiefenregler haben einen Regelbereich von +10 ... -18 dB. Für den Geräuschabstand werden ≥ 70 dB angegeben. Die Übersprechdämpfung ist ≥ 40 dB bei 1000 Hz und der Klirrfaktor ≤ 3 % im Frequenzbereich 60 ... 12 500 Hz bei 8 W Ausgangsleistung.

Philips

Philips ersetzt die bisher gelieferten Stereo-Verstärker „AG 9015“ durch den „AG 9018“, dessen technische Daten weitgehend denen seines Vorgängertyps entsprechen. Der neue Verstärker ist jedoch in einem Teakholzgehäuse eingebaut, das gut zu modernen Wohnungseinrichtungen paßt. Für Stereo-Rundfunkempfang steht das AM/FM-Vorsatzgerät „A 5 X 83 A“ mit Stereo-Decoder zur Verfügung.

Sennheiser

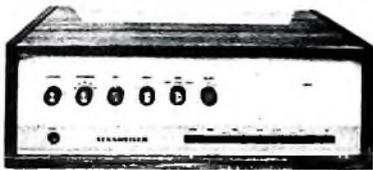
In Hannover zeigte Sennheiser zwei neue mit Röhren bestückte Hi-Fi-Stereo-Ver-

¹⁾ Gutschmidt, F.: Hi-Fi-Stereo-Verstärker „VB 71“. Funk-Techn. Bd 19 (1964) Nr. 1, S. 10-13

¹⁾ Wiesner, G.: Hi-Fi-Phonoverstärker „327“ mit Transistoren. Funk-Techn. Bd 19 (1964) Nr. 9, S. 302-304

stärker Der „VKS 254“ ist nach einem ähnlichen Konzept wie sein Vorgänger „VKS 203“ entwickelt, hat aber ein modernes Holzgehäuse, eine größere Ausgangsleistung (2×20 W Musikleistung, $2 \times 12,5$ W Sinusleistung) und überträgt den Frequenzbereich $20 \dots 20\,000$ Hz $\pm 1,5$ dB (Klirrfaktor nach DIN 45 587 $\leq 1\%$ im Bereich $40 \dots 12\,500$ Hz, Intermodulation nach DIN 45 403 $\leq 1\%$, Übersprechdämpfung ≥ 45 dB bei 1 kHz). Zum Anschluß von niederohmigen dynamischen Mikrofonen und magnetischen Tonabnehmersystemen werden die Vorverstärker „VVS 3“ und „VVS 4“ (mit Schneidkennlinienverzerrung nach DIN 45 537 geliefert, die sich leicht in den „VKS 254“ einsetzen lassen).

Mit verschiedenen technischen Besonderheiten wie Rauschautomatik, Pegel-Vorregler und Basisbreitenerregelung ist das Spitzengerät, der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „VKS 604“, ausgestattet, der mit 2×50 W Musikleistung (2×30 W Sinusleistung) auch größere Räume ausreichend mit Schalleistung versorgen kann. Er hat Eingänge für Mikrofon (2,5 mV an 50 kOhm), magnetischen und Kristalltonabnehmer (5 mV an 50 kOhm beziehungsweise 320 mV an 1 MOhm), Radio (10 mV an 50 kOhm) und Tonband (170 mV an



Hi-Fi-Stereo-Verstärker „VKS 604“
(Sennheiser electronic)

220 kOhm); die Ausgänge sind zum Anschluß von 4- und 16-Ohm-Lautsprechern ausgelegt. Der Tonband-Aufnahmeausgang (etwa 10 mV, $R_i = 2,2$ kOhm) ist vor den Lautstärke- und Klangreglern abgezweigt, so daß diese Regler keinen Einfluß auf die Tonbandaufnahme haben. Weitere technische Daten: Übertragungsbereich 20 Hz bis $20\,000$ Hz ± 1 dB (10 Hz \dots 50 kHz -3 dB), Regelbereich der Höhen- und Tiefenregler ± 15 dB bei 20 kHz beziehungsweise 30 Hz, einschaltbare Rumpel- und Rauschfilter mit 15 dB Absenkung je Oktave (Grenzfrequenzen 100 Hz beziehungsweise 8 kHz), Klirrfaktor nach DIN 45 403 $\leq 1\%$ im Bereich 40 Hz \dots 12,5 kHz, Intermodulation nach DIN 45 403 (50 Hz, 3000 Hz; 4:1) $\leq 1\%$, Geräuschspannungsabstand nach DIN 45 405 beim Tonbandeingang 80 dB und 65 dB bei den übrigen Eingängen, Übersprechdämpfung ≥ 50 dB bei 1 kHz

Telefunken

Telefunken nahm jetzt zwei mit Röhren bestückte Hi-Fi-Stereo-Verstärker in das Hi-Fi-Programm auf. Der „V 811“ gibt 2×15 W Musikleistung (2×15 W Sinusleistung) ab und hat den Frequenzbereich 20 Hz \dots 20 kHz $\pm 0,2$ dB (20 Hz \dots 100 kHz $\pm 1,5$ dB). Der Klirrfaktor ist $< 1\%$, die Intermodulation $0,2\%$ (nach CCIR gemessen) beziehungsweise $1,5\%$ nach SMPE und die Übersprechdämpfung etwa 52 dB. An die Ausgänge lassen sich Lautsprecher mit 4 und 16 Ohm Impedanz anschließen, wobei Fehlanpassungen von $-20 \dots +50\%$ zulässig sind.

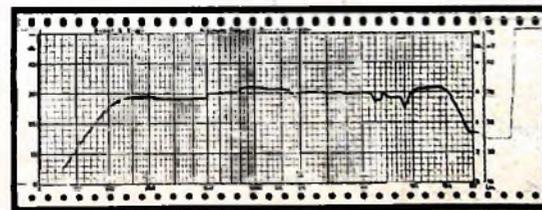
Allen Ansprüchen, die der Hi-Fi-Freund an einen Verstärker stellen kann, genügt

der „V 820“, der mit 2×50 W Musikleistung (2×30 W Sinusleistung) eine ausreichende Leistungsreserve auch für sehr große Bass-Amplituden hat. In der Mittelstellung der Klangregler (Regelbereich ± 15 dB bei 30 Hz und 20 kHz) wird der Frequenzbereich 20 Hz \dots 20 kHz ± 1 dB (10 Hz \dots 50 kHz -3 dB) übertragen. Eine Rauschautomatik, die so dimensioniert ist, daß Musik- und Sprachwiedergabe unbeeinträchtigt bleiben, unterdrückt das bei großer Wiedergabelautstärke in Sprach- und Musikpausen sehr störende Rauschen und Knistern der Schallplatte. Die Basisbreitenerregelung ermöglicht es, die durch den Lautsprecherabstand gegebene Basisbreite zu verändern und damit den Stereo-Eindruck zum Beispiel bei der Wiedergabe von Schallplatten mit ungenügendem oder übertriebenem Stereo-Effekt zu verbessern. Rauschen und Rumpeln lassen sich mit entsprechenden Filtern oberhalb 6 kHz und unterhalb 100 Hz mit 15 dB/Oktave dämpfen. Für den Klirrfaktor werden $\leq 0,5\%$ bei 1 kHz (nach DIN 45 403), für die Intermodulation (nach DIN 45 403; 50 Hz, 3000 Hz; 4:1) $\leq 1\%$ und für die Übersprechdämpfung ≥ 50 dB bei 1 kHz angegeben.

Lautsprecher

Bei der Eingliederung der Hi-Fi-Anlage in einen Wohnraum bereitet die Unterbringung der Lautsprecher im allgemeinen die meisten Schwierigkeiten. Die Lautsprecherindustrie bemüht sich daher schon seit langem, das erforderliche Gehäusevolumen zu verringern, ohne die Abstrahlung der tiefen Frequenzen zu beeinträchtigen. Die Anwendung des Baßreflexprinzips brachte in dieser Hinsicht zwar einige Fortschritte, aber bereits geringfügige Veränderungen der Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems, die nach längerer Betriebszeit immer auftreten, heben die Baßreflexwirkung wieder auf. Diese Schwierigkeit vermeidet man bei vollkommen geschlossenen Gehäusen, jedoch wirkt hier die eingeschlossene Luft als zusätzliche Dämpfung der Membrane, so daß sich die Grenzfrequenz des Lautsprechers erhöht. Die Entwicklung von Lautsprechersystemen mit sehr niedriger Resonanzfrequenz erlaubte es aber, mit verhältnismäßig kleinen geschlossenen Gehäusen auszukommen, ohne daß dabei die untere Grenzfrequenz allzusehr ansteigt (bei Boxen mit 50 \dots 150 l Volumen ergeben sich Grenzfrequenzen von 40 bis 20 Hz, bei Lautsprecher-Resonanzfrequenzen von 16 \dots 25 Hz). Um Luftsäulenresonanzen zu unterdrücken, werden die Gehäuse in Kammern aufgeteilt und mit Dämpfungsmaterial ausgekleidet.

Wie schon die Funkausstellung zeigte, haben sich diese geschlossenen Lautsprecherboxen inzwischen weitgehend durchgesetzt. Daß dieses Prinzip aber eine noch weitergehende Verkleinerung des Gehäusevolumens zuläßt (allerdings unter Verzicht auf sehr tiefe Grenzfrequenzen unter etwa 60 Hz und größere Belastbarkeit), bewiesen in Hannover zwei Firmen, deren Klein-Lautsprecherboxen mit 5 beziehungsweise 7 l Volumen eine erstaunlich gute Tiefenwiedergabe hatten (soweit man das auf einem Ausstellungsstand beurteilen kann).

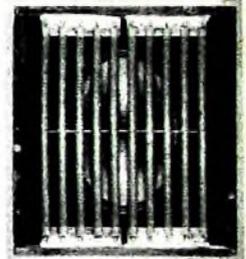


Asco

Für die Hi-Fi-Anlagen „STH 14“ und „STH 24“ liefert Asco zwei neue Lautsprecherboxen. Die Box „LB 24“ ist mit 28 W Musikleistung belastbar und überträgt den Frequenzbereich 30 \dots 18 000 Hz. Sie enthält fünf Lautsprechersysteme, und zwar ein 30-cm-Tieftonsystem mit mechanischer Bedämpfung bei tiefen Frequenzen und 40 Hz Eigenresonanz, zwei 10-cm-Mitteltontonsysteme mit sehr leicht ansprechender Kunststoffmembrane sowie zwei Hochtonsysteme mit 4,5 cm Durchmesser. Zur Trennung der Frequenzbereiche (Trennfrequenz 400 Hz) dient eine LC-Frequenzweiche mit einem Dämpfungsanstieg von 12 dB/Oktave. Um eine Schallbündelung bei den mittleren und hohen Frequenzen zu vermeiden, strahlen die Mittel- und Hochtonsysteme unter verschiedenen Winkeln. Die kleinere Box „LB 14“ (Belastbarkeit 20 W Musikleistung, Frequenzbereich 50 \dots 18 000 Hz) ist mit je einem Tiefton-, Mittelton- und Hochtonbass bestückt.

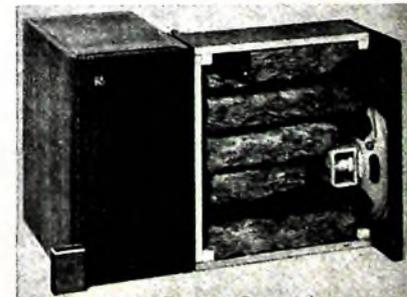
Audax

Die Nachhallautsprecher „RA 4“ und „RA 16“ von Audax, die unter den Typenbezeichnungen „RA 40“ und „RA 160“ auch im Gehäuse eingebaut geliefert werden, sind Zusatzlautsprecher zur nachträglichen Verballung. Bei diesen Lautsprechern sind an der Schallwand vor der Lautsprecheröffnung Spiralfedern angebracht, die untereinander und mit der Schwingspule



Nachhallautsprecher „RA 16“
von Audax

des Lautsprechersystems verbunden sind. Die Spiralfedern werden daher in gleicher Weise wie die Membrane durch die Schwingspule angetrieben. Während die Membrane aber die zugeführte Energie sofort als Schall abstrahlt, speichern die Federn die Energie und geben sie verzögert wieder an die Membrane ab. Dabei hängt die erreichte Nachhalldauer außer von der Länge und der Spannung der Federn auch von der dem Lautsprecher zugeführten Leistung ab. Der zu verhallende



7-l-Lautsprecherbox „B“ von
Bang & Olufsen
Frequenzgang der Klein-Laut-
sprecherbox „B“

Frequenzbereich ist beim „RA 4“ 100 bis 8000 Hz und beim „RA 16“ 40 ... 12 000 Hz. Als maximale Nachhalldauer werden 10 s bei 300 Hz und 2 W für den „RA 4“ sowie 16 s bei 200 Hz und 5 W für den „RA 16“ angegeben.

Bang & Olufsen

Das Lautsprecher-Programm von Bang & Olufsen umfaßt vier Typen mit Gehäusevolumina zwischen 7 und 90 l. In Hannover wurde als Neuentwicklung der Typ „B“ mit einem Volumen von 7 l vorgestellt (Belastbarkeit 4 ... 6 W, Frequenzbereich 85 ... 16 000 Hz \pm 3 dB). Die trotz des kleinen Gehäuses (15 cm \times 28 cm \times 28 cm) recht gute Tiefenwiedergabe wird durch ein Tieftonsystem (15,4 cm \times 10,5 cm) erreicht, das in freier Luft eine Resonanzfrequenz von 15 Hz hat. Zur Wiedergabe der hohen Frequenzen ist ein Hochtonsystem eingebaut, das über eine LC-Frequenzweiche (Übergangsfrequenz 4000 Hz) angeschlossen ist.

Braun

Braun ergänzte das Lautsprecher-Programm durch die Lautsprechereinheit „L 60-4“, die besonders für Steuergeräte mit 4-Ohm-Ausgang (zum Beispiel „audio 1“) bestimmt ist und sich mit 30 W Musikleistung (12 W Sinusleistung) belasten läßt. Sie ist mit einem 27-cm-Tieftonchassis und einem 8-cm-Hochtonsystem bestückt und überträgt den Frequenzbereich 40 ... 20 000 Hz. Die „L 60-4“ kann entweder in einem Regal untergebracht oder mit einem zusätzlich lieferbaren Stahlrohr-Fußgestell aufgestellt werden. Wegen ihrer guten Schwingungsdämpfung lassen sich Steuergeräte mit eingebautem Plattenspieler direkt auf die Box stellen. Erwähnt sei auch noch die erstmals im vergangenen Jahr vorgestellte Hi-Fi-Lautsprechereinheit „L 80“, die bereits ausführlich in der FUNK-TECHNIK beschrieben wurde¹⁾.

Dual

In der Reihe der Stereo-Komponenten hat Dual die neue Lautsprecherbox „CL 3“ herausgebracht, die die Abmessungen 59,5 cm \times 33 cm \times 22 cm hat und mit 50 W Musikleistung (30 W Sinusleistung unter 1000 Hz, 15 W Sinusleistung über 1000 Hz) belastbar ist. Mit drei Lautsprecherchassis (ein 24,5-cm-Tieftonsystem sowie je ein Mittel- und Hochtonsystem mit 9,5 cm Durchmesser) wird der Frequenzbereich 40 ... 18 000 Hz wiedergegeben.

ELAC

Bereits auf der Funkausstellung hatte die ELAC neben der „LK 100“ zwei weitere Lautsprecherboxen angekündigt beziehungsweise als Muster ausgestellt. Diese neuen Boxen „LK 10“ und „LK 500“ wurden jetzt (wenn auch mit anderen Daten als seinerzeit angegeben) in das Lieferprogramm aufgenommen. Bei der „LK 10“ handelt es sich um eine geschlossene Box mit den Abmessungen 54 cm \times 29 cm \times 24,5 cm, die mit Schalldruckausgleich arbeitet. Sie enthält ein dynamisches

Breitband-Lautsprecherchassis (21 cm Durchmesser) mit Hochtonkalotte, mit dem sich der Übertragungsbereich 45 ... 16 000 Hz ergibt. Die „LK 10“ läßt sich mit 18 W Sinusleistung (bei 1000 Hz) belasten und hat dabei einen Klirrfaktor $<$ 4%.

Das Spitzenmodell der ELAC-Lautsprecherreihe, die Box „LK 500“ (Frequenzbereich 25 ... 20 000 Hz, Belastbarkeit 36 W Sinusleistung, Klirrfaktor $<$ 1% bei 36 W und 1000 Hz) ist mit vier Lautsprecher-systemen bestückt. Zur Wiedergabe der tiefen und mittleren Frequenzen dienen ein 25-cm-Tiefton- und ein 16,5-cm-Mitteltontonsystem, während zwei parallel geschaltete Hochtonchassis die obere Mittellage und die Obertöne abstrahlen. Die Box, die eine Kennleistung (benötigte NF-Leistung, um bei 1000 Hz in 1 m Entfernung auf der Bezugsschale einen Schalldruck von 10 μ bar \pm 90 phn zu erzeugen) von 1,3 W hat, läßt sich an Verstärker mit 8 Ohm Ausgangsimpedanz anschließen.

Grundig

Grundig stellte in Hannover neben den bereits bekannten Hi-Fi-Boxen „70“ und „100“ zwei neue hochbelastbare (25 W) Lautsprecher in Flachbauweise vor, die sich besonders zur Aufstellung in Regalen eignen. Der Raumklangstrahler „7“ hat 30 l Volumen und ist mit einem Tiefton-, zwei Mittelton- und einem Hochtonlautsprecher bestückt, während die Raumklangbox „40“ (Volumen etwa 40 l, Abmessungen 60 cm \times 32 cm \times 28 cm) je ein Tiefton-, Mittelton- und Hochtonsystem enthält. Belastbarkeit und Impedanz (5 Ohm) erlauben es, die neuen Lautsprecher auch an den Grundig-Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SV 50“ anzuschließen.

Heco

Auch Heco hat eine Kleinst-Hi-Fi-Box im Programm. Die „B 130“ ist mit 10 W Musikleistung belastbar und überträgt bei nur 5 l Volumen (Abmessungen 24,5 cm \times 15,9 cm \times 17,4 cm) den Frequenzbereich 50 ... 22 000 Hz. Der Anschluß an den Verstärker (Impedanz 4 Ohm) erfolgt mit einer versenkt eingebauten Normbuchse.

Isophon

Die bereits bekannten Hi-Fi-Lautsprecherboxen „HSB 10“, „HSB 20“ und „HSB 45“ werden unverändert weiter im Programm geführt. Neu ist der Lautsprecher „ZL 6“ (Übertragungsbereich 85 ... 20 000 Hz, Impedanz 5 Ohm, Belastbarkeit 6 W Sinusleistung, ein Tiefton-Mittelton-Ovalsystem, ein Mittelton-Hochton-Ovalsystem), der sich wegen seiner guten Höhenwiedergabe als Zusatzlautsprecher für Stereo-Anlagen eignet. Die Serienfertigung dieses Lautsprechers erfolgt, besonders in bezug auf den Schalldruck, mit sehr engen Toleranzen, so daß Sprungeffekte bei der Ortung der Schallquellen nicht auftreten können.

Klein + Hummel

Als Nachfolger der Hi-Fi-Lautsprecherbox „LB 88“ liefert Klein + Hummel jetzt die 120-l-Box „LB 90“ (Belastbarkeit 35 W Musikleistung, Frequenzbereich 25 bis 20 000 Hz), die mit einem 30,6-cm-Tieftonchassis „C-162“ (Eigenresonanz 17 Hz) und einem Electro-Voice-Hochton-Druckkammerlautsprecher „T-35 B“ bestückt ist. Ein

Regler auf der Schallwand erlaubt die Anpassung des Hochtonanteils an die akustischen Verhältnisse des Wiedergaberaums. Zur Aufstellung in Regalwänden ist die neue Hi-Fi-Lautsprecherbox „TX-4“ bestimmt, die mit etwa 60 l Volumen (Abmessungen 66 cm \times 39 cm \times 31 cm) die gleiche Belastbarkeit und den gleichen Übertragungsbereich wie die „LB 90“ hat. Die tiefen Frequenzen bis etwa 800 Hz strahlt ein 30,6-cm-Tieftonsystem „TR-10“ ab, während zur Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen je ein Electro-Voice-Druckkammerlautsprecher „T-8 M“ (Mitteltontonsystem) und „T-35 B“ (Hochtonsystem) verwendet wird. Mit zwei Reglern lassen sich die Mittel- und Hochtonanteile einstellen. Der Abstrahlwinkel der Box ist bei 10 kHz etwa 100°.

Der erstmals auf der Funkausstellung vorgestellte Hi-Fi-2-Kanal-Stereo-Lautsprecherschrank „SL-12“²⁾, in dem die Lautsprechersysteme für beide Kanäle untergebracht sind, wurde in Hannover unter der Typenbezeichnung „Orsay“ in einer neuen, unkonventionellen Gehäuseausführung vorgestellt, die die Funktion des Schrankes besonders betont. Die technischen Daten (Übertragungsbereich 25 bis 25 000 Hz, Belastbarkeit 35 W Musikleistung je Kanal) blieben unverändert.

Perpetuum-Ebner

Für kleinere Stereo-Anlagen mit dem Stereo-Verstärker „HSV 20“ liefert Perpetuum-Ebner die neue Lautsprecherbox „LB 20“. Sie enthält ein 10-W-Tiefton-Breitbandsystem mit angekoppelem Höhenstrahler, mit dem ein volles, abgerundetes Klangbild erreicht wird. Die günstigen Abmessungen (47 cm \times 25 cm \times 20 cm) ermöglichen eine bequeme Unterbringung der Box in modernen Regal- und Schrankwänden.

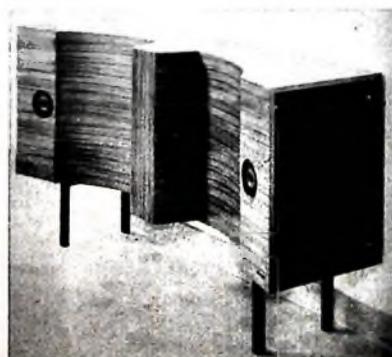
Philips

Auch Philips hat eine neue Lautsprecherbox im Programm, die als Typ „AD 5056“ in niederohmiger (8 Ohm) und als Typ „AD 5055“ in hochohmiger (800 Ohm) Ausführung erhältlich ist. Die neue Box läßt sich mit 20 W Sinusleistung (40 W Musikleistung) belasten und ist mit einem neuentwickelten Tieftonsystem mit Schaumstoffmembrane und zwei ovalen Mittel-Hochtonlautsprechern bestückt. Der Übertragungsbereich ist 40 ... 20 000 Hz \pm 3 dB der Wirkungsgrad 7% bei 400 Hz.

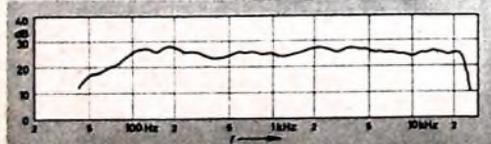
Standard Elektrik Lorenz

Die SEL war die erste deutsche Firma, die zum Selbstbau von Kompaktboxen eine geeignete Lautsprecherchassis-Kombination („LPT 245 / LPMH 1318“ anbot³⁾). Diese Kombination wird jetzt auch in einem Gehäuse (Abmessungen 58 cm \times 38 cm \times 27 cm) eingebaut geliefert, mit dem sich ein Übertragungsbereich von 40

¹⁾ Lautsprecher und Lautsprecherkombinationen Funk-Techn. Bd. 18 (1964) Nr. 20, S. 159-161



¹⁾ Hasselbach, W.: „L 80“ - Eine Hi-Fi-Lautsprechereinheit für hohe Ansprüche. Funk-Techn. Bd. 18 (1964) Nr. 9, S. 268-301, u. Nr. 10, S. 358-360



◀ Frequenzgang der 5-l-Lautsprecherbox „B 130“ von Heco Hi-Fi-2-Kanal-Stereo-Lautsprecherschrank „Orsay“ (Klein + Hummel) ▶

bis 20 000 Hz ergibt (Belastbarkeit 25 W Musikleistung) Besonders bemerkenswert ist der niedrige Klirrfaktor von 0,7% bei 250 Hz und 2 W (das entspricht normaler Zimmerlautstärke).

Telefunken

Für ihre Hi-Fi-Stereo-Anlage liefert Telefunken die Hi-Fi-Lautsprechereinheit „L 845 HiFi“, die sich durch hohe Belastbarkeit (75 W Musikleistung, 45 W Sinusleistung unter 1000 Hz, 20 W Sinusleistung über 1000 Hz), großen Übertragungsbereich (25 ... 23 000 Hz) und sehr geringe Verzerrungen auszeichnet. Das eingebaute Tieftonchassis hat 24,5 cm Durchmesser und eine Eigenresonanz von 18 ± 2 Hz. Zur Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen dienen zwei ovale Mittel-Hochtonsysteme, die gegeneinander verzwinkelt angeordnet sind, so daß sich ein horizontaler Abstrahlwinkel von 95° im Frequenzbereich 25 ... 16 000 Hz ergibt.

Hingewiesen sei noch auf die neue Hi-Fi-Klangbox „SB 85“ mit 85 l Volumen, die mit einem Tiefton- und zwei Mittel-Hochtonsystemen bestückt ist. Ein Präsenzschalter ermöglicht die Anhebung der Mittellagen.

Valvo

Valvo zeigte als Neuentwicklung das Tieftonchassis „AD 5201“, das zur Verwendung in Hi-Fi-Lautsprecherboxen bestimmt ist. Es hat eine völlig steife Schaumplastik-Membrane, die nicht mehr als eine Papiermembrane gleicher Größe wiegt und so gelagert ist, daß sie auch großen Amplituden einwandfrei folgen kann. Das neue Chassis (Resonanzfrequenz 23 Hz) läßt sich, in eine geschlossene 40-l-Box eingebaut, mit 50 W belasten; bei größeren Boxen ergibt sich eine Belastbarkeit von wenigstens 20 W. Die Verzerrungen erreichen bei 30 Hz und $1/3$ Oktave über der Resonanzfrequenz maximal 3%. U. Radke

bei dieser Technik nie an die Oberfläche; sie sind während des Fertigungsprozesses und im fertigen Schaltkreis durch eine Oxidhaut geschützt. Die mit dieser Technik erreichbare Packungsdichte liegt bei 30 000 ... 1 000 000 Bauelemente/dm².

Zukunftsaussichten

Alle drei genannten Lösungswege zur Mikroelektronik haben jeweils ihre Vor- und Nachteile. Der Vorteil des Mikro-modul-Programms liegt in seiner großen Flexibilität. Da man auch größere Kapazitäten und Induktivitäten auf den Keramikschelben montieren kann, ist ein sehr weiter Frequenzbereich erfassbar. Der Nachteil besteht im relativ großen Volumen und dem konventionellen Energiebedarf. Die Zuverlässigkeit der Mikro-module ist stets nur so groß wie die des ungünstigsten Bauelementes.

Die Dünnfilmschaltkreise haben beste Aussichten, in Europa in allernächster Zukunft in größeren Stückzahlen eingesetzt zu werden. Zu ihren Vorteilen gehört, daß sich infolge der flachen Bauweise ein guter Wärmeaustausch mit der Umgebung erreichen läßt. Sie sind - bei einer Größe von 1 ... 5 cm² - leicht zu handhaben und wie Bauelemente in gedruckte Schaltungen einzufügen; infolge der integrierten Herstellung weisen sie aber auch eine erhöhte

Der Trend zur Mikroelektronik*

Die Aufgaben, die heute - und in der Zukunft - der Nachrichtentechnik gestellt werden, lassen sich nur durch immer umfangreichere elektronische Systeme lösen. Ihre steigende Größe und Kompliziertheit drückt sich besonders in der zunehmenden Anzahl der Bauelemente aus. Da konventionelle Bauelemente wartungsbedürftig sind, relativ hohen Leistungsbedarf haben und viel Platz beanspruchen, sind der Entwicklung umfangreicher Geräte in herkömmlicher Bauweise natürliche Grenzen gesetzt. An moderne Bauelemente werden deshalb besondere Forderungen gestellt:

1. Verwirklichung von mehr Funktionen je Gewichts- und Volumeneinheit,
2. Verbesserung der Zuverlässigkeit,
3. geringer Leistungsbedarf,
4. preisgünstige Herstellung

Diese Forderungen führten zur sogenannten Mikrominiaturisierung der Bauelemente oder - wie man heute sagt - zur Mikroelektronik. Es wurden im wesentlichen drei Lösungswege zur Miniaturisierung beschritten: die Mikromodultechnik, Dünnfilmschaltkreise und integrierte Festkörperschaltkreise.

Mikromodultechnik

Unter Mikromodultechnik versteht man einen „bauelemente-orientierten“ Weg, der sich vorhandener Bauelemente bedient. Mit ihm wird versucht, konventionelle, aber miniaturisierte oder speziellen Aufbauten angepaßte Bauelemente in der Schaltung dichter zu packen. Die Einzel-elemente werden zu diesem Zweck meistens auf Keramikplättchen etwa der Abmessungen 8 mm × 8 mm × 0,25 mm aufgebracht. Die so mit den Elementen versehenen Platten schichtet man aufeinander und verbindet sie durch außen verlaufende Drähte mechanisch und elektrisch zu Modulen. Die erreichte Packungsdichte liegt in der Mikromodultechnik bei etwa 3000 Bauelementen/dm².

Dünnfilmschaltkreise

Die Dünnfilmschaltkreise zeigen grundsätzlich folgenden Aufbau: Auf einem Iso-

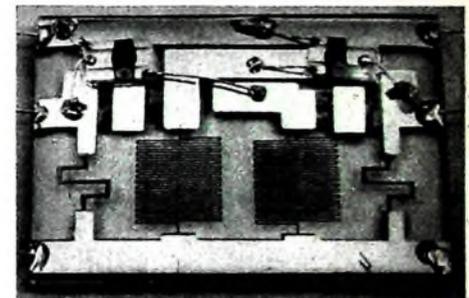
lierten Trägerplättchen (Substrat) werden in der notwendigen Reihenfolge und Anordnung dünne Schichten aus leitenden und nichtleitenden Substanzen aufgebracht. Auf diese Weise lassen sich derzeit Leitbahnen, Widerstände und Kondensatorelektroden, aber auch dielektrische Schichten und isolierende Schutzschichten herstellen. Transistoren und Dioden (in besonderen Bauformen) werden nachträglich in die Dünnfilmschaltung eingesetzt. Um die Schaltung mechanisch zu schützen, kann man sie abschließend mit Kunstharz umpressen oder vergießen.

Für das Herstellen der geometrischen Schaltungsstrukturen kommen drei Verfahren in Betracht, und zwar das Aufdampfen oder Aufstäuben durch Masken, der Siebdruck und schließlich das Fotoätzen.

Beim Aufdampfen durch Masken entsteht die Schaltung in mehreren nacheinander ablaufenden Schritten eines kontinuierlichen Vakuumprozesses; die Hochvakuum-apparatur enthält dann eine sehr komplizierte Maschinerie. Demgegenüber ist der Siebdruck ein relativ billiger Prozeß. Er eignet sich jedoch nicht für feinste Strukturen, da er nur Strichbreiten $\geq 150 \mu\text{m}$ zuläßt. Beim Fotoätzverfahren werden zunächst Metallfilme aufgebracht und danach die nicht zur Schaltungsstruktur gehörenden Teile herausgeätzt. Hier kommt man mit einfacheren Vakuumprozessen aus und erhält eine hohe Genauigkeit der geometrischen Abmessungen. Die Packungsdichte bei den Dünnfilmschaltkreisen liegt bei etwa 30 000 Bauelementen/dm².

Integrierte Festkörperschaltkreise

Integrierte Festkörperschaltkreise erhält man, indem alle Bauelemente (Transistoren, Kondensatoren, Widerstände) durch aufeinanderfolgende Diffusionsprozesse in einem einzigen Halbleiterkristall „integriert“ erzeugt werden. Ein besonders geeigneter Halbleiter hierfür ist Silizium. Er gestattet vor allem die Anwendung der sogenannten Planar-Technologie, in der heute auch modernste und zuverlässigste Transistoren und Dioden hergestellt werden. Die gegen Verunreinigungen besonders empfindlichen pn-Übergänge treten



Multivibrator in Dünnfilmtechnik; oben rechts und links sind Si-Planar-Transistoren eingelötet

Zuverlässigkeit auf. Eine mechanisierte oder automatisierte Fertigung ist relativ leicht realisierbar. Demgegenüber steht zur Zeit noch der Nachteil, daß aktive Elemente (wie Transistoren) in dieser Technik noch nicht gefertigt werden können und daher in einer dünnfilmfreundlichen Ausführung in die Schaltung eingefügt werden müssen.

Das Hauptproblem der integrierten Festkörperschaltkreise ist zur Zeit ein noch hoher Produktionsausschuß und der dadurch bedingte sehr hohe Preis der aus-sortierten Exemplare. Große Kapazitäten und Induktivitäten lassen sich schwer verwirklichen. Die Herstellung beliebig vieler Schaltungsvarianten ist kaum möglich. Trotzdem werden aber überall dort, wo gleiche Schaltkreistypen sich häufig wiederholen, diese Festkörperschaltkreise wegen ihrer Kleinheit, des geringen Energiebedarfs und der Zuverlässigkeit der integrierten Ausführung das Feld beherrschen. Ganz allgemein läßt sich sagen, daß ohne Zweifel auch in Europa die Mikroelektronik in Zukunft erhebliche Bedeutung bekommen wird. Dabei hat die Dünnfilm-technik für die unmittelbare Zukunft wohl größere Aussichten als die Technik der integrierten Festkörperschaltkreise.

*) nach einem Vortrag von Dipl.-Chem. Dr. H. Renner, Standard Elektrik Lorenz

Transistor-Stereo-Decoder

Mono-Stereo-Umschaltung nicht notwendig

Automatische Anzeige der Betriebsart

DK 621 396 62 681 84.087.7

1. Schaltung des Stereo-Decoders

1.1. Eingangsstufe und Schaltung zur Frequenzverdopplung

Der FM-Demodulator (Ratiodetektor) eines röhrenbestückten Empfängers sollte möglichst nur hochohmig belastet werden, da sonst die AM-Störunterdrückung verschlechtert wird. Ein dem FM-Modulator nachgeschalteter Stereo-Decoder muß deshalb einen hohen Eingangswiderstand haben. Das wird in dem Adapter nach Bild 1 dadurch erreicht, daß der Eingangstransistor T1 für die Frequenzen des Stereo-Hauptsignals und des Stereo-Zusatzsignals in Collectorschaltung arbeitet; die zugehörige Spannung wird daher am Emittterwiderstand R5 von T1 abgenommen. Das Pilotsignal gelangt dagegen vom Collector des Transistors T1 auf die Koppelwicklung w1 eines 19-kHz-Resonanzkreises L1, C4. Mit Hilfe eines Zweiweggleichrichters D1, D2 erfolgt anschließend eine Frequenzverdopplung des 19-kHz-Pilotsignals. Die Phasenlage der Spannung des so entstandenen 38-kHz-Trägers läßt sich mit P1 um etwa 35° ändern, und damit kann durch entsprechenden Abgleich eine optimale Kanaltrennung eingestellt werden. R6 und R7 bilden in dieser Schaltung den einen, P1 und C3 den anderen Brückenzweig eines RC-Phasenschiebers.

Über D1 und D2 wird T2 sowohl mit der erzeugten 38-kHz-Wechselspannung als auch mit der Gleichspannung des gleichgerichteten 19-kHz-Pilotsignals gesteuert. Der Collectorgleichstrom von T2 steigt daher mit zunehmender Amplitude des Pilotsignals. Beim Fehlen des Pilotsignals ist aber der Collectorstrom und damit auch die Verstärkung nur gering. Durch diese Schaltungsmaßnahme wird bei Mono-Empfang das über den Kreis L1, C4 kommende Rauschen unterdrückt.

Bei geeigneter Wahl des Arbeitspunktes von T1 ist bis zu einer Eingangsspannung von 4 V die Ausgangsspannung am Emittter dieses Transistors nur wenig verzerrt. Die Verstärkung des Pilotsignals

in T1 wurde klein gehalten, so daß am Collector nur eine kleine Wechselspannung entsteht. Der Aussteuerbereich des Transistors T1 wird hierdurch jedoch nicht wesentlich verringert.

Um Phasendrehungen des Stereo-Multiplexsignals zwischen Basis und Emittter von T1 zu vermeiden, ist als erster Transistor ein HF-Transistor AF 138 eingesetzt.

1.2. Verstärkung des erzeugten Hilfsträgers und Demodulation des Stereo-Signals

Der durch Frequenzverdopplung erzeugte 38-kHz-Hilfsträger wird in T2 und T3 verstärkt. Die Verstärkerschaltung ist so dimensioniert, daß die Phasendrehung des Hilfsträgers bei kleinen und auch bei großen Eingangsspannungen möglichst gering bleibt.

Bei Spannungen des Pilotsignals von mehr als 100 mV am Eingang des Decoders (Punkt 7) wird die Amplitude der Spannung U_h des erzeugten Hilfsträgers durch T3 auf etwa 8 V am Collector von T3 begrenzt (Bild 2).

Trotz der bei dieser Spannung auftretenden Übersteuerung von T3 ändert sich die Phasenlage des erzeugten Hilfsträgers nur unwesentlich. Dies wird durch den niederohmigen Kreis L3, C9 und durch dessen Vorwiderstand R15 erreicht. Die Betriebsgüte Q dieses Kreises ist etwa 24. Mit $f = 38 \text{ kHz}$ und $C9 = 20 \text{ nF}$ entspricht dies einem Resonanzwiderstand von nur 5 kOhm. Auch wenn der Innenwiderstand von T3 infolge Übersteuerung sehr klein ist, bleibt die entzerrnde Wirkung des Kreises L3, C9 erhalten, da die Ansteuerung des Kreises über den Widerstand R15 erfolgt. Der niedrige Resonanzwiderstand des Kreises bringt noch einen weiteren Vorteil: Die zur Demodulation des Differenzsignals notwendige Addition des Hilfsträgers zum Stereo-Multiplexsignal kann mittels einer Reihenschaltung der beiden Spannungsquellen in der Wicklung w2 des Übertragers L3 erfolgen.

Da die nachfolgende Diodenschaltung relativ hochohmig ist, durchläuft das Stereomultiplexsignal fast ohne Phasendrehung die Koppelwicklung w2, und die Dioden D4, D5 werden niederohmig angesteuert. Deshalb treten fast keine der unerwünschten Modulationsfrequenzen zwischen dem Pilotsignal oder dem Hilfsträger und den NF-Frequenzen und deren Oberwellen auf.

Auch die Abschwächung des Signals durch die Diodenschaltung ist mit etwa 3 dB für den ganzen Adapter sehr gering.

Das w2 vorgeschaltete RC-Glied R16, C10 kompensiert die Blindkomponente des komplexen Widerstandes, der von L3 und der Diodenschaltung gebildet wird. Mit Hilfe dieses RC-Gliedes kann auch der Frequenz- und Phasengang des HF-Teils des Empfängers etwas korrigiert werden.

Die Arbeitswiderstände R17 und R18 der Demodulatorendioden D4, D5 sind mit dem Minuspol beziehungsweise dem Pluspol der Speisespannung verbunden. Die Dioden sind daher beim Fehlen der Hilfsträgerspannung in Durchlaßrichtung vorgespannt. Diese Vorspannung ist so groß, daß die Dioden bei Mono-Empfang das Eingangssignal - es gelangt auf dem gleichen Weg wie das Multiplexsignal bei Stereo-Empfang zu den Dioden - unverzerrt weiterleiten. Die Demodulation des Stereo-Multiplexsignals wird durch die hochohmige Einspeisung der Vorspannung nicht beein-

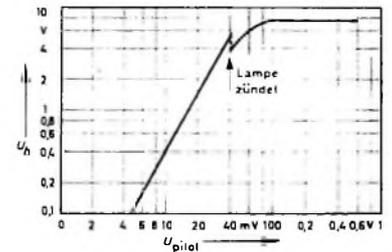


Bild 2. Spannung des 38-kHz-Hilfsträgers U_h , gemessen am Punkt 8 als Funktion der Spannung U_{pilot} des Pilotsignals am Eingang (Punkt 7)

flußt. Infolge dieser Schaltungsmaßnahme verarbeiten die Demodulatorendioden außer Stereo- auch Mono-Sendungen einwandfrei ohne eine Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes. Dieses Verhalten wird bei vielen Decodern nur durch eine mechanische Umschaltung erreicht.

1.3. Anzeige

Um den jeweiligen Betriebszustand des Adapters anzuzeigen, wird bei Stereo-Sendungen eine Glühlampe La mit einer aus dem Hilfsträger durch Spitzengleichrichtung an D3 gewonnenen Zusatzgleichspannung gezündet. An D3 entsteht bei einer Pilotsignalspannung von etwa 50 mV

Tab. I. Wickelraten der Spulen

Spule	Wicklung	Anzahl der Windungen	Draht- ϕ (mm)
L1	w1	130	0,1 CuL
	w2	205	0,2 CuL
	w3	205	0,2 CoL
L2	w1	205	0,28 CuL
	w2	28	0,28 CuL
L3	w1	145	0,32 CoL
	w2	120	0,15 CuL

Alle Spulen auf Vogt-Bausatz „D 11-1288“

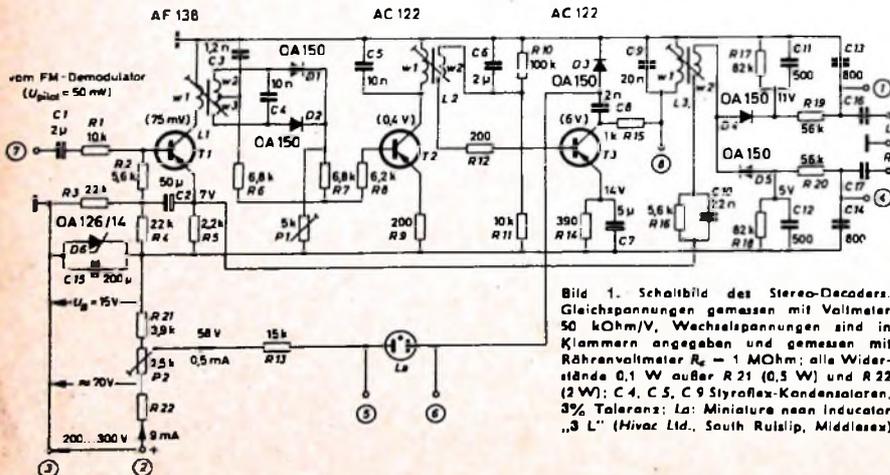


Bild 1. Schaltbild des Stereo-Decoders. Gleichspannungen gemessen mit Voltmeter 50 kOhm/V, Wechselspannungen sind in Klammern angegeben und gemessen mit Röhrenvoltmeter $R_0 = 1 \text{ MOhm}$; alle Widerstände 0,1 W außer R21 (0,5 W) und R22 (2 W); C4, C5, C9 Styroflex-Kondensatoren, 3% Toleranz; La: Miniature neon inductor „J L“ (Hivac Ltd., South Ruislip, Middlesex)

am Eingang 7 eine Spitzenspannung von 20 V gegen Masse. Diese Spannung addiert sich zu der über R 13 an die Glühlampe geführten Vorspannung und bewirkt deren Zündung. Die erforderliche Vorspannung wird mit P 2 so eingestellt, daß die Lampe bei Mono-Empfang sicher gelöscht ist. Die Schaltungsanordnung zur Anzeige hat keinen Einfluß auf die Demodulation des Stereo-Multiplexsignals; falls keine Anzeige erwünscht ist, können die entsprechenden Bauelemente ohne weiteres weggelassen werden.

14. Stromversorgung

Damit der Decoder möglichst große Eingangsspannungen verarbeiten kann, wurde eine Speisespannung von 15 V gewählt. Bei dieser Spannung werden die zulässigen Grenzdaten der Transistoren noch nicht überschritten. Die Stromaufnahme des Adapters ist etwas von der Aussteuerung abhängig; die Speisespannung wird deshalb mit der Zenerdiode D 6 stabilisiert. Der Gesamtstrom des Decoders von etwa 9 mA kann meistens ohne Schwierigkeiten der Anodenstromversorgung eines Rundfunkgerätes über den Vorwiderstand R 22 entnommen werden.

Wie schon erwähnt, kann der Decoder bei 15 V Speisespannung mit einer maximalen Eingangsspannung von 4 V angesteuert werden. Liefert der FM-Demodulator des Empfängers bei maximalem Frequenzhub des Senders keine so große NF-Spannung, dann ist eine niedrigere Speisespannung zweckmäßig. Der Leistungsbedarf des Decoders verringert sich dadurch, und es kann eine Zenerdiode mit kleinerer Zenerspannung und damit kleinerem Innenwiderstand verwendet werden. Bei einer Verringerung der Speisespannung sind keinerlei Schaltungsänderungen erforderlich.

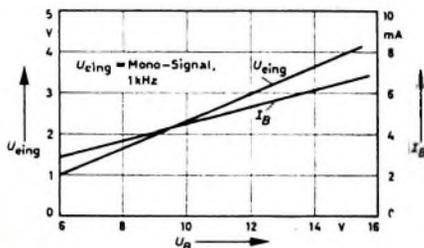


Bild 3. Stromaufnahme I_B ohne Zenerdiode und maximale Eingangsspannung U_{Eing} für $k = 1\%$ als Funktion der Speisespannung U_B .

Im Bild 3 sind die Stromaufnahme I_B des Decoders sowie die maximale Eingangsspannung U_{Eing} für $k = 1\%$ als Funktion der Speisespannung U_B aufgetragen.

15. Abschaltung des Decoders bei sehr kleinen Stereo-Eingangssignalen

Da beim Empfang von Stereo-Sendern, die nur eine sehr kleine Empfänger-Eingangsspannung liefern, das Signal-Rausch-Verhältnis des Stereo-Adapters ungünstig ist, kann der Kreis L 3, C 8 über einem Schalter kurzgeschlossen und so der Adapter außer Betrieb gesetzt werden; hierzu dient der Anschlußpunkt 8.

2. Meßergebnisse

Da die HF-Eigenschaften eines Empfängers die Kanaltrennung und die Verzerrungen beeinflussen, wurde bei den Mes-

Bild 4. Frequenzgang und Übersprechdämpfung des rechten auf den linken Kanal ($U_{Pilot} = 300$ mV, $U_L = 0$ und $U_R = 0,77$ V)

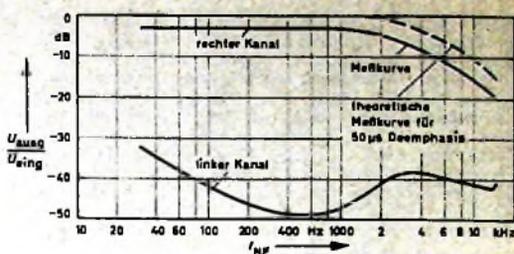
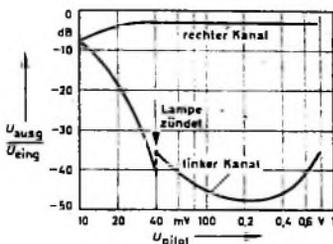


Bild 5. Übersprechdämpfung als Funktion der Spannung des Pilotsignals (U_{Eing} Stereo-Multiplexsignal mit U_{Pilot} variabel, $U_L = 0$, $U_R = 5$ U_{Pilot}, $f = 1$ kHz)



sungen - außer bei Messung des Signal-Rausch-Verhältnisses - das Stereo-Signal (Frequenzbereich 0...53 kHz) von einem Stereo-Modulator direkt auf den Eingang des Decoders (Punkt 7) geschaltet. Die Messungen des Übersprechens, der Verzerrungen und des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Stereo-Betrieb erfolgten mit Hilfe eines Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 16 kHz. Der Stereo-Hilfsträger und dessen Oberwellen, die am Ausgang des Decoders eine Amplitude von etwa 100 mV haben, konnten dadurch die Messung nicht beeinflussen.

2.1 Übersprechen

Der Frequenzgang des Decoders ist im Bild 4 dargestellt. Die geringe Abschwächung U_{Ausg}/U_{Eing} des Eingangssignals kann leicht durch die nachfolgenden Verstärkerstufen ausgeglichen werden. Da sich das Verhältnis U_R (Spannung des rechten Kanals) zu U_L (Spannung des linken Kanals) am Ausgang für $U_L = 0$ am Eingang nur

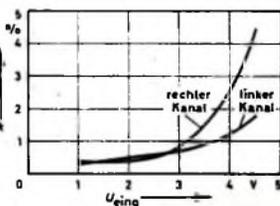


Bild 6. Klirrfaktor k als Funktion der Eingangsspannung U_{Eing} bei Stereo-Betrieb ($U_{Pilot} = 300$ mV konstant, $U_L = U_R$, $f = 1$ kHz)

wenig vom Verhältnis U_L/U_R am Ausgang für $U_R = 0$ am Eingang unterscheidet, ist im Bild 4 und im Bild 5 (Übersprechdämpfung als Funktion der Pilotspannung) nur die Kurve für $U_L = 0$ am Eingang eingezeichnet.

Der Abstand der ausgezogenen Kurven stellt die jeweilige Übersprechdämpfung dar.

2.2 Verzerrungen

Bild 6 zeigt den Klirrfaktor des Decoders bei Stereo-Betrieb und Bild 7 den Klirrfaktor bei Mono-Betrieb als Funktion der Eingangsspannung. Für Mono-Betrieb ist noch im Bild 8 der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Tonfrequenz und im Bild 9 die maximal zulässige Eingangsspannung für einen Klirrfaktor $k \leq 1\%$ als Funktion der Tonfrequenz aufgetragen.

Wie aus Bild 8 hervorgeht, sind bei Mono-Betrieb die Verzerrungen des Decoders für die Eingangstonfrequenzen 9,5 kHz und 12,7 kHz besonders groß. Bei einer Eingangsfrequenz von 9,5 kHz tritt deren 2. Harmonische (19 kHz) und bei einer Eingangsfrequenz von 12,7 kHz deren 3. Harmonische (38 kHz) verstärkt am Collector von T 1 auf. Die 2. Harmonische von 9,5 kHz (also 19 kHz) wird wie der Pilotton in der Frequenz auf 38 kHz verdoppelt und weiter verstärkt. Die 3. Harmonische von 12,7 kHz (also 38 kHz) schwächt zwar der Kreis L 1, C 4 ab, ein Teil der Spannung gelangt jedoch trotzdem an die Basis von T 2 und wird in diesem und dem nachfolgenden Transistor T 3 verstärkt. So steht

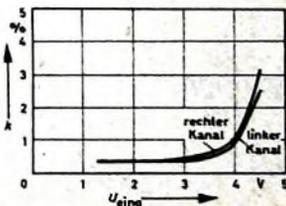


Bild 7. Klirrfaktor k als Funktion der Eingangsspannung U_{Eing} bei Mono-Betrieb ($U_{Pilot} = 0$, $U_L = U_R$, $f = 1$ kHz)

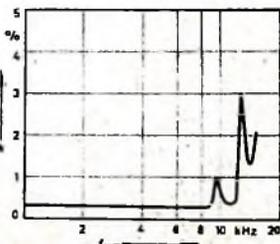


Bild 8. Klirrfaktor k als Funktion der Tonfrequenz f_{NF} bei Mono-Betrieb ($U_{Pilot} = 0$, $U_L = U_R = 0,5$ V bzw. $U_{Eing} = 1$ V)

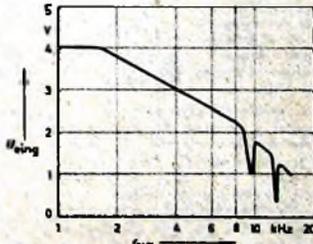


Bild 9. Eingangsspannung U_{Eing} für $k = 1\%$ als Funktion der Tonfrequenz f_{NF} bei Mono-Betrieb ($U_{Pilot} = 0$, $U_L = U_R$)

im Decoder auch bei einer Mono-Sendung bei den beiden genannten Tonfrequenzen eine 38-kHz-Schwingung am Kreis L3, C9. Über die Koppelwirkung $\omega 2$ und über die Dioden D4, D5 wird diese Schwingung zum Ausgangssignal addiert. Daher ist bei einer Eingangsfrequenz von 9,5 kHz ihre 4. Harmonische, bei einer Eingangsfrequenz von 12,7 kHz deren 3. Harmonische am Ausgang besonders stark.

2.3. Signal-Rausch-Verhältnis
Die Messungen des Signal-Rausch-Verhältnisses erfolgten nach Einbau des Decoders in einen Rundfunkempfänger „Concerto“ von Telefunken. Im Bild 10 ist das in dB ausgedrückte Verhältnis der

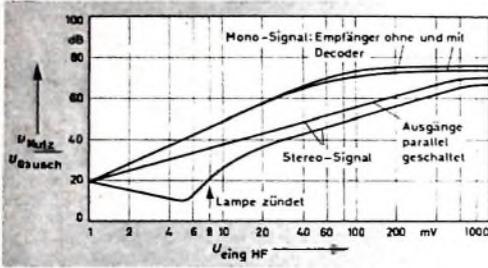


Bild 10 Signal-Rausch-Verhältnis $U_{\text{Signal}}/U_{\text{Rausch}}$ am Ausgang des Decoders als Funktion der Empfänger-Eingangsspannung (Mono-Signal: Eingangsfrequenz 100 MHz, Tonfrequenz 1 kHz, Frequenzhub durch das Tonfrequenzsignal 40 kHz; Stereo-Signal: Eingangsfrequenz 100 MHz, Frequenzhub für das Pilotsignal 7 kHz, $U_L = U_R$, 1 kHz, Frequenzhub durch $U_L + U_R$ 40 kHz)

Nutzspannung zur Rauschspannung als Funktion der Empfänger-Eingangsspannung $U_{\text{eing HF}}$ für verschiedene Betriebsfälle aufgetragen.

Ganz deutlich ist aus den oberen beiden Kurven zu erkennen, daß der Decoder bei Mono-Sendungen praktisch keine Verschlechterung des Störabstandes bringt. Den Störabstand bei Stereo-Empfang zeigt die unterste Kurve. Die Messungen hierfür wurden am linken und rechten Kanal getrennt vorgenommen; da die zugehörigen Meßwerte fast übereinstimmen, ist jedoch nur eine Kurve gezeichnet. Auffällig ist die große Verschlechterung des Störabstandes bei kleinen Empfänger-Eingangsspannungen. Die Ursache dafür ist, daß das im Frequenzgebiet von 19 kHz vorhandene Rauschen bei kleinen Spannungen des Pilotsignals verstärkt und über L3 den Dioden D4, D5 und damit

dem Ausgang zugeführt wird. Sobald die Empfänger-Eingangsspannung so groß ist, daß T3 das Pilotsignal begrenzt, verringert sich dieser Effekt; dadurch wird der Störabstand günstiger. Bei Mono-Sendungen, bei denen die Spannung des Pilotsignals Null ist, erfolgt dagegen praktisch keine Verstärkung des um 19 kHz vorhandenen Rauschens und keine Demodulation der Rauschspannungen im Frequenzgebiet von 23...53 kHz. Deshalb liegt die zweitoberste Kurve wesentlich günstiger als die unterste Kurve.

Da D4 und D5 bei Stereo-Betrieb gegenphasig arbeiten, entstehen an den Ausgängen R und L auch gegenphasig demodulierte Rauschspannungen, die sich beim

Parallelschalten der Kanäle R und L teilweise kompensieren. Die zweite Kurve von unten zeigt, wie sich das Parallelschalten der Kanäle L und R für ein Stereo-Multiplexsignal auswirkt, bei dem $U_L = U_R$ eingestellt wurde. Bei Empfänger-Eingangsspannungen größer als 20 mV erhält man dadurch eine Verbesserung des Störabstandes um etwa 5 dB gegenüber der untersten Kurve.

Wie aus der untersten Kurve hervorgeht, ist es im Interesse des Störabstandes empfehlenswert, bei nur kleinen Empfänger-Eingangsspannungen auf Stereo-Wiedergabe zu verzichten und die Stereo-Sendung im Mono-Betrieb wiederzugeben (s. Abschnitt 1.5.). Es ergibt sich dabei ein Rauschverhalten nach der zweiten Kurve von oben.

(nach Halbleitermittellungen für die Industrie Nr. 6312/108 von Telefunken)

Persönliches

W. Taeger
65 Jahre



Den Lesern der FUNK-TECHNIK ist Werner Taeger seit langem kein Unbekannter. Viele Beiträge — in den letzten Jahren insbesondere auch aus der Schaltungstechnik der Halbleiter-Bauelemente — stammen aus seiner Feder.

Am 15. Juli wurde der jetzt 65jährige in Landsberg/Warthe geboren. Nach seinem Studium an der Technischen Hochschule Hannover war er etwa 2 Jahre als Laboratoriums-Ingenieur bei der AEG und bei den Siemens-Schuckertwerken tätig. 1925 ging er zum Reichspostzentramt in Berlin und wurde 1929 bei der Gründung der Reichs-Rundfunkgesellschaft von dieser übernommen. Ab 1947 arbeitete er dann im Berliner Magnetophon-Werk der AEG und anschließend bei G. Neumann, Berlin. In diese Zeit fällt auch der Beginn seiner stärkeren Tätigkeit als Fachschriftsteller. Aus dieser ursprünglichen Freizeitbeschäfti-

gung wurde bald sein Hauptberuf, dessen Ausübung er nur kurzzeitig in den Jahren 1951/52 (Tätigkeit bei Saba, Villingen, und EMT, Lahr/Baden) unterbrach. Dem Jubilar wünschen alle seine Freunde nach viele Jahre fruchtbarer Schaffens in seinem Villingen Domizil.

Dr. H. Meissner
60 Jahre

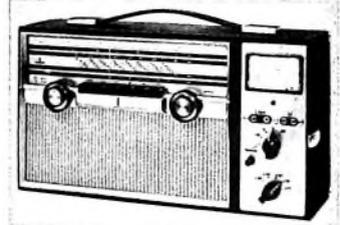


Konsul Dr. Herbert Meissner, Mitglied des Vorstandes der Loewe Opta AG, vollendet am 26. Juli 1964 sein 60. Lebensjahr. Dr. Meissner, der in Berlin und Jena Rechts- und Wirtschaftswissenschaften studierte, wurde nach kurzer richterlicher Tätigkeit und nach Zulassung als Anwalt im Jahre 1933 in den Vorstand der Radio AG D. S. Loewe berufen. In den drei Jahrzehnten seiner Vorstandszugehörigkeit hat er der Gesellschaft durch seine großen Erfahrungen und Kenntnisse — als Syndikus und insbesondere als Experte auf dem Gebiete des internationalen Patentrechts — zur Weltgeltung verholfen.

Antennen

Neues Antennenprüfgerät „SAM 316 d“ mit Transistoren

Unabhängig vom Netz ist das neue, mit Transistoren bestückte Antennenprüfgerät „SAM 316 d“ von Siemens für den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich sowie UKW. Das Gerät ist die Kombination eines AM/FM-Überlagerungsempfängers mit einem Diodevoltmeter. Es eignet sich zur breitbandigen und selektiven Messung von HF-Spannungen sowie zur Abhör-



kontrolle in Empfangs-Antennenanlagen für die Hörfunkbereiche.

Bei Breitbandmessungen wird das HF-Signal in einer Diodeschaltung gleichgerichtet und die Spannung vom nachgeschalteten Instrument angezeigt. Für selektive Messungen ist der Überlagerungs-Empfangsteil mit dem Spannungsmesser zusammenschaltbar. Angezeigt wird die im AM- beziehungsweise FM-Demodulator gleichgerichtete HF-Spannung. Das in den Demodulatoren gewonnene und anschließend verstärkte NF-Signal kann man mit dem eingebauten Lautsprecher abhören.

Das Gerät eignet sich gleichermaßen zur Ermittlung der örtlichen Empfangsverhältnisse (wichtig bei der Planung von Antennenanlagen) wie für die Abschlußkontrolle und den Service fertiggestellter Einzel- und Gemeinschafts-Antennenanlagen. In vielen Fällen ist es außerdem notwendig, zur Einhaltung der Aussteuerungsgrenzen von Verstärkern für stark einfallende Sender Sperrkreise zu verwenden und genau auf die Frequenz der übersteuernden Spannung abzustimmen.

Technische Daten des „SAM 316 d“

Frequenzbereiche:

- L: 145...350 kHz
- M: 520...1620 kHz
- K: 5,8...12,3 MHz
- U: 87...104 MHz

Meßbereiche:

- LMK: 10 μV ...1 V
(in fünf Bereichen, selektiv)
- U: 5 μV ...0,6 V
(in fünf Bereichen, selektiv)

Breitbandmessungen:

- 100 mV...2,2 V
(In einem Bereich, aperiodisch)

Eingangswiderstand:

- Selektivmessung
- LM: 2500 Ohm, unsymmetrisch
- K: 500 Ohm, unsymmetrisch
- U: 240 Ohm, symmetrisch

Breitbandmessung

- LMK: 500...1000 Ohm, unsymmetrisch
- U: 240 Ohm, symmetrisch

Meßunsicherheit: < 3 dB

Stromversorgung: 6 Manozellen je 1,5 V

Abmessungen und Gewicht:

- 40,5 cm x 23 cm x 15 cm; 5,3 kg (m. B.)

Wie lang
ist nachts der Weg
nach Dortmund?

Dortmund

Wo Sie auch wohnen, wann Sie auch etwas bestellen wollen: Ihr Weg zum Graetz-Kundendienst nach Dortmund ist kurz. Sehr kurz. Einen Telefonruf lang (Tel.Nr.80 33 33). Und das sogar abends oder nachts. Weil dann unser Graetz Anruf-Beantworter

Ihre Wünsche entgegennimmt. Ihr Anruf ist uns also jederzeit willkommen! Übrigens: mit dem Graetz Anruf-Beantworter könnten Sie auch Ihrem eigenen Kundendienst noch ein Glanzlicht aufsetzen und vom Telefon unabhängiger werden. Tun Sie's!



Begriff
des
Vertrauens

Graetz

Sicherer

Bruch bringt Ärger,
daraus werden immer mehr Artikel
in Schaumstoffpackungen aus Styropor
verpackt.

Schaumstoffpackungen aus Styropor
wehren durch elastisches Rückfedern
Stoß- und Druckbeanspruchungen
von ihrem Inhalt ab.
Daher die erstaunliche Bruchsicherheit
bei Schaumstoffpackungen aus Styropor.

Viele Vorteile
sprechen für Schaumstoffpackungen
aus Styropor.



Aus Zeitschriften und Büchern

Der Mikrowellengenerator Tornadotron

Der weiteren Entwicklung der konventionellen Mikrowellentechnik im Gebiet der Millimeterwellen ist durch die abnehmende Leistung und die zunehmenden mechanischen Schwierigkeiten eine Grenze gesetzt. Man kann diese aber etwas hinausschieben, wenn man sehr starke magnetische Felder einsetzt. Diese Technik wird im sogenannten Tornadotron angewandt, einer Entwicklung der General Telephone & Electronics Laboratories Inc., Bayside, New York. Die Versuche wurden auf 290 GHz durchgeführt.

Wie bei anderen Mikrowellenröhren vom Strahltyp, wird auch hier ein Brillouin-fokussierter Strahl benutzt, um Elektronen für die notwendige Wechselwirkung bereitzustellen. In den meisten konventionellen Mikrowellenröhren werden die Elektronen beim Durchlaufen der Röhre durch HF-Felder beeinflusst. Im Tornadotron bilden die Elektronen dagegen periodisch eine Wolke, die kurzzeitig in Intervallen zusammengeschnürt wird und dann durch elektrische und magnetische Felder beeinflusst wird. Diese Elektronenwolke wirkt als Medium für die Energieumwandlung in einem zyklischen Prozeß.

Wirkungsweise

Bild 1 zeigt schematisch den Zyklus der Tornadotronwirkung, wobei der besseren Übersichtlichkeit wegen nur die Bewegungen der Elektronenwolke dargestellt sind. Zunächst werden Elektronen in eine Kammer eingeschossen und eingefangen (Bild 1a). Dabei begrenzt die axiale Potentialverteilung in der Kammer die longitudinalen und ein axiales magnetisches Feld die transversalen Ausbreitungen. Die Raumladungswolke wird dann auf eine Kreisbahn „gepumpt“

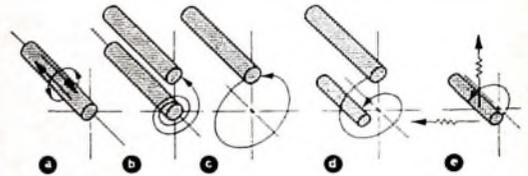


Bild 1. Prinzipielle Wirkungsweise des Tornadotrons: a) Einfangen der Elektronenwolke in der Einschnürungskammer, b) Pumpen der Elektronen durch ein zusätzliches radiales elektrisches Feld mit Cyclotronfrequenz, c) Pumpen der Elektronenwolke auf Cyclotronfrequenz, d) durch ein starkes Magnetfeld wird die Umlaufbahn der Wolke verringert und die Frequenz erhöht, e) Energieabstrahlung

(Bild 1b), und zwar mittels eines zusätzlichen radialen elektrischen Feldes mit Cyclotronfrequenz, die von dem axialen magnetischen Feld abhängt. Ein Elektron, das sich rechtwinklig zu einem Magnetfeld bewegt, wird nämlich in eine Kreisbahn gezwungen; die Rotationsfrequenz (Cyclotronfrequenz) hängt dabei nur von der magnetischen Feldstärke ab.

Nachdem sich die Kreisbewegung der Elektronenwolke stabilisiert hat (Bild 1c), läßt man ein starkes, pulsierendes magnetisches Feld einwirken (Bild 1d), das bewirkt, daß die Kreisbahn der Wolke kleiner als ihr Querschnitt wird. Sie beginnt daher mit einer neuen Frequenz umzulaufen, die um 1...2 Größenordnungen höher als die ursprüngliche ist. Die hohe in der Elektronenwolke gespeicherte Energie wird nun als Strahlung frei (Bild 1e), deren Wellenlänge nur von der Feldstärke des verwendeten magnetischen Feldes abhängt. Die Energieabstrahlung läßt sich dadurch erklären, daß die Wolkenbewegung das gleiche Verhalten zeigt wie eine bestimmte Anordnung von Dipolstrahlern.

Da ein verhältnismäßig hoher Energiebetrag vom pulsierenden Magnetfeld auf die Elektronen als Betatronbeschleunigung übertragen wird, erreicht man eine beträchtliche Ausgangsleistung. Außerdem erhöht sich die übertragene Energie in dem Maße, wie die Cyclotronfrequenz zunimmt. Ein weiterer Vorteil dieses Prinzips ist eine kohärente Strahlung, deren Ausgangsleistung proportional dem Quadrat der Anzahl der beteiligten Elektronen ist.

Praktische Ausführungsmöglichkeiten für die Tornadotronröhre

Bei der Tornadotronröhre ist besonders auf stabilen mechanischen Aufbau zu achten, der den großen Kräften des sich rasch ändernden starken Magnetfeldes gewachsen ist (hier kommen pulsierende Felder von mindestens 100 kG zur Anwendung). Da die Elektronenkanone, die einen konvergierenden Elektronenstrahl erzeugt, einen genügenden Abstand vom Magnetfeld haben muß, kann man sie in konventioneller Technik ausführen. Alle übrigen Teile müssen aber den hohen auf sie wirkenden magnetischen Kräften entsprechend bemessen werden. Die Elektroden und HF-Oberflächen werden durch geätzte Gold- und Silberauflagen auf Glas gebildet. Sie stellen so einwandfreie Potentialoberflächen dar und helfen, Wirbelströme zu vermeiden, die infolge des pulsierenden Magnetfeldes entstehen können. Lochelektroden, die hohem Elektronenbombardement ausgesetzt sind, werden zweckmäßigerweise aus Graphit hergestellt. Fenster in den leitenden Oberflächen der Kammer, in der das Wechselspiel der Elektronen erfolgt, erlauben den Austritt der Strahlung. Die Pumpleistung (im S-Band) wird induktiv in die Kammer eingekoppelt.

Besondere Beachtung erfordert das Magnetfeld. Zur Begrenzung der Elektronenwolke wird ein gleichmäßiges Fokussierungsfeld von 1000 G benötigt, das zwei U-förmig geformte Permanentmagneten liefern. Das pulsierende Magnetfeld dagegen, das auf die Kammer einwirkt, ändert sich entsprechend einer Sinus-Halbwellen und erreicht in etwa $5 \mu\text{s}$ seinen Spitzenwert. Es wird von zwei Spulen mit je einer Windung erzeugt, durch die etwa 200 000 A fließen, so daß sich eine Spitzenfeldstärke von 100 kG ergibt. Das Feld ist über eine Länge von 1,3 cm eines Zylinders mit $0,8 \text{ cm } \varnothing$ bis auf 2% gleichförmig.

Die für die Spulen benötigte hohe Stromstärke wird von acht parallel geschalteten $15\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensatoren erzeugt, die mit 7,5 kV aufgeladen und über zwei Ignitrons entladen werden. Ein zusätzliches Ignitronpaar dämpft die hohe Schwingenergie, sobald der Spulenstrom seinen Maximalwert erreicht hat, und verringert so die auf die Spule wirkenden großen Kräfte.

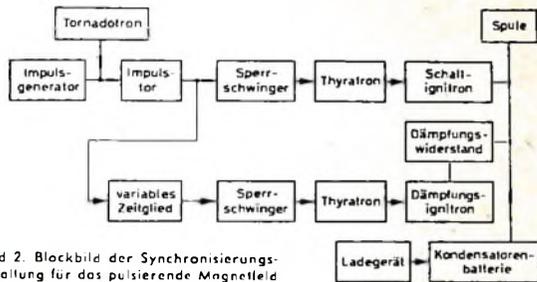


Bild 2. Blockbild der Synchronisierungsschaltung für das pulsierende Magnetfeld

Aus dem Blockbild der Synchronisierungsschaltung für das pulsierende Magnetfeld (Bild 2) ist der Aufwand ersichtlich, der nötig ist, um einwandfreies Arbeiten der Röhre sicherzustellen. Man erkennt neben den Ignitrons noch Triggerkreise und den Impuls-generator mit der Torschaltung, die den zeitlichen Ablauf der Vorgänge in der Röhre steuern. Mit Ausnahme der Impulswiederholungsfrequenz des Magnetfeldes laufen alle Vorgänge mit 60 Hz ab.

V Versuchsergebnisse

Um die Ausgangsleistung des Tornadotrons einwandfrei messen zu können, wurde die Anordnung nach Bild 3 entwickelt. Die Ausgangsenergie wird in einem dielektrischen Wellenleiter aus Teflon ge-

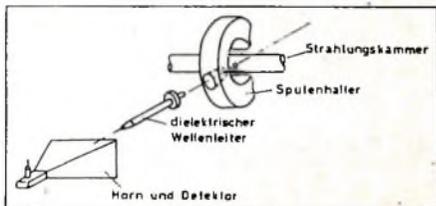


Bild 3. Das Detektorsystem des Tornadotrons

sammelt und einem Detektor zugestrahlt. Mit der Laborausführung des Tornadotrons konnte Mikrowellenenergie im Bereich 16 ... 200 GHz erzeugt werden. Dabei wurden Werte von etwa 100 mW bei 30 GHz und Bruchteile eines Milliwatt bei 300 GHz gemessen.

Zukunftsansichten

Verbesserungen sind noch nötig, um höhere Dichten der Elektronenwolke und ein gleichmäßiges Pumpfeld zu erreichen, damit man die Elektronen auf noch höhere Bahnen pumpen kann. Außerdem ist der Aufbau so zu verbessern, daß spezielle Resonanzmoden gebildet werden, die eine Energieentnahme auf jeder gewünschten Frequenz erlauben. Die notwendige hohe Magnetfeldenergie sollte durch entsprechende Feldkonzentration und Anwendung von Impulsformenden Netzwerken erniedrigt werden. Gelingen diese Vervollkommnungen, so ist die Röhre gut geeignet, eine weitere Lücke bei der Erzeugung von Mikrowellen im Millimeterwellenband zu schließen. R. Hübner (Dressel), H. u. Weibel, G. E.: Generator for one-millimeter waves. Electronics Bd. 36 (1963) Nr. 33, S. 21-25

Guide to Broadcasting Stations. 14. Ausg., London 1964, Iliffe Books Ltd. 127 S. $12 \times 18,5 \text{ cm}$. Preis brosch. 5 s 8 d.

Dieses beliebte Senderverzeichnis enthält in der neuen Auflage von allen europäischen Lang- und Mittelwellensendern (einschließlich im westlichen Teil der UdSSR und in Ländern rund um das Mittelmeer) Kurzangaben über Frequenzen, Wellenlängen und Leistungen. Mehr als zwei Drittel der Broschüre umfassen anschließend entsprechende Angaben für fast 4000 Kurzwellenstationen. Die Hauptverzeichnisse sind nach Frequenzen geordnet, zugehörige geographische Listen nach Ländern und Orten.

Und wie verpacken Sie?

Auch schon

sicher
leicht
schnell
billig

in Schaumstoffpackungen aus Styropor?

Schaumstoff aus Styropor ist federleicht, stabil, stoßdämpfend, rüttelsicher, formbeständig und unempfindlich gegen Feuchtigkeit. Konturen-Vollverpackungen, Paletten, Vertiefungen oder Polster in jeder gewünschten Form und Größe werden daraus gefertigt.

Lassen Sie sich doch auch für Ihre Erzeugnisse eine Schaumstoffverpackung aus Styropor anbieten.

Ein Herstellerverzeichnis und ausführliche Informationen über Schaumstoff-Packungen senden wir Ihnen gerne zu.

Styropor BASF

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG
Verkauf / Werbeabteilung
6700 Ludwigshafen am Rhein

Bitte senden Sie mit kopierter Information über Verpackungen aus Styropor.

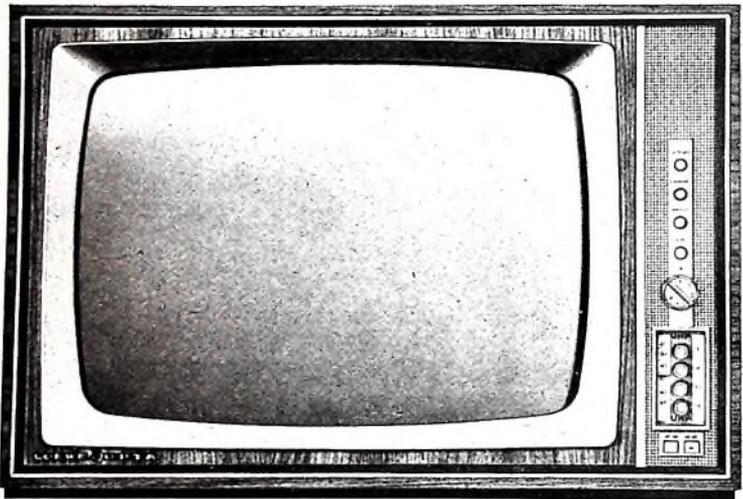
Name _____

Gebort _____

Anschrift _____

Besser als der beste Kundendienst -

ein Gerät, das keinen Kundendienst beansprucht. Was nicht gebraucht wird, kostet nichts. Und was nichts kostet, belastet auch nicht Ihre Kalkulation. Der Hauptnutzen: ein günstiger Preis; der Zusatznutzen: das Vertrauen Ihrer Kunden; die Folgerung: auf LOEWE OPTA setzen. Weshalb? Weil die Reparaturstatistiken des Handels immer wieder bestätigen: Betriebssicherheit - bei LOEWE OPTA ganz groß! Betriebssicherheit ganz groß - das gilt natürlich auch für das neue Fernsehgeräte-Programm 1964/65. Noch etwas: Auch der wachsenden Programmmzahl hat LOEWE OPTA Rechnung getragen - mit erhöhtem Bedienungs-komfort, mit VHF/UHF-Blitzwahltaste und VHF-Speicherautomatik schon ab der preisgünstigsten Klasse, mit Mehrfachstastensatz schon ab der Mittelklasse. Deshalb also: Ihr bester Dienst am Kunden - LOEWE OPTA empfehlen!



Atlanta

Hier die einzelnen Typen des Fernsehgeräte-Programms 1964/65:

Tischempfänger

Iris
Admira
Atlanta
Aviso
Atos
Ariadne

Standgeräte

Magier
Arosa
Stadion
Ratsherr

Fernseh/Rundfunk/Phono-Kombinationen

Trianon
Patrizier

Tragbare Fernseh/Rundfunk-Kombination für Batterie und Netz

Optaport 305

LOEWE OPTA

Berlin/West · Kronach/Bayern · Düsseldorf

E. ASCHINGER

Der Endverstärker

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 13, S. 477

4.2 Dimensionierung für Ge-Transistoren

4.2.1. Endstufe

Um die in Abschnitt 2.2.2. geforderte unverzerrte Ausgangsleistung von $P_{0 \text{ min}} = 15 \text{ W}$ mit Sicherheit zu erreichen, soll der Dimensionierung eine maximale Ausgangsleistung von $P_{0 \text{ max}} = 20 \text{ W}$ zugrunde gelegt werden. Durch die Wahl der Lautsprecher liegt auch bereits der Lastwiderstand mit $R_L = 8 \text{ Ohm}$ fest.

4.2.1.1. Betriebsgrößen

Unter der Annahme, daß die maximal zulässige Collectorverlustleistung der verwendeten Transistoren bei keinem Wert der Aussteuerung m erreicht oder überschritten wird, kann zur Festlegung der benötigten Speisespannung die für den optimalen Lastwiderstand abgeleitete Formel

$$R_{L \text{ opt}} = \frac{U_{CC \text{ opt}} - U_{CE \text{ sat}}}{I_{C \text{ max}}} \quad (28)$$

herangezogen werden. Der maximale Collectorstrom, den ein Transistor zu liefern hat, ist

$$I_{C \text{ max}} = \sqrt{\frac{2 P_{0 \text{ max}}}{R_L}}$$

und mit $P_{0 \text{ max}} = 20 \text{ W}$ und $R_L = 8 \text{ Ohm}$

$$I_{C \text{ max}} \approx 2,24 \text{ A}$$

Für $U_{CE \text{ sat}}$ ist die „Sättigungsspannung“ der Darlington-Kombination einzusetzen, die sich aus der Sättigungsspannung des Treibers und der Basis-Emitter-Spannung der Endstufe zusammensetzt. Mit den aus den Datenblättern entnommenen Werten $U_{CE \text{ sat } 0} < 1,2 \text{ V}$ und $U_{BE s} < 1,0 \text{ V}$ erhält man für den ungünstigsten Fall

$$U_{CE \text{ sat max}} = 2,2 \text{ V}$$

und damit aus Gl. (28)

$$U_{CC \text{ opt}} = R_L I_{C \text{ max}} + U_{CE \text{ sat max}}$$

$$U_{CC \text{ opt}} = 8 \cdot 2,24 + 2,2 = 20,1 \text{ V}$$

Die tatsächliche Betriebsspannung der Endstufe wird daher auf $U_{CC} = 20 \text{ V}$ festgelegt.

Damit ergibt sich die bei kritischer Aussteuerung $m = 0,636$ auftretende maximale Collectorverlustleistung eines Transistors zu

$$P_{CEk} = \frac{U_{CC}^2}{10 R_L} + \frac{I_{C \text{ max}} U_{CE \text{ sat max}}}{\pi} \quad (29a)$$

$$= \frac{400}{80} + \frac{2,24 \cdot 2,2}{\pi} = 6,43 \text{ W}$$

Die Höchstwerte für die aufgenommene Speiseleistung und den Speisestrom sind für Vollaussteuerung

$$P_{CC \text{ opt}} = \frac{2 U_{CC} (U_{CC} - U_{CE \text{ sat max}})}{\pi R_L} \quad (20c)$$

$$= \frac{40 (20 - 2,2)}{8 \pi} = 28,4 \text{ W}$$

$$I_{CC} = \frac{U_{CC} - U_{CE \text{ sat max}}}{\pi R_L} \quad (18b)$$

$$= \frac{20 - 2,2}{8 \pi} = 710 \text{ mA}$$

4.2.1.2. Transistoren

Die in der Endstufe zu verwendenden Komplementärtransistoren müssen auf Grund der ermittelten Betriebswerte folgende Minimaldaten aufweisen:

$$|U_{CE0}| > 40 \text{ V}$$

$$|I_{C \text{ max}}| > 2,24 \text{ A}$$

$$P_{CE \text{ max}} > 6,43 \text{ W}$$

Aus dem verhältnismäßig großen Angebot an Ge-Komplementär-Leistungstransistoren wurden für eine Versuchsausführung des Verstärkers die Typen 2N1331, 2N1332 von CBS Hytron gewählt. Die Grenzdaten dieses Paares sind

$$|U_{CE0}| > 60 \text{ V}$$

$$P_{CE \text{ max}} = 20 \text{ W}$$

$$|I_{C \text{ max}}| = 3 \text{ A}$$

$$T_{j \text{ max}} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$|U_{BE}| < 1,0 \text{ V}$$

$$R_{th} = 3 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Die Eigenschaften dieser Transistoren sollen als Grundlage für die weiteren Berechnungen dienen. Bei Verwendung anderer Typen ist die Dimensionierung den jeweiligen Transistordaten entsprechend vorzunehmen.

4.2.1.3. Stromverstärkung, Eingangswiderstand

Oberhalb ihrer Grenzfrequenz, die bei Ge-Leistungstransistoren recht niedrig liegt, zeigt die Stromverstärkung einen starken Abfall, der durch geeignete Dimensionierung der Treiberstufe kompensiert werden muß. Der Verlauf von $\gamma = \gamma(f)$ läßt sich näherungsweise durch die Funktion

$$\gamma = \gamma_0 \cdot \frac{1}{\cosh \sqrt{f} \eta}$$

beschreiben, worin γ_0 die Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen und η die auf die Grenzfrequenz normierte Frequenz bedeutet.

Da vom Hersteller des verwendeten Transistorpaares 2N1331, 2N1332 keine Angaben über seine Grenzfrequenz vorliegen, wurde der Frequenzgang der Stromverstärkung durch Messung ermittelt. Kurve a im Bild 13 zeigt den Betrag der Großsignal-Stromverstärkung in Collector-schaltung $|\gamma|$ in Abhängigkeit von der

Bild 13 Abhängigkeit der Großsignal-Stromverstärkung $|\gamma|$ und des Eingangswiderstandes $R_i = |\gamma| \cdot R_L$ von der Frequenz f ; a für 2N1331, 2N1332, b für 2N3164, STC1551

Bild 14 Speisestrom I_{CC} der Endstufe für konstante Ausgangsleistung $P_0 = 1 \text{ W}$ in Abhängigkeit von f

Frequenz f . Wegen des linearen Zusammenhangs $R_i = |\gamma| R_L$ gilt dieselbe Kurve mit geändertem Maßstab auch für den Eingangswiderstand der Endstufe.

4.2.1.4. Verhalten der Endstufe bei hohen Frequenzen

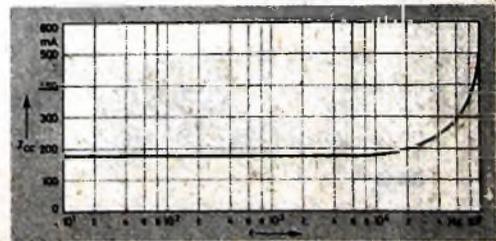
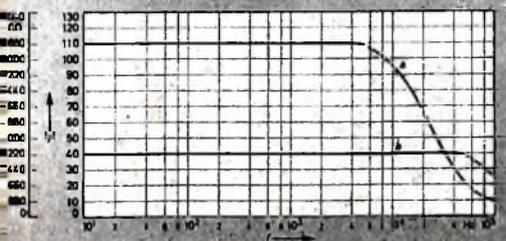
Neben den bereits besprochenen Auswirkungen der Grenzfrequenz auf Stromverstärkung und Eingangswiderstand ist auch der Einfluß der bei NF-Ge-Leistungstransistoren relativ großen Abschaltzeit zu beachten. Durch den Halbleitermechanismus bedingt, fließt der Collectorstrom eines Transistors auch noch kurze Zeit nach Sperrung der Basis-Emitter-Strecke. Dieser Effekt kann vernachlässigt werden, solange die Periodendauer der Signalfrequenz wesentlich größer ist als die Abschaltzeit des Transistors. Bei Frequenzen jedoch, die entsprechend weit über der Grenzfrequenz liegen, geht die Endstufe immer mehr vom reinen B-Betrieb in eine Art AB-Betrieb über, in dem beide Transistoren dauernd leitend sind. Diesen Betriebszustand rechnerisch zu erfassen, geht allerdings über den Rahmen dieses Beitrags hinaus.

Um den bei AB-Betrieb größeren Speiseleistungsbedarf zumindest abschätzen zu können, wurde die Stromaufnahme der Endstufe bei einer konstanten Ausgangsleistung von $P_0 = 1 \text{ W}$ in Abhängigkeit von der Signalfrequenz gemessen (Bild 14). Die so ermittelte prozentuale Zunahme des Speisestroms den Werten für Vollaussteuerung bei der Bemessung des Netzteils zugrunde zu legen, hat wenig Sinn, da die (entsprechend der Amplitudenstatistik) bei hohen Frequenzen tatsächlich benötigte Dauer-Ausgangsleistung einige Größenordnungen unter $P_{0 \text{ min}}$ liegt.

4.2.1.5. Wärmeableitung

Die in den Leistungstransistoren in Wärme umgesetzte Collectorverlustleistung muß durch eine geeignete Kühlvorrichtung abgeführt werden, um eine unzulässige Erwärmung der Sperrschicht zu verhindern. Das Problem der Wärmeableitung läßt sich sehr einfach an Hand eines elektrischen Ersatzschaltbildes lösen. Für das thermische Verhalten einer Anordnung, bei der ein Leistungstransistor unter Beilage eines Isolierplättchens auf einer Kühlfläche montiert ist, erhält man die im Bild 15 dargestellte vereinfachte Ersatzschaltung. Darin bedeutet

- T_j die Sperrschichttemperatur
- T_a die Temperatur der umgebenden Luft
- P_{CE} die Collectorverlustleistung
- R_{th} den inneren Wärmewiderstand des Transistors
- R_D die Summe der zwischen Transistorflansch und Kühlfläche auftretenden Wärmeübergangswiderstände (Isolierplättchen, Flächenunebenheiten usw.)
- R_k den Wärmewiderstand der Kühlvorrichtung
- C_a die (unendlich große) Wärmekapazität der umgebenden Luft.



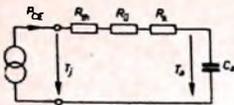


Bild 15. Wärmersatzschaltbild

Die Wärmekapazitäten der einzelnen Elemente können bei Betrachtung der stationären Verhältnisse unberücksichtigt bleiben.

Für die Kristalltemperatur gilt daher

$$T_j = P_{CK} (R_{1a} + R_a + R_b) + T_a \quad (31)$$

und für den Wärmewiderstand der Kühlfläche

$$R_k = \frac{T_j - T_a}{P_{CK}} - (R_{1a} + R_a) \quad (32)$$

Damit auch bei dem höchsten auftretenden Wert der Collectorverlustleistung die Kristalltemperatur unter ihrem zulässigen Grenzwert bleibt, darf dieser Wärmewiderstand den Wert

$$R_{k \max} = \frac{T_{j \max} - T_{a \max}}{P_{CK \max}} - (R_{1a} + R_a) \quad (32a)$$

nicht überschreiten. Mit den Werten $T_{j \max} = 85^\circ\text{C}$, $T_{a \max} = 45^\circ\text{C}$ (schließlich soll der Verstärker ja auch im Sommer einwandfrei arbeiten), $P_{CK \max} = P_{CEk} = 6,43 \text{ W}$, $R_{1a} = 3,0^\circ\text{C/W}$ und $R_a = 1,0^\circ\text{C/W}$ wird

$$R_{k \max} = \frac{85 - 45}{6,43} - 4 = 2,2^\circ\text{C/W}$$

Jeder der beiden Leistungstransistoren muß daher auf einem Kühler mit einem Wärmewiderstand $R_k \leq 2,2^\circ\text{C/W}$ montiert werden, oder aber beide Transistoren gemeinsam auf einem Kühler mit $R_k \leq 1,1^\circ\text{C/W}$. Wenn man von der Möglichkeit einer Gebläsekühlung absieht, lassen sich derart niedrige Werte für R_k in ruhender Umluft nur durch Kühlkörper großer Oberfläche realisieren. Im Versuchsaufbau des Verstärkers haben sich Transistorkühler „2508“ der Firma Astro Dynamics gut bewährt. Ihr Wärmewiderstand (der auch von der abzuführenden Leistung abhängt) ist $R_k = 2,9 P_{CK}^{-0,171}$. Damit läßt sich die Sperrschichttemperatur selbst bei maximaler Collectorverlustleistung weit unter ihrem Grenzwert halten, was sich günstig auf die Lebensdauer der Transistoren auswirkt.

4.2.2. Treiberstufe

Wie die Endstufe, arbeitet auch die Treiberstufe in Klasse B. Ihre Dimensionierung kann nach denselben Gesichtspunkten erfolgen. Ihr Lastwiderstand wird von dem sehr stark frequenzabhängigen Eingangswiderstand der Endstufe gebildet, die Bemessung ist daher für den ungünstigsten Betriebsfall, den kleinsten auftretenden Wert des Lastwiderstandes, vorzunehmen.

4.2.2.1. Betriebsgrößen

Wie aus Bild 13 entnommen werden kann, beträgt der Lastwiderstand des Treibers im ungünstigsten Fall, der bei der oberen Grenzfrequenz des Verstärkers $f = 65 \text{ kHz}$ auftritt, $R_L = 120 \text{ Ohm}$. Die Betriebsspannung ist wie bei der Endstufe $U_{CC} = 20 \text{ V}$. Damit ergeben sich folgende maximale Betriebswerte:

$$I_{C \max} = \frac{U_{CC} - U_{CE \text{ sat max}}}{R_L} \quad (17a)$$

$$= \frac{20 - 1,2}{120} = 157 \text{ mA}$$

$$P_{CEk} = \frac{U_{CC}^2}{10 R_L} + \frac{I_{C \max} U_{CE \text{ sat max}}}{\pi} \quad (23a)$$

$$= \frac{400}{1,2} + \frac{157 \cdot 1,2}{\pi} = 393 \text{ mW}$$

$$P_{CC \text{ max}} = \frac{2 U_{CC} (U_{CC} - U_{CE \text{ sat max}})}{\pi R_L} \quad (20c)$$

$$= \frac{40 (20 - 1,2)}{120 \pi} = 2,0 \text{ W}$$

$$I_{CC} = \frac{U_{CC} - U_{CE \text{ sat max}}}{\pi R_L} \quad (18b)$$

$$= \frac{20 - 1,2}{120 \pi} = 50 \text{ mA}$$

4.2.2.2. Transistoren

Aus den höchsten zu erwartenden Betriebswerten ergeben sich folgende Minimaldaten für die Treibertransistoren:

$$|U_{CE0}| > 40 \text{ V}$$

$$|I_{C \max}| > 157 \text{ mA}$$

$$P_{CEk \max} > 393 \text{ mW}$$

Da der Frequenzgang der Darlington-Kombination von Treiber und Endstufe vom Frequenzgang des Treibers bestimmt wird, ist außerdem zu fordern, daß die Grenzfrequenz der Transistoren in Collectorschaltung größer als 65 kHz ist. An die Übereinstimmung der Daten von pnp- und npn-Transistoren werden keine besonders hohen Anforderungen gestellt. Durch die starke innere Gegenkopplung der Darlingtonschaltung und die Gegenkopplungsschleife um den ganzen Verstärker bleiben selbst größere Unterschiede in der Stromverstärkung praktisch bedeutungslos. Es kann daher auf die Verwendung von derzeit noch teuren, genau symmetrischen Paaren - beispielsweise 2N2881, 2N2033 (STC) - verzichtet werden. Im Mustergerät wurden die sehr preisgünstigen Si-Planar-Typen 2N1893 (SEL) und MM1614 (Motorola) eingesetzt. Ihre wichtigsten Daten sind im einzelnen:

Grenzwerte Kennwerte

2N1893: $U_{CE0} > 80 \text{ V}$ $U_{CE \text{ sat}} < 1,2 \text{ V}$

$I_{C \max} = 500 \text{ mA}$ $f_T > 50 \text{ MHz}$

$P_{CEk \max} = 800 \text{ mW}$ $h_{21e} > 45$

$T_{j \max} = 200^\circ\text{C}$ $R_{1a} = 0,22^\circ\text{C/mW}$

MM1614: $|U_{CE0}| > 50 \text{ V}$ $|U_{CE \text{ sat}}| < 0,45 \text{ V}$

$|I_{C \max}| = \frac{P_{CEk \max}}{U_{CE}} \quad f_T > 200 \text{ MHz}$

$P_{CEk \max} = 800 \text{ mW}$ $h_{21e} > 50$

$T_{j \max} = 200^\circ\text{C}$ $R_{1a} = 0,22^\circ\text{C/mW}$

4.2.2.3. Wärmeableitung

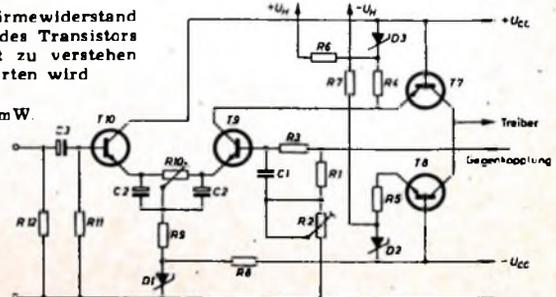
Die bei der höchsten zu erwartenden Umlufttemperatur zulässige Collectorverlustleistung eines Transistors errechnet sich durch Umformung von Gl. (31) zu

$$P_{CK \max} = \frac{T_{j \max} - T_{a \max}}{R_{1a}}$$

wobei unter R_{1a} der Wärmewiderstand zwischen der Sperrschicht des Transistors und der ruhenden Umluft zu verstehen ist. Mit den gegebenen Werten wird

$$P_{CK \max} = \frac{200 - 45}{0,22} = 705 \text{ mW}$$

Bild 16. Vorstufe und Eingangstufe



Dieser Wert liegt genügend hoch über dem maximal auftretenden Wert von $P_{CEk} = 393 \text{ mW}$, so daß auf zusätzliche Maßnahmen zur Kühlung der Transistoren verzichtet werden kann.

4.2.2.4. Eingangsgrößen

Die zur Aussteuerung der Treiberstufe erforderliche Wechselspannung amplitudeträgt $U_1 = 20 \text{ V}$, der im ungünstigsten Fall benötigte Eingangsstrom ist mit $|\gamma| \approx h_{21e}$

$$I_{1 \max} = \frac{I_{C \max}}{|\gamma|_{\text{min}}} \approx \frac{157}{45} \approx 3,5 \text{ mA}$$

Der Eingangswiderstand ist wegen $R_i = |\gamma| R_L$ stark frequenzabhängig (Bild 13), er erreicht im ungünstigsten Betriebsfall seinen Mindestwert von

$$R_{i \text{ min}} = \frac{U_1}{I_{1 \max}} = \frac{20}{3,5} \approx 5,7 \text{ kOhm}$$

Obwohl der ungünstigste Betriebsfall, Vollaussteuerung bei $f = 65 \text{ kHz}$, praktisch nie eintritt, muß er - um die geforderte Leistungsbandbreite zu erreichen - der Bemessung der Vorstufe zugrunde gelegt werden.

4.2.3. Vorstufe und Eingangstufe

Bild 16 zeigt die nun noch zu dimensionierende Schaltung von Vorstufe und Eingangstufe. Beide arbeiten in Klasse A, sind direkt gekoppelt und werden aus den symmetrischen Betriebsspannungen $+U_{CC}$ und $-U_{CC}$ der Endstufe gespeist.

An die zur Speisung der Basis-Emitter-Strecken von T7 und T8 notwendigen Hilfs-Spannungsquellen werden hohe Anforderungen hinsichtlich ihrer Konstanz und ihres Innenwiderstandes gestellt. Infolge der hohen Spannungsverstärkung der Basischaltung bewirkt die kleinste Spannungsänderung eine starke Verschiebung des zur Arbeitspunkteinstellung der Endstufe herangezogenen Collectorpotentials von T7 und T8. Zur Stabilisierung werden daher Zenerdioden eingesetzt, die aus entsprechend hohen Hilfsspannungen $+U_H$ und $-U_H$ gespeist werden.

Auch die von der Betriebsspannung $-U_{CC}$ abgeleitete Spiesespannung für die Emitter des Differenzverstärkers wird mit Hilfe einer Zenerdiode stabilisiert, da die Gleichstromstabilität wesentlich von der Konstanz des Summenstroms der Eingangstufe abhängt. Um kleine Unsymmetrien in der Schaltung ausgleichen zu können, wird zwischen den Emittern von T9 und T10 ein Einstellregler R10 angeordnet, der durch entsprechend große Kondensatoren C2 für Wechselstrom überbrückt ist.

4.2.3.1. Arbeitspunkteinstellung

Die maximalen, im ungünstigsten Fall zur Vollaussteuerung der Treiberstufe erforderlichen Amplituden von Wechselspannung und Wechselstrom sind

$$U_0 = 20 \text{ V}, I_0 = 3,5 \text{ mA}$$

Die Arbeitspunkte der Vorstufentransistoren wurden daher auf

$$|U_{CB}| = 20 \text{ V}, |I_C| = 4 \text{ mA}$$

festgelegt. Sie brauchen nur wenig über dem Spitzenwert des Ausgangsstroms zu liegen, da der Collectorreststrom von Si-Transistoren sehr klein ist. Die Collector-Basis-Spannung von T7 und T8 ist durch die Schaltung selbst und die Forderung, daß die Collectoren gleichstrommäßig auf Nullpotential liegen sollen, gegeben.

Auch für den Differenzverstärker ergibt sich der Arbeitspunkt zu

$$U_{CB} = 20 \text{ V}, I_C = 4 \text{ mA},$$

da die Collector-Basis-Spannungen von T9 und T10 ebenfalls bereits durch die Schaltung festliegen und die Stromverstärkung der Vorstufe in Basisschaltung $|x| \approx 1$ ist. Die in jedem einzelnen der Transistoren T7...T10 in Wärme umgesetzte Collectorverlustleistung ist bei fehlender Aussteuerung, dem für Klasse A ungünstigsten Betriebsfall,

$$P_{CEmax} |U_{CB}| \cdot |I_C| = 80 \text{ mW},$$

Die Hilfs-Speisespannungen wurden willkürlich auf 2,5 U_{CC} festgelegt. Die Spannung der Zenerdioden D1, D2 und D3 ist in keiner Weise kritisch; es können auch Dioden mit untereinander verschiedener Zenerspannung eingesetzt werden. Für die Versuchsausführung des Verstärkers wurde wegen ihrer besonders niedrigen Zenerimpedanz $r_Z = 1,8 \text{ Ohm}$ bei $I_Z = 20 \text{ mA}$ die Diode CAZ 208 mit einer Zenerspannung $U_Z = 8,4 \text{ V}$ gewählt. Ihre Belastbarkeit bei einer Umlufttemperatur von $T_a = 25^\circ\text{C}$ ist $P_Z = 260 \text{ mW}$.

Mit diesen Werten lassen sich jetzt die einzelnen Schaltelemente berechnen. Unter Vernachlässigung der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren und mit der Annahme $I_C \approx -I_E$ erhält man

$$R4 = \frac{U_Z}{I_{C9} + I_{C7}} = \frac{8,4}{4 + 4} = 1,05 \text{ kOhm}$$

$$R5 = \frac{U_Z}{I_{C8}} = \frac{8,4}{4} = 2,1 \text{ kOhm}.$$

(Werden Transistoren mit stark unterschiedlicher Gleichstromverstärkung verwendet, so kann es notwendig sein, den Wert für R5 zu korrigieren, um das gewünschte Collectorpotential zu erhalten.)

$$R6 = \frac{2,5 U_{CC} - U_Z - U_{CC}}{I_2 + I_{C9} + I_{C7}} = \frac{50 - 8,4 - 20}{20 + 4 + 4} = 0,780 \text{ kOhm}$$

$$R7 = \frac{2,5 U_{CC} - U_Z - U_{CC}}{I_2 + I_{C8}} = \frac{50 - 8,4 - 20}{20 + 4} = 0,910 \text{ kOhm}$$

$$R8 = \frac{U_{CC} - U_Z}{I_2 + I_{C9} + I_{C10}} = \frac{20 - 8,4}{20 + 4 + 4} = 0,415 \text{ kOhm}$$

$$R9 = \frac{U_Z}{I_{C9} + I_{C10}} = \frac{8,4}{4 + 4} = 1,05 \text{ kOhm}$$

Der Wert des Symmetrie-Einstellreglers wird eine Größenordnung kleiner als R9 gewählt, also R10 = 100 Ohm. Für die

Widerstände R6, R7 und R8 können die nächstliegenden Normwerte verwendet werden, da dies nur unbedeutende Änderungen der Zenerströme verursacht. Die in der Sperrschicht der Zenerdioden umgesetzte Verlustleistung beträgt jeweils

$$P_Z = U_Z I_Z = 8,4 \cdot 20 = 168 \text{ mW}$$

sie liegt genügend weit unter dem zulässigen Maximalwert.

Mit dieser Dimensionierung ergeben sich folgende Speiseströme:

$$\begin{aligned} + I_H &= I_2 + I_{C9} + I_{C7} = 28 \text{ mA} \\ - I_H &= I_2 + I_{C8} = 24 \text{ mA} \\ + I_{CC} &= I_2 + I_{C9} + I_{C10} = 28 \text{ mA} \\ - I_{CC} &= I_{C10} = 4 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Der gesamte Speiseleistungsbedarf von Vorstufe und Eingangsstufe ist

$$P_{CCges} = U_H (|+ I_H| + |- I_H|) + U_{CC} (|+ I_{CC}| + |- I_{CC}|) = 3,24 \text{ W}.$$

4.2.3.2. Transistoren

Die erforderlichen Minimaldaten für die Komplementärtransistoren der Vorstufe sind

$$|U_{CB0}| > 40 \text{ V}$$

$$|I_C|_{max} > 4 \text{ mA}$$

$$P_{CEmax} > 80 \text{ mW}$$

und für die Transistoren der Eingangsstufe

$$U_{CB0} > 20 \text{ V}$$

$$I_{Cmax} > 4 \text{ mA}$$

$$P_{CEmax} > 80 \text{ mW}.$$

Im Mustergerät wurde die Vorstufe mit den bereits genannten Typen 2N1893 (SEL) und MM 1614 (Motorola) bestückt, die Eingangsstufe mit dem Si-Planar-Transistor 2N1711 (SEL), der die Grenzdaten

$$U_{CB0} > 75 \text{ V},$$

$$I_{Cmax} = 500 \text{ mA und}$$

$$P_{CEmax} = 800 \text{ mW}$$

hat. Die Grenzdaten aller vier Transistoren werden auch im ungünstigsten Betriebsfall nicht annähernd erreicht, so daß man auf eine zusätzliche Kühlung der Halbleiter verzichten kann.

4.2.3.3. Wechselstromelgenschaften

Die gesamte Spannungsverstärkung der Verstärkereinheit wird von Eingangsstufe und Vorstufe aufgebracht. Der im ungünstigsten Betriebsfall auftretende Minimalwert soll im folgenden durch eine Näherungsrechnung abgeschätzt werden.

Für die Spannungsverstärkung einer Transistorstufe gilt ganz allgemein die bereits in einem früheren Beitrag dieser Reihe [3, 5] abgeleitete Näherungsformel

$$v_u = \frac{-h_{21} r_L}{h_{11} + |h| r_L} \quad (33)$$

für den Eingangswiderstand

$$r_i = \frac{h_{11} + |h| r_L}{1 + h_{22} r_L} \quad (34)$$

Mit den Parametern des 2N1893 (die Parameter des komplementären Transistors MM 1614 sind ähnlich)

$$h_{11a} = 26 \text{ Ohm} \quad h_{11b} = 1,25 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21a} = -0,98 \quad h_{21b} = 0,5 \mu\text{S}$$

$$|h_o| = 1,35 \cdot 10^{-4}$$

und dem Eingangswiderstand der anzu-

steuernden Treiberstufe für den ungünstigsten Betriebsfall

$$r_{Lmin} = 5700 \text{ Ohm}$$

ergibt sich die minimale Spannungsverstärkung der Vorstufe zu

$$\begin{aligned} v_u v_{min} &= \frac{-h_{21b} r_{Lmin}}{h_{11b} + |h_o| r_{Lmin}} \\ &= \frac{0,98 \cdot 5700}{25 + 1,35 \cdot 10^{-4} \cdot 5700} \\ v_u v_{min} &= 217 \end{aligned}$$

$$g_u v_{min} = 20 \log v_u v_{min} = 46,74 \text{ dB}.$$

Den Eingangswiderstand der Vorstufe erhält man aus Gl. (34) mit den zulässigen Vernachlässigungen

$$\begin{aligned} |h_o| r_L &\ll h_{11b} \text{ und } h_{22a} r_L \ll 1 \\ \text{zu } r_i &\approx h_{11b} = 25 \text{ Ohm}. \end{aligned}$$

Der dazu parallel liegende Arbeitswiderstand von T9 (R4 = 1,0 kOhm) kann gegen $r_i = 25 \text{ Ohm}$ vernachlässigt werden.

Für das Eingangssignal arbeitet T10 in Collectorschaltung, T9 in Basisschaltung. Der Lastwiderstand von T9 wird von dem konstanten Eingangswiderstand der Vorstufe gebildet, die Spannungsverstärkung des Differenzverstärkers ist daher nicht vom Frequenzgang der Leistungstransistoren T1 und T3 abhängig.

Für den in der Eingangsstufe verwendeten Transistor 2N1711 werden folgende Hybridparameter angegeben:

$$h_{11a} = 4,4 \text{ kOhm}$$

$$h_{12a} = 7,3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21a} = 115$$

$$h_{22a} = 23,8 \mu\text{S}$$

$$|h_o| = 21 \cdot 10^{-3}$$

Mit Hilfe von Umrechnungsformeln erhält man daraus die h_{ikb} -Parameter der Basisschaltung:

$$h_{11b} = \frac{h_{11a}}{1 + h_{21a}} = 38 \text{ Ohm}$$

$$h_{12b} = \frac{|h_o| - h_{12a}}{1 + h_{21a}} = 1,75 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21b} = -\frac{h_{21a}}{1 + h_{21a}} = -0,991$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22a}}{1 + h_{21a}} = 0,205 \mu\text{S}$$

$$|h_o| = 1,813 \cdot 10^{-4}$$

Damit wird die Spannungsverstärkung der Eingangsstufe

$$v_{uB} = \frac{0,991 \cdot 25}{38 + 1,813 \cdot 10^{-4} \cdot 25} = 0,65$$

$$g_{uB} = 20 \log v_{uB} = -3,74 \text{ dB}.$$

Wenn man einen ungefähren Leistungsverlust von etwa 1 dB für die Collectorschaltung von T10 und von 2 dB für die Darlingtonschaltung von Treiber und Endstufe berücksichtigt, so ergibt sich die minimale Spannungsverstärkung der gesamten Einheit im ungünstigsten Betriebsfall ($f = 65 \text{ kHz}$) zu

$$g_{uGesmin} = g_u v_{min} + g_{uB} = -3,0$$

$$g_{uGesmin} = 40,0 \text{ dB}$$

oder, in der Bezeichnungweise von Abschnitt 3.4.,

$$(k \mu)_{min} = 100.$$

Wie sich aus Bild 13 ergibt, liegt die Spannungsverstärkung bei Frequenzen unter $f = 65 \text{ kHz}$ wesentlich über dem errechneten Minimalwert. (Fortsetzung folgt)

Eigensichere Überwachungsschaltung mit uv-empfindlicher Schaltöhre 155 UG

DK 662.9.004.3

Mit Gas oder Öl gespeiste Feuerungsanlagen sind explosionsgefährdet, wenn nicht unter allen Umständen verhütet wird, daß Gas oder Öl in den Verbrennungsraum eintreten kann, ohne daß eine ständige Verbrennung stattfindet. Die

Röhre 155 UG fließenden Stromes zeigt Bild 2. In dem dargestellten Rhythmus öffnet dieser Strom den Transistor T 1, wodurch sich ein Spannungsverlauf über dem Kondensator C 1 nach Bild 3 ergibt. In der nachfolgenden Schaltung wird diese

daß mit Hilfe der Zenerdiode D 1 (OAZ 210) erst Spannungen $\geq U_z$ zu einem Stromfluß durch den Transistor T 2 führen. Hinter dem Kondensator C 2 wird die niederfrequente Wechselspannung über D 2, D 3 gleichgerichtet und durch das Siebglied C 3, R 1 geglättet. Diese Spannung öffnet die Transistoren T 3 und T 3', durch deren Collectorströme die Relais A und A' erregt werden. Die Schaltkontakte dieser Relais sind nun so miteinander verbunden, daß nur dann das Signal „Flamme brennt“ nach außen gegeben wird, wenn beide Relais zur gleichen Zeit ansprechen.

Fällt infolge Verlöschens der Gasflamme oder Defektwerdens irgendeines Bauteiles der Wechselstrom durch den Kondensator C 2 aus, dann fallen die Relais ab. Die doppelte Anordnung der Transistoren T 3 und der Relais A vermeidet, daß ein eventuelles Hattenbleiben der Relaiskontakte zu einer Fehlanzeige führt.

Während die Röhre 155 UG mit pulsierender Gleichspannung betrieben werden muß, erfordert die Transistorschaltung geglättete Gleichspannung. Durch Einfügen des Gleichrichters G12 (BYZ 10) in die Schaltung läßt sich dies leicht erreichen. Die für die Transistoranordnung erforderliche Versorgungsspannung ist durch den Spannungsteiler R 2, R 3 festgelegt.

Das einzige Bauteil der Schaltung, das bei seinem Defektwerden (Kurzschluß) zu einer Fehlanzeige führt, ist der Kondensator C 2. Um eine solche Fehlanzeige auszuschließen, empfiehlt es sich, den Kondensator C 2 durch die Reihenschaltung zweier Kondensatoren darzustellen. Die Einzelkondensatoren müssen dann den doppelten Kapazitätswert von C 2 aufweisen. Die Verbindungsstelle der beiden Kondensatoren ist über eine Diode so mit dem positiven Pol der Betriebsspannung zu verbinden, daß beim Defektwerden des linken Teilkondensators der Collector des Transistors T 2 an Plus liegt. Dies bewirkt eine Störanzeige des Gerätes. Bei Defektwerden des rechten Teilkondensators wird die Katode von D 2 an Plus gelegt, was ebenfalls zu einer Störanzeige der Flammenüberwachungsschaltung führt.

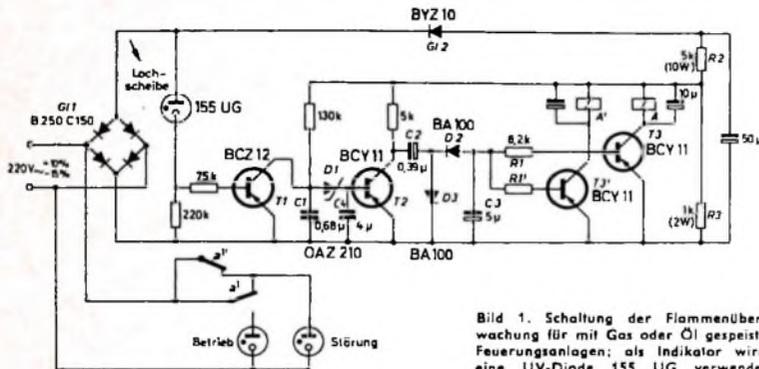


Bild 1. Schaltung der Flammenüberwachung für mit Gas oder Öl gespeiste Feuerungsanlagen; als Indikator wird eine UV-Diode 155 UG verwendet

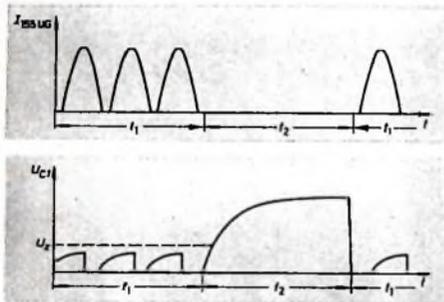


Bild 2. Strom durch die UV-Diode 155 UG bei einer Unterbrechungsfrequenz von etwa 15 Hz

Bild 3. Spannungsverlauf über Kondensator C 1 bei einer Unterbrechungsfrequenz von etwa 15 Hz

Flammenüberwachung kann eine elektronische Schaltung übernehmen. Um schwerwiegende Folgen zu verhüten, die durch einen Defekt der Elektronik hervorgerufen werden können, ist es unumgänglich, daß sich diese Schaltung selbst überwacht. Mit der nachstehend beschriebenen Schaltung (Bild 1) können alle einschlägigen Sicherheitsbestimmungen für Gas- und Ölfeuerungsanlagen erfüllt werden. Das gilt sowohl für kleine Haushalts-Gaskamine als auch für große Industrie-feuerungsanlagen.

Der Kern von Gas- und Ölflammen sendet stark ultraviolette Strahlung aus; als Indikator wurde deshalb die UV-Diode 155 UG gewählt. Diese Gasentladungsröhre zündet nach Anlegen einer Spannung von etwa 220 V, sobald ultraviolette Strahlung auf die Röhre einwirkt. Ein Löschen erfolgt durch Unterschreiten der Brennspannung der Röhre. Die von einer brennenden Flamme auf die 155 UG fallende UV-Strahlung wird durch eine rotierende Lochscheibe etwa fünfzehnmal in der Sekunde unterbrochen.

Die Versorgungsspannung wird unmittelbar aus dem Brückgleichrichter G1 1 bezogen und ist deshalb ungesiebt. Die sich ergebende Kurvenform des durch die

pulsierende Gleichspannung in eine Wechselspannung der Frequenz

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

umgewandelt. Die störende Brummspannung während t_1 verschwindet dadurch,

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft unter anderem folgende Beiträge:

Optische Analogrechner

Direktstärkendes Fotopapier 10r Lichtpunkt-Linienreiber

Oberflächenstabilisierung an Halbleitern — Grundlagen der Planartechnik und die mit ihr erreichten Ergebnisse

Leser auf der Hannover-Messe 1964

Direktstärkendes β -Grenzfrequenz- und β -Stromverstärkungsmaßgerät 10r NF-Transistoren

Messanordnung zur Bestimmung der maximal brauchbaren Schreibgeschwindigkeit von Oszillographenröhren

Spezialröhren auf der Pariser Bauelemente-Ausstellung

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

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

SSB-Transceiver mit neuen Vorzügen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 13, S. 480

Netzteil für stationären Betrieb

Der Netzteil „HP-23“ (Bilder 11 und 12) hat die Aufgabe, aus dem Lichtnetz die verschiedenen Betriebsspannungen für die SSB-Transceiver zu gewinnen. In Deutschland wird der Netzteil mit einem 220-V-

Bild 11. Ausführliches Schaltbild des Netzanschlußgerätes „HP-23“

Bild 12. Der Wechselstrom-Netzteil macht bei abgenommener Haube einen sehr kompakten Eindruck



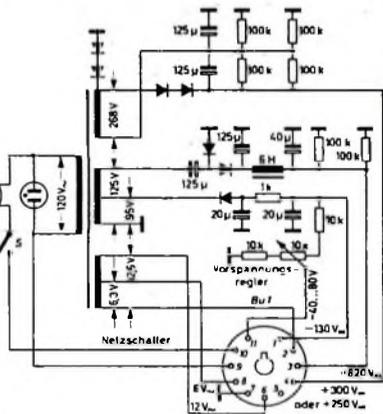
Transformator geliefert, so daß man ihn direkt an das Lichtnetz anschließen kann. Die entnehmbare Hochspannung ist bei einer Belastung von 250 mA 700 V_~. Sie steigt ohne Belastung auf etwa 800 V_~ an. Die Niederspannung ist umschaltbar. Wahlweise können 300 V_~ bei 150 mA oder 250 V_~ bei 100 mA Belastung entnommen werden. Weiter stehen zwei negative Spannungen zur Verfügung. Eine Spannung ist fest eingestellt (—130 V ohne Belastung oder —100 V bei 20 mA). Die zweite negative Spannung läßt sich im Bereich —80 V ... —40 V bei 1 mA maximaler Belastung regeln.

Auch für die Heizung des anzuschließenden Gerätes ist der Netzteil universell ausgelegt. Man kann neben einer Heizspannung von 6,3 V_~, 11 A noch eine weitere Spannung von 12,6 V_~, 5,5 A entnehmen. Sämtliche Wicklungen sind auf einem Kern untergebracht. Über einen mit Sicherungen bestückten Netzstecker, den Schalter S und über eine Brücke (Anschlüsse 9 und 10) in der Buchse Bu 1 wird die Primärwicklung an das Netz gelegt. Diese Brücke muß entfallen, wenn man den Schalter im Gerät mit den Kontakten 9 und 10 verbindet; ist Schalter S geschlossen, dann läßt sich der Netzteil mit dem Geräteschalter ein- und ausschalten. Die Anodenspannungen werden mit Siliziumdioden gleichgerichtet. Für die positiven Spannungen wird Spannungsverdopp-

Tab. I. Stromverbrauch bei verschiedenen Betriebsarten

Betriebsart:	Stromverbrauch in mA in den Spannungsbereichen:			
	12,6 V _~ (Heizung)	800 V _~	250 V _~	—130 V _~ (Vorspannung)
Sender	3760	260 (Spitze)	100	6
Empfänger Eichgenerator (zusätzlich)	3760	65	2	6

Bild 14. Ansicht der beiden Stromversorgungsgeräte (links Wechselstrom-Netzteil, rechts Versorgungsgerät für Autobetrieb)



lung angewandt (einschließlich Hochspannung). Die negativen Spannungen entnimmt man einer Anzapfung der Nierenvoltwicklung des Transformators. Eine entsprechend gepolte Diode richtet die 95-V-Wechselspannung gleich. In der folgenden Siebkette schaukelt sich die Spannung so auf, daß etwa 100 V vorhanden sind. Die negative Spannung (—40 bis —80 V) kann über einen regelbaren Spannungsteiler am Anschluß 11 von Bu 1 abgegriffen werden.

Der Stromverbrauch bei verschiedenen Betriebsarten der Transceiver geht aus Tab I hervor.

Stromversorgungsgerät für Mobilbetrieb an 12-V-Anlagen

Bei Mobilbetrieb kann der Transceiver über ein volltransistorisiertes Stromversorgungsgerät (Bilder 13 und 14) betrieben werden. Die Eingangsspannung soll 12 bis 14,5 V_~ sein. Bei Vollast werden dem Bordnetz etwa 25 A entnommen.

Die entnehmbare Hochspannung ist bei einer Belastung von 250 mA etwa 700 V_~ und steigt im unbelasteten Zustand auf etwa 800 V_~ an. Die Niederspannung ist ebenso wie beim stationären Netzteil umschaltbar. Bei einer Belastung von jeweils 150 mA stehen entweder 300 V_~ oder 250 V_~ zur Verfügung. Die negative Spannung ist im Bereich von —40 ... —130 V regelbar. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß die Belastung der negativen Spannung bei —130 V etwa 20 mA und bei —40 V etwa 1 mA sein darf.

Von den Anschlüssen 1 ... 5 gelangt die 12-V-Spannung der Batterie über einen

30-A-Thermoschalter und ein Schaltrelais zu der Mittelanzapfung der Primärwicklung des Transformators. Hinter dem Relais wird über einen 6-A-Thermoschalter die Heizspannung abgegriffen und an Punkt 8 der Anschlußbuchse geführt. Der Stromversorgungsteil wird durch Anlegen der 12-V-Bordnetzspannung an die Erregwicklung des Relais eingeschaltet (Punkte 6 und 7 der Anschlußbuchse).

Da Gleichspannung nicht transformiert werden kann, muß die Spannung des Bordnetzes durch eine Schwingungsschaltung mit zwei in Gegentakt arbeitenden Transistoren T1, T2 zerhackt werden. Die Transistoren arbeiten als elektronischer Schalter mit einer Schaltfrequenz von etwa 1,5 kHz. Die zerhackte Gleichspannung wird jetzt durch einen Transformator entsprechend hochtransformiert. Der Hoch- und Niederspannungsteil arbeiten mit Spannungsverdopplung. Als Gleichrichter und Verdopplerelemente werden Siliziumdioden benutzt. Die einzelnen Spannungen gelangen über Siebglieder zu den Stiften der Ausgangsbuchse des Netztesiles.

Für die negative Spannung ist eine besondere Transformatorwicklung vorhanden. Die durch eine Siliziumdiode gleichgerichtete Spannung wird, wie üblich,

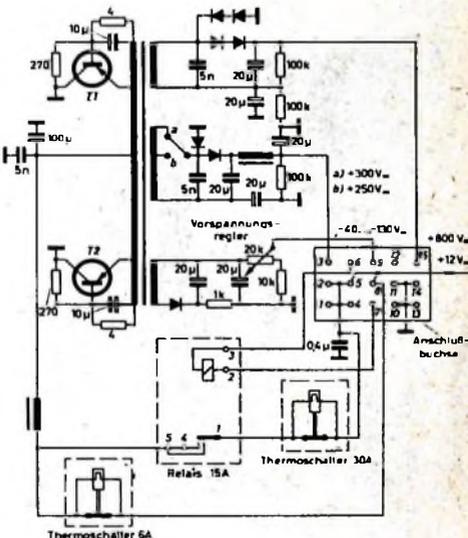


Bild 13. Schaltung des Stromversorgungsgerätes für Betrieb aus der Autobatterie

gesiebt und mit einem Spannungsteiler geregelt.

Beurteilung

Die beiden Transceiver „HW-12“ und „HW-32“ wurden längere Zeit im praktischen Amateurfunkbetrieb getestet. Dabei fiel vor allem die leichte Bedienbarkeit auf. Außer der Frequenzwahl sind beim Senden keine weiteren Drehknöpfe zu betätigen, wenn man mit Vox-Steuerung arbeitet und die üblichen Grundeinstellungen (zum Beispiel für „Vox“, „Anal tune“ usw.) einmal getroffen hat. Beim Empfang kommen Empfindlichkeits- und Lautstärkeeinstellung hinzu. Diese Eigenschaften machen die Transceiver besonders für Mobilbetrieb während der Fahrt geeignet.

Ein besonderer Vorzug ist die vielseitige Verwendbarkeit. Die Beschränkung auf Einbandbetrieb ist für den schnellen stationären Start in SSB-Technik beispielsweise auf 80 m reizvoll und für den etwaigen späteren Mobilbetrieb ohne Kom-

plikationen, denn es gibt - wie erwähnt - für beide Betriebsarten moderne Stromversorgungsteile in Miniaturtechnik. Die kleinen Abmessungen und das geringe Gewicht erleichtern die zusätzliche Aufstellung in bereits vorhandenen Anlagen. Für die zweckmäßige Montage im Wagen wird ein praktischer Befestigungsbügel zum Einbau unterhalb des Armaturenbrettes geliefert.

Mit der hohen Sendeleistung von 200 W PEP (Input) sind an guten Antennen starke Signale im Europa- und DX-Betrieb möglich. Im Regionalbetrieb auf 80 m liegen die Feldstärken weit über S9. Die Modulation wurde von Gegenstationen im Funkbetrieb als sehr gut bezeichnet. Die beiden Betriebsartumschaltungen über Automatik (Vox) oder von Hand (PTT) werden allen Anforderungen gerecht. Der automatische Trägerzusatz beim Abstimmen und die zusätzliche Antennenausgangsbuchse für den Anschluß eines weiteren Empfängers (zum Beispiel für AM-Betrieb, BK-Funkverkehr auf ver-

schiedenen Bändern usw.) sind praktisch.

Bei den abgewickelten vielen Funkgesprächen fiel auf, daß der Empfangsteil bei der Aufnahme von AM-Gegenstationen natürlich nicht optimal arbeiten kann. Da beim Funkbetrieb verschiedene Stationen auf einer Frequenz nicht immer alle Sender genau die gleiche Frequenz haben, muß öfters nachgestimmt werden. Hier wäre eine höhere Umsetzbarkeit des Feintriebs oder eine zusätzliche Feinabstimmung nützlich. Gewisse Vorteile hätte es ferner, wenn der Antennenkondensator des Pi-Filters nicht fest, sondern variabel wäre.

Diese geringen Beanspruchungen können aber den Gesamteindruck dieser Transceiver nicht beeinträchtigen. Die Heath-Daystrom-Serie „HW-12“, „HW-22“ und „HW-32“ ist zur Zeit auf dem deutschen Amateurfunkmarkt wohl die interessanteste und gefragteste SSB-Anlage, die als Bausatz oder als fertiges Gerät in den Handel kommt.

E. KOCH, DL 1 HM

Eine künstliche Antenne

zum Einfahren von Sendern und für Messungen an Sendern

Das „Einfahren“ eines neuen Senders sollte grundsätzlich nur unter Verwendung einer künstlichen Antenne erfolgen, wie dies auch bei kommerziellen Stationen gehandhabt wird. Dadurch vermeidet man bei diesbezüglichen Versuchen Störungen im jeweils eingestellten Amateurband. Erst dann, wenn beim Sender die optimalen Betriebswerte gefunden sind und eine einwandfreie Modulation erreicht ist, sollte mit dem Sender der Funkbetrieb aufgenommen werden.

Als künstliche Antenne verwendeten viele Amateure bisher eine normale Glühlampe, die an Hand ihrer Helligkeit auch ein grobes Abschätzen der Senderausgangsleistung erlaubte. Da aber die modernen Sender nur für einen Antennenanschluß mit einer Impedanz von 50...75 Ohm ausgelegt sind, ist diese sowie nicht ganz einwandfreie Methode hier schlecht anwendbar.

Eine 220-V-Glühlampe mit 100 W hat einen Widerstand von rund 500 Ohm, der für Sender mit Ausgängen für hochohmige Antennen richtigliegt. Ein neuzzeitlicher Sender mit 50 Ohm Ausgang hat aber bei einer HF-Ausgangsleistung von 50 W nur eine HF-Ausgangsspannung von 50 V_{eff}, bei 100 W von rund 70 V_{eff} und bei 200 W von 100 V_{eff}. Daher muß bei Sendern mit niederohmigen Ausgängen als künstliche Antenne ein induktionsfreier Widerstand mit einem Wert von 50, 80 oder 75 Ohm und einer Belastbarkeit entsprechend dem Output verwendet werden, damit der Senderausgang ordnungsgemäß abgeschlossen ist.

Der eine oder andere Amateur hat sich eine solche Konstantantenne beispielsweise durch Parallel- und Reihenschaltung mehrerer Kohleschichtwiderstände ent-

sprechend der gewünschten Belastung selbst hergestellt; wichtig ist dabei, daß das Stehwellenverhältnis nicht höher als 2:1 ist, möglichst aber unter 1,5:1 bleibt (mit Stehwellenmeßbrücke kontrollieren). Künstliche Antennen sind heute aber auch



Bild 1. Künstliche Antenne „Dummy Load HN-31“

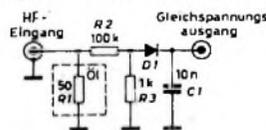


Bild 2. Schaltung der künstlichen Antenne

im Handel erhältlich. So liefert Daystrom jetzt eine künstliche 50-Ohm-Antenne „Dummy Load HN-31“ (Bild 1) von Heath, und zwar als Baukasten oder betriebsfertig. Der in einem Topf eingebaute induktionsfreie Widerstand wird mit Öl (normales Transformatoröl) gekühlt, so daß er bis 1 kW (ICAS¹⁾) belastet werden kann. Das Stehwellenverhältnis liegt

¹⁾ ICAS = Intermittent Commercial and Amateur Service (Intermittierender Betrieb); Gegensatz: CCS = Continuous Commercial Service (Dauerbetrieb)

bei Frequenzen bis 300 MHz unter 1,5:1 und bis 400 MHz unter 2:1. Der Anschluß der künstlichen Antenne erfolgt mit einer genormten Koaxialsteckverbindung. Die Schaltung zeigt Bild 2. R1 ist der am Senderausgang anzuschließende Belastungswiderstand. Für eine relative Outputanzeige wird über einen 100:1-Spannungsteiler R2, R3 (100 kOhm, 1 kOhm) einer Germaniumdiode D1 die HF zugeführt. Nach Gleichrichtung und Siebung mit einem 10-nF-Kondensator C1 steht jetzt eine Gleichspannung zur Verfügung, zu deren Anzeige ein Röhrevoltmeter (auf Plus Gleichspannung schalten) oder ein sonstiges hochohmiges Meßinstrument verwendet werden kann. Bei einem Sender mit etwa 200 W Ausgangsleistung mißt man bei der gegebenen Spannungsteilung rund 1 V. Da aber die meisten Amateur-sender mit niedrigeren Leistungen arbeiten, ist es gegebenenfalls zweckmäßig, das Spannungsteilerverhältnis entsprechend zu ändern, um eine genügend große Anzeige zu bekommen.

Für genaue Outputmessungen empfiehlt sich die Verwendung eines HF-Tastkopfes mit Röhrendiode [1] in Verbindung mit einem Röhrevoltmeter, der aber dann direkt am Eingang des 50-Ohm-Widerstandes anzuschließen ist. Ein HF-Tastkopf mit Germaniumdiode läßt sich meistens nur für HF-Spannungen bis maximal 30 V_{eff} benutzen, eignet sich daher nur für Messungen an Sender bis maximal 18 W Ausgangsleistung an 50 Ohm.

Die Berechnung der Ausgangsleistung erfolgt nach der Gleichung

$$P_o = \frac{U^2}{R_1}$$

Wird zum Beispiel am 50-Ohm-Widerstand R1 der künstlichen Antenne eine Spannung U von 70 V gemessen, dann ergibt sich eine Ausgangsleistung

$$P_o = \frac{70 \cdot 70}{50} = \approx 100 \text{ W.}$$

Schrifttum

[1] Koch, E., DL 1 HM: Hochspannungs-HF-Tastkopf für Röhrevoltmeter. DL-QTC Bd 34 (1963) Nr. 5, S. 218

Stabilisiertes Netzgerät für große Ausgangsströme

Die Röhren- und Transistorschaltungen der elektrischen Nachrichtentechnik benötigen, wie aus ihrer Leistungsbilanz hervorgeht, konstante Speisespannungen, um ihrer Aufgabe gerecht werden zu können; von der Konstanz der Speisespannung sind die Übertragungsparameter mehr oder minder stark abhängig. Empfindliche Meßgeräte, hochqualitative Übertragungssysteme und Steuereinrichtungen erfordern daher immer eine exakte Stabilisierung ihrer speisenden Quellen, wenn sie aus Netzen mit schwankender Netzspannung betrieben werden oder wenn sich die Belastung stark ändert.

Bei Rohrschaltungen kann man sich zu meist auf die Festlegung von Anoden- und Schirmgitterspannung beschränken. Besonders vorteilhaft erfolgt das auf elektronischem Wege; dabei verhindert geringer Innenwiderstand der Quelle Kopplungen zwischen parallelen Verbrauchern, hoher Wirkungsgrad senkt den Aufwand, und die Spannungshöhe läßt sich beliebig einstellen. Nur in Sonderfällen werden auch Heizspannungen mit Hilfe von Glimmstabilisatoren, nichtlinearen Widerständen und dergleichen konstant gehalten.

Zur Lösung dieser Aufgabe gibt es bereits viele Schaltungsvorschläge. Sie sollen hier um einen weiteren bereichert werden. Das vorliegende Gerät - es wurde vom Verfasser für einen umfangreichen Studio-Meßplatz geschaffen - zeichnet sich durch großen Ausgangsstrom aus; bis zu 360 mA können entnommen werden. Die Ausgangsspannung ist 260 V und niedriger, die Brummspannung nur einige Millivolt. Ein Heiztransformator (6,3 V, 20 A) ergänzt die Schaltung.

Regelprinzip

Bild 1 zeigt das verwendete Regelprinzip. Im Längszweig, vom Ausgangsstrom I_{ausg} durchflossen, liegt die Regelröhre R

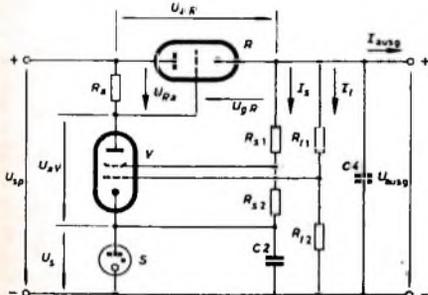


Bild 1. Das Prinzip der Regelung; die Schaltung arbeitet mit Rückwärtsregelung

Die Ausgangsspannung U_{ausg} wird mit der konstanten Spannung U_s eines Glimmstabilisators S verglichen, und die Differenz als Gittervorspannung für eine Verstärkerröhre V benutzt, die ihrerseits die Regelröhre R so steuert, daß die Differenzspannung verschwindet. Durch diese extreme Gegenkopplung der Serienröhre lassen sich Änderungen der unstabilisierten Speisespannung U_{sp} ausgleichen.

Der Regelbereich ist begrenzt vom maximalen Kathodenstrom $I_{k \text{ max}}$, von der größten Spannung $U_{0 \text{ max}}$ der zulässigen Verlustleistung $N_{0 \text{ max}}$ und vom Gitterstromsinsatz ($U_g \leq -2 \text{ V}$) der verwendeten Längsröhre [1]. Von dieser Röhre und ihren Kenndaten hängt die Leistungsfähigkeit des Geräts ab. Sie soll bei möglichst niedriger Anodenspannung schon einen großen Strom ziehen sowie einen weiten Aussteuerbereich, hohe Anodenverlustleistung und Sicherheit gegen Gitterstrom aufweisen. Günstige Eigenschaften hat die eigens für Stabilisierungsschaltungen entwickelte Doppeltriode 6080 (Valvo) mit dem Kennlinienfeld nach Bild 2.

Dem Ausgangsstrom $I_{\text{ausg}} = 360 \text{ mA}$ genügen laut Bild 2 zwei parallel geschaltete Röhren 6080. Über jedes System fließen dabei maximal 80 mA, wenn man den geringen Eigenverbrauch der Regelschaltung berücksichtigt. Damit ergibt sich ein genügender Variationsbereich der Eingangsspannung.

Es sollen Netzspannungsschwankungen von $-15\% \dots +10\%$ ausgeregelt werden.

Arbeitsbereich der Regelröhre

U_{ausg} sei mit 260 V angenommen. Aus Bild 1 ist weiterhin ersichtlich, daß

$$U_{0R} = U_{sp} - U_{\text{ausg}} \quad (1)$$

Bei der Nennspannung $U_{sp \text{ nenn}}$ wird $U_{0R} = 83 \text{ V}$ gewählt. Dann ist nach Gl. (1)

$$U_{sp \text{ nenn}} = U_{0R} + U_{\text{ausg}} = 83 \text{ V} + 260 \text{ V} = 343 \text{ V}$$

Aus dem Kennlinienfeld Bild 2 läßt sich bei $I_0 = 90 \text{ mA}$ (eingezeichnete Gerade) und $U_{0R} = 83 \text{ V}$ am Punkt II die Gittervorspannung der Regelröhre ablesen zu

$$U_{gR} = -24 \text{ V}$$

Entsprechend folgt bei 15%iger Unterspannung $U_{sp} = 0,85 U_{sp \text{ nenn}}$:

$$U_{0R} = 0,85 U_{sp \text{ nenn}} - U_{\text{ausg}} = 295 \text{ V} - 260 \text{ V} = 35 \text{ V}$$

und der Punkt I im Bild 2 mit

$$U_{gR} = -2 \text{ V}$$

Das genügt als Sicherheitsabstand vom Gitterstromsinsatzpunkt.

Bei 10%iger Überspannung $U_{sp} = 1,1 U_{sp \text{ nenn}}$ ergibt sich

$$U_{0R} = 1,1 U_{sp \text{ nenn}} - U_{\text{ausg}} = 377 \text{ V} - 260 \text{ V} = 117 \text{ V}$$

und Punkt III im Bild 2 mit

$$U_{gR} = -40 \text{ V}$$

Verstärkerröhre

Benutzt wird für die Verstärkerröhre V nach Bild 1 die steile Breitbandpentode E 83 F. Ihre Verstärkung soll möglichst groß sein. Deshalb bestimmt sich der Widerstand R_0 nach dem laut Datenblatt höchsten zulässigen Gitterableitwiderstand der Regelröhre 6080 zu

$$R_0 = 820 \text{ kOhm}$$

Bei Nennspannung $U_{sp \text{ nenn}}$ fallen an R_0 ab

$$U_{Ra} = U_{0R} - U_{gR} \quad (2) = 83 \text{ V} + 24 \text{ V} = 107 \text{ V}$$

Damit wird

$$I_{0V} = \frac{U_{Ra}}{R_0} = \frac{107 \text{ V}}{820 \text{ kOhm}} = 0,13 \text{ mA}$$

und, da die Brennspannung des Stabilisators S (85 A 2) $U_0 = 85 \text{ V}$ ist,

$$U_{0V} = U_{sp \text{ nenn}} - (U_{Ra} + U_0) \quad (3) = 343 \text{ V} - (107 + 85) \text{ V} = 151 \text{ V}$$

Die Schirmgitterspannung wird auf

$$U_{g2} = 35 \text{ V}$$

festgesetzt. Sie soll möglichst niedrig sein. Die Katode hält sich auf +85 V; das Schirmgitter muß also auf +120 V zu liegen kommen.

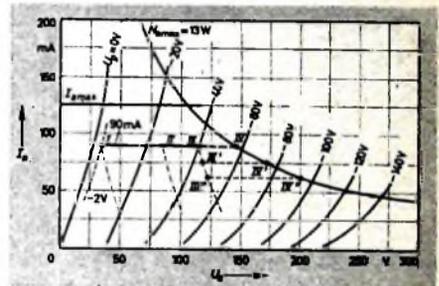


Bild 2. Kennlinienfeld für ein System der Doppeltriode 6080 mit eingezeichneten Grenzdaten. Arbeitspunkte: I bei 0,85 $U_{sp \text{ nenn}}$, II bei $U_{sp \text{ nenn}}$, III bei 1,1 $U_{sp \text{ nenn}}$; Strecken III-IV: Einstellbereiche der Ausgangsgleichspannung (alle Punkte bei maximalem Strom, das heißt etwa 90 mA je Röhrensystem)

Bei einem vorläufig angenommenen Teilerstrom $I_s = 4 \text{ mA}$ lassen sich die Widerstände R_{s1} und R_{s2} berechnen zu $R_{s1} = 33 \text{ kOhm}$ (3 W); $R_{s2} = 8,8 \text{ kOhm}$ (2 W). Die Spannung des Steuergitters wird zur Sicherung gegen Gitterstromsinsatz zu

$$U_{g1} = -3,5 \text{ V}$$

gewählt. Das Steuergitter liegt somit auf dem positiven Potential +81,5 V. Bei einem angenommenen Teilerstrom $I_t = 3,2 \text{ mA}$ findet man

$R_{t1} = 50 \text{ kOhm}$ (3 W); $R_{t2} = 25 \text{ kOhm}$ (3 W). Diese Widerstände werden zunächst in die Schaltung eingesetzt und, wenn nötig, so lange geringfügig abgeändert, bis sich die richtigen Spannungswerte einstellen. Wie aus der praktisch ausgeführten Schaltung (Bild 3) hervorgeht, weichen die endgültig gewählten Werte nur unwesentlich von den errechneten ab.

Zur Brummunterdrückung bestimmt ist der Kondensator C 2, C 4 zwischen den Ausgangsklemmen soll bis herauf zu hohen Frequenzen einen niedrigen Wechselstrominnenwiderstand schaffen.

Gleichrichter

Die Speisespannung $U_{sp} = 343 \text{ V}$ liefert nach Bild 3 ein Zweiweggleichrichter Gl 1,

Gl 2 mit Drosselausgang. Wegen der arithmetischen Gleichrichtung ist die erzeugte Gleichspannung nahezu unabhängig vom Belastungsgrad [2].

An der Drossel Dr 1 (8 H, 65 Ohm, 360 mA) fallen etwa 23 V ab. Der Gleichrichter hat also $U_{gl} = 360$ V zur Verfügung zu stellen. Jeder Zweig des Transformators Tr 1 muß für die Spannung

$$U_{eff} = 1,11 U_{gl} = 400 \text{ V}$$

und für den Strom

$$I_{eff} = 0,75 I_{gl} = 250 \text{ mA}$$

dimensioniert werden.

0,8 A) Ein weiterer, reichlich bemessener Heiztransformator Tr 3 (6,3 V, 20 A) ermöglicht den Betrieb umfangreicher Röhrensaltungen.

Das Gerät nimmt bei Nennbelastung eine Leistung von etwa 300 VA auf; mit Si 1 ist es träge abgesichert.

Aufbauhinweise

Die Maße (480 mm \times 150 mm \times 40 mm) des verwendeten U-förmigen Chassis aus 2-mm-Stahlblech sind auf einen Gestelleinbau nach DIN-Norm abgestimmt. Bild 4 zeigt das Chassis, Bild 5 eine Maßskizze der Frontplatte.

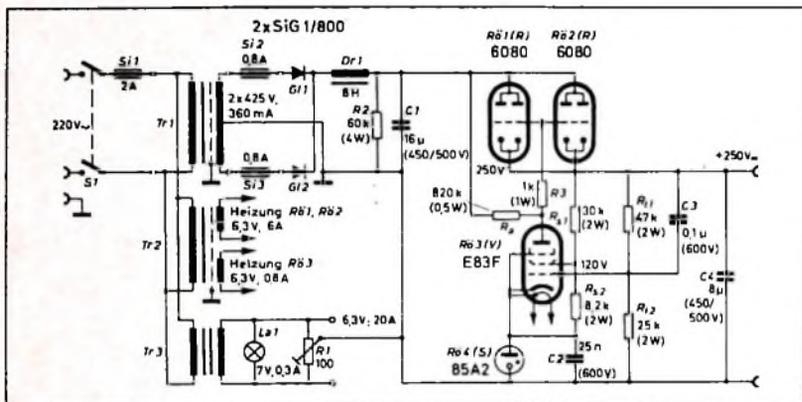


Bild 3. Stromlaufplan des geregelteten Netzgerätes: Tr 1 (Bv 3461), Tr 2 (Bv 3463), Tr 3 (Bv 3462) und Dr 1 (Bv 3460) wurden von Transformatorbau H. Schwach, Berlin bezogen

Bei derart relativ großen Strömen sind Hochvakuum- oder Gasgleichrichter zu verwenden. Hier werden Siliziumdioden wirtschaftlich, die sich durch geringes Volumen und schwache Wärmeentwicklung auszeichnen. Sie sind allerdings empfindlich gegen Spannungsspitzen. Die Hersteller empfehlen die zwei- bis dreifache Spitzenspannung, bezogen auf die angelegte Wechselspannung U_{eff} .

Die Siliziumzelle SiG 1/800 von SEL erwies sich unter Ausnutzung des Sicherheitsspielraumes als ausreichend. Sie erlaubt einen Nennstrom I_{Nenn} von 1 A, ist also in bezug auf die im vorliegenden Netzgerät vorhandene Strombelastung erheblich überdimensioniert.

Besondere Beachtung verdient der „Trägerstau-Effekt“, der im Leitungsmechanismus der Dioden begründet ist. Bei der Spannungsumkehr entsteht durch das Rückfließen der Ladungsträger innerhalb der Siliziumzelle ein kurzzeitiger, scharf begrenzter Sperrstrom. Die in der Drossel Dr 1 induzierten Spannungsspitzen können unter Umständen die Durchbruchspannung des Siliziumelementes überschreiten, was in kürzester Frist die Zerstörung des Elementes herbeiführt. Dagegen sowie gegen Überlastungen, Kurzschlüsse und dergleichen sollen die Sicherungen Si 2 und Si 3 (finke, auf die Siliziumzellen abgestimmte „Ultra-rapid-Sicherungen“) schützen.

Der Widerstand R 2 sorgt für eine Vorbelastung beim Einschalten des kalten Geräts.

Die Regelröhren Rö 1, Rö 2 und die Verstärkeröhre Rö 3 (ihre Katoden liegen auf hohem Potential) beziehen ihre Heizleistung aus den Sekundärwicklungen des Transformators Tr 2 (6,3 V, 6 A; 6,3 V,



Bild 4. Chassisansicht; von links nach rechts erkennt man den Transformator Tr 1, die Drossel Dr 1, Stabilisatorröhre und Verstärkeröhre, die Regelröhren (hinten) sowie die Heiztransformator Tr 2 und Tr 3

Reim Schaltungsaufbau gelten die üblichen Regeln der NF-Verstärkertechnik. Auf richtige Abschirmung und Nullung ist sorgfältig zu achten. Die Spannungsteilerwiderstände der Verstärkerstufe sind zweckmäßigerweise direkt an die Fäden der Röhrenfassungen zu löten, desgleichen die Kondensatoren. Förderlich ist weiter ein Verdrillen der Ausgangsleitungen.

Eine Herabsetzung der Ausgangsspannung ist leicht dadurch erreichbar, daß man den Spannungsteilerwiderstand R_{p2} durch eine Serienschaltung aus Festwiderstand (20 kOhm) und Potentiometer (5 kOhm) ersetzt. Dabei liegt das Potentiometer zwischen den beiden Festwiderständen; sein Abgriff wird mit dem Steuergitter der Verstärkeröhre Rö 3 sowie mit C 3 verbunden. Damit ist der Arbeitspunkt der Röhre veränderbar und mit ihm die Ausgangsspannung, wobei darauf zu achten ist, daß die Leistungshyperbel der Längsröhren Rö 1, Rö 2 nicht überschritten wird. Zum Beispiel läßt sich, wie aus Bild 2 hervorgeht, beim größten zulässigen Ausgangsstrom von 360 mA (das heißt 90 mA je Anodensystem von Rö 1, Rö 2) die Ausgangsspannung um etwa

30 V (Strecke III-IV im Bild 2), bei 300 mA (75 mA je Anodensystem) um etwa 55 V (Strecke III'-IV') und bei 250 mA (etwa 62 mA je Anodensystem) um etwa 80 V (Strecke III''-IV'') vermindern. Entsprechende Markierungen bringt man am

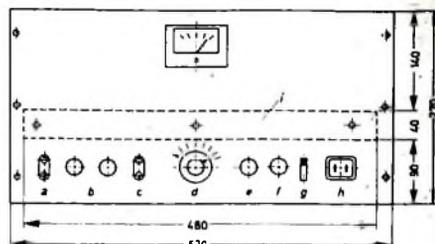


Bild 5. Maßskizze der Frontplatte für Gestelleinbau: a Buchse 6,3 V, b Sicherungen Si 2, Si 3, c Buchse 250 V, d Potentiometer R 1, e Kontrolllampe La, f Sicherung Si 1, g Schalter, h Steckdose, i Chassis

besten, nachdem man sie durch Messung ermittelt hat, auf der Frontplatte neben dem Potentiometer an. Ein Strommesser kann bei Bedarf die Schaltung ergänzen.

Schrifttum

- [1] Kröner, K.: Dimensionierung und Berechnung von elektronisch stabilisierten Gleichspannungsquellen. *Elektronik* Bd. 3 (1957) Nr 2/3, S. 43-48, Nr 4, S. 107 bis 112, Nr. 5, S. 139-140
- [2] Dammers, B. G., Haantjes, J., Otte, J., u. van Suchtelen, H.: Anwendung der Elektronenröhren in Rundfunkempfängern und Verstärkern; Philips Technische Bibliothek Bd. V, S. 366 Eindhoven 1951

Dimensionsstabiles Hartpapier als Basismaterial für gedruckte Schaltungen

Bei der Fertigung von gedruckten Schaltungen auf Phenolharz-Hartpapier kann mangelnde Dimensionsstabilität der Unterlage zu erheblichen Störungen führen. Werden zum Beispiel die Platinen bereits vor dem Drucken und Ätzen gelocht und während des Herstellungsprozesses der gedruckten Schaltungen Temperaturen über 80°C ausgesetzt, dann verändern sich die Abstände der einzelnen Stanzlöcher zueinander. Bei engtolerierten Abständen ergeben sich dann gegebenenfalls Schwierigkeiten beim Bestücken der Schaltungen. Das Schwinden von Phenolharz-Hartpapier ist längs und quer zur Papierfaserrichtung unterschiedlich. Bei einer rationellen Ausnutzung der fabrikationsgroßen Tafel werden die gedruckten Schaltungen jedoch in beiden Richtungen aus dem Basismaterial herausgeschnitten. Wenn jetzt bei sehr komplizierten Schnitten statt der üblichen Kaltstanzen vorgewärmt werden muß, kommt es hier längs und quer zur Faserrichtung nach dem Stanzen zu unterschiedlichen Dimensionsänderungen.

Wie man kürzlich auf der Hannover-Messe feststellen konnte, hat die Isola Werke AG, Düren, diesem Verhalten Rechnung getragen und liefert ihr Basismaterial für gedruckte Schaltungen, das kupferkaschierte Hartpapier „Supra-Carta-Cu, Qualität 86“, nur noch in einer dimensionsstabilen Ausführung, das heißt, bei Verwendung dieses Materials treten die vorstehend genannten Schwierigkeiten nicht mehr auf. Mit dieser Entwicklung wurde ein weiterer Fortschritt für die Verarbeitung von kupferkaschiertem Hartpapier erreicht.

Service von Transistorgeräten

Induktive Ankopplung eines Prüfsenders an Transistorgeräte

Die Fehlersuche in Empfängern wird im allgemeinen mit Hilfe eines Signalverfolgers vorgenommen, wobei vom Prüfsender her ein moduliertes HF-Signal in den Eingang des Empfängers eingespeist und mit einem Tastkopf an den einzelnen Stufen abgegriffen wird. Da nun Transistorgeräte im Eingang

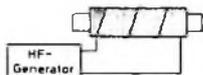


Bild 1. Ankopplung des Prüfsenders mit Hilfe einiger Windungen auf dem Ferritstab des Empfängers

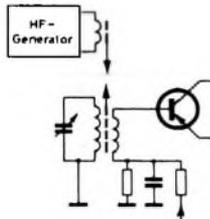


Bild 2. Ankopplung mit Ferritstab

Oft nur über eine Ferritantenne verfügen, können beispielsweise einige Windungen mit isoliertem Draht als Einkoppelwindungen über die Wicklung des Ferritstabes gelegt werden (Bild 1). Ebenso läßt sich auch ein besonderer, mit einer Spule versehener Ferritstab direkt am Generator anschließen; dieser Stab wird nun in unmittelbare Nachbarschaft (Längsrichtung) der Ferritantenne des Empfängers gebracht (Bild 2). Die Windungszahl der Spule soll möglichst so ge-

wählt werden, daß die Eigenresonanz über dem betreffenden Frequenzbereich liegt. Das HF-Signal wird dabei verstimmungsfrei übertragen.

(nach: Werkstattpraxis, Hinweise für den Kundendienst bei Siemens-Radio- und Fernsehgeräten Bd. 7 (1964) Nr. 24, S. 12)

Anpassung von hochohmigen Prüfsendern an den niederohmigen Eingang von Transistorgeräten

Transistorgeräte haben einen niederohmigen Eingang. Für Abgleichzwecke steht aber oft nur ein Meßsender zur Verfügung, dessen Außenwiderstand beispielsweise 120 Ohm oder größer ist. Mit Hilfe eines Spannungsteilers läßt sich aber auch in diesem Fall eine gute Anpassung erreichen. Bild 3 zeigt einen solchen einfachen Spannungsteiler zum Anschluß eines Meßsenders mit 120-Ohm-Ausgang (bei anderen Generatorwiderständen sind die Spannungsteilerwiderstände dem gewünschten Spannungsteilerverhältnis entsprechend zu bemessen).

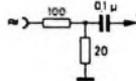


Bild 3. Einfacher Spannungsteiler für die Anpassung hochohmiger Prüfsender

Durch den Koppelkondensator (0,1 µF) erfolgt gleichzeitig eine gleichstrommäßige Trennung, wodurch ein direkter Anschluß an die Basis von Transistoren möglich ist; das kann vor allem auch für einen Abgleich einzelner ZF-Stufen wichtig sein.

Ein solcher Spannungsteiler hat beim Anschluß von Prüfsendern, die keine regelbare

Ausgangsspannung haben, auch den Vorteil, daß die heruntergeteilte Spannung nicht zu einer Übersteuerung des Prüflings führt.

Diodentastkopf

In Ihrer Broschüre „Guter Rat ist billig, Transistorpraxis“ geben die Blaupunkt-Werke unter anderem auch die einfache Schaltung eines Diodentastkopfes an (Bild 4). Er ist mit geringem Aufwand herstellbar. An die Tastspitze werden über einen 10-pF-Kondensator zwei Halbleiterdioden (beispielsweise OA 78) in Spannungsverdopplerschaltung angeschlossen. Der nachgeschaltete 100-kOhm-Siebwidstand dient vor allem

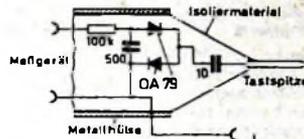
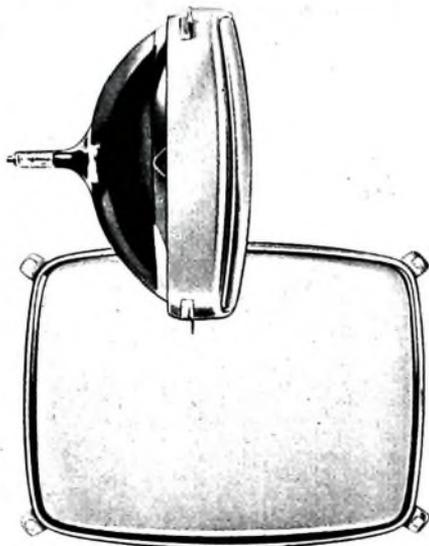


Bild 4. Diodentastkopf

zur Beseitigung von HF-Resten. Für das Meßgerät ist die Verwendung eines Röhrenvoltmeters besonders zweckmäßig. Wird ein Drehspulmeßgerät benutzt, dann sollte sein Innenwiderstand mindestens 20 kOhm/V sein.

Gleichspannungs-Speisegerät „PE 4802“

Das neue Gleichspannungs-Speisegerät „PE 4802“ der Philips Industrie Elektronik (Elektro Spezial GmbH) liefert Ausgangsspannungen von 0...15 V in drei sich überlappenden Bereichen von je 5 V für einen Belastungsstrom von 0...8 A. In einer weiteren Schalterstellung steht ein durchgehender Bereich 0...15 V für einen Belastungsstrom von 3 A zur Verfügung. Die Änderung der Ausgangsspannung bei Netzspannungsänderungen von ±10% ist höchstens ±0,1%.



Ein kristallklares, kontrastreiches Bild von bisher ungekannter Brillanz und Schärfe bringen die neuen

TELEFUNKEN-Bildröhren

A47-17W und A59-12W/2

mit Stahlmantel



Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten
TELEFUNKEN Fachbereich Röhren Vertrieb 7900 Ulm

TELEFUNKEN



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Strauss, Die Frau ohne Schatten
Jess Thomas (Kaiser), Ingrid Bjoner (Kaiserin), Martha Modl (Amme), Hans Hotter (Geisterbote), Gerda Sammerschuh (Stimme des Falken), Hertha Topper (Stimme von oben), Dietrich Fischer-Dieskau (Barak, der Färber), Inge Borkh (sein Weib); Bayerisches Staatsorchester; Dirigent: Joseph Keilberth

Die musikalische Welt huldigt in diesem Jahr dem Genius Strauss, dessen Geburtstag sich am 11. Juni zum hundertsten Male jährte. Die Programme führender Opernhäuser und Konzertsäle sind dem umfangreichen Schaffen dieses Meisters der neueren Musik gewidmet, dessen Werk heute im Musikleben gefestigter denn je dasteht. Anlässlich der Wiedereröffnung des Nationaltheaters München am 21. 11. 1963 fand in der Inszenierung von Rudolf Hartmann eine Festaufführung der „Frau ohne Schatten“ statt. Einen Mitschnitt dieser Aufführung legte vor kurzem die Deutsche Grammophon auf vier Langspielplatten vor. Wenn diese Aufnahme auch als Huldigung für Richard Strauss und als musikalisches Dokument zur Wiedereröffnung des führenden bayerischen Opernhauses gedacht ist, so muß der Musikfreund doch einige Bedenken anmelden. Während man sonst bei Gesamtaufnahmen von Opern peinlich darauf bedacht ist, das Werk so partiturgelreu wie nur möglich aufzunehmen, hat man in der hier vorliegenden Aufnahme Streichungen vorgenommen, die nach Meinung des Rezensenten das Maß des Zumutbaren überschreiten. So fehlen beispielsweise u. a. im 1. Akt (2. Plattenseite) Teile der Szene Kaiserin—Amme. Selbst wenn man unterstellt, daß im Interesse des Bühnengeschehens eine Straffung der Handlung erreicht werden sollte, ist das, was man im 3. Akt nach der ersten Verwandlung (7. Plattenseite) an Streichungen vorgenommen hat, einfach des Guten zuviel. Man ist versucht, von Verstümmelung zu sprechen. Der Deutschen Grammophon ist primär ein Vorwurf nicht zu machen, denn was sie geben wollte, ist ein musikalisches Dokument der Münchener Festaufführung. Ob dieser Mitschnitt aber eine Huldigung für Richard Strauss ist, diese Frage sollten sich die für die „Bearbeitung“ Verantwortlichen selbst beantworten. Der vorliegende Mitschnitt läßt die alte Diskussion um die Frage wiederaufleben, ob höchste Perfektion das anzustrebende Ziel sein soll oder ein akustischer Eindruck, der dem Erleben im Theater so nahe wie möglich kommt. Die von den besten Studioaufnahmen her gewohnte letzte Perfektion fehlt dieser Aufnahme manch-

mal. Der guten Tonregie ist es aus rein praktischen Gründen nicht möglich gewesen, alles das auszugleichen, was wegen des oft schnell und stark wechselnden Abstandes der Sänger von den Mikrofonen hätte nachgeregelt werden müssen. So ließen sich die letzten Pegelschwankungen nicht immer ausregeln, und auch die Präsenz der Stimmen und der Hallanteil wechseln manchmal etwas zu sehr. Dafür bleibt aber insgesamt gesehen ein bühhennaher Eindruck zurück, der sich spätestens nach der ersten Plattenseite einstellt, sobald der aufmerksame Zuhörer sich eingehört hat. Eine Höhenanhebung um wenige dB verbessert den Gesamteindruck merkbar. Man sollte diese Geschmackskorrektur ruhig vornehmen, denn die Aufnahme ist so rauscharm, daß sie diese Anhebung verträgt. „Die Frau ohne Schatten“ liegt bisher nur in einer Gesamtaufnahme (5 LP) von den Eröffnungsvorstellungen der Wiener Staatsoper im Jahre 1955 vor. Die hier vorliegende DG-Aufnahme in Stereo läßt das Geschehen auf der Bühne mit vielfach sehr guter akustischer Perspektive greifbar lebendig werden. Zu rühmen ist die gute Besetzung selbst kleiner Rollen mit Solisten von Rang und Namen, die sich unter Keilberths Leitung in weit gespannten Melodienbögen und großartigen Steigerungen in guter Harmonie zusammengefunden haben. Mit Bedauern stellt man nach dem Anhören dieses Werkes wieder einmal mehr fest, daß die von Strauss hier geschaffene klingende und melodienreiche Musik nicht die schmerzverständliche Symbolik der Hofmannsthal'schen Märchendichtung hat verdecken können. Die Schallplatte kann aber berufen sein, diese Musik weiten Kreisen näherzubringen. Dazu wäre es jedoch wünschenswert gewesen, wenn das Begleitheft nicht nur ausführliche Inhaltsangaben gebracht hätte, sondern den vollständigen Operntext mitszenischen Erläuterungen und notfalls mit ergänzenden Kommentaren ohne diese Stütze für den Zuhörer geht die tiefe Symbolik des Textes nur zu leicht verloren. Der Freund Strauss'scher Orchestermusik würde es begrüßen, wenn man die acht die einzelnen Bilder verbindenden Orchesterzwischenstücke auf einer Platte zusammenfassen würde. Sie sind wert, auch in einer solchen Form dem Musikfreund zugänglich gemacht zu werden. Deutsche Grammophon 138911/14 (Stereo)

Play Bach No. 4
Jacques Loussier (p. org); Pierre Michelal (b); Christian Garros (dm)
Im Heft 16/1962, S. 352, hatten wir die Platte „Play Bach No. 3“ be-

sprochen. Die damals erwähnte Diskussion, ob man es wagen dürfe, die Musik Bachs in Jazz umzusetzen, hat keineswegs ein Ende gefunden. Im Gegenteil, sie hat immer weitere Kreise — auch Musikwissenschaftler und Ästheten — erfaßt. Ein Zeichen dafür, daß die Frage stellen, nach nicht heißt, sie auch zu beantworten. Für die hier vorliegende Platte hat Jacques Loussier sich etwas Besonderes einfallen lassen: er bezieht jetzt auch die Orgel in den Kreis der Instrumente ein. So werden in der Fantasie und Fuge g-moll improvisierte Zwischenstücke zur Auflockerung der strengen Form eingestreut, oder es wird in den Choralbearbeitungen der Cantus firmus der Orgel durch Figurationen umspielt. Der oft improvisatorische Charakter der Barockmusik gibt für die hier musizierenden Köpfer ihres Fachs genug Anlaß zur freischöpferischen Nachgestaltung im Jazzstil mit markanten Swingpartien. Die Frage nach dem musikalischen Wert dieser Platte mit ja oder nein beantworten zu wollen, wäre vermissen. Man höre sie an. Keine Frage: der Jazzfreund wird seine Freude daran haben, nicht weniger aber auch der Hi-Fi-Freund wegen der wieder ganz ausgezeichneten Aufnahme-technik. Decca SLK 16 281-P (Stereo)

Provocative Percussion Vol. III
Enoch Light and The Light Brigade
Daß in den Command-Platten dieser Serie die Technik ein Höchstmaß an Perfektion erreicht hat, bedarf im Kreise der Hi-Fi-Freunde keiner Erwähnung. Über Frequenz- und Dynamikumlang, Verzerrungsfreiheit und Störabstand zu sprechen, erübrigt sich deshalb an dieser Stelle. Was den Freund der hier von Enoch Light und seinem Orchester wieder hervorragend gespielten Musik aber immer wieder fasziniert, ist die Art des Arrangements. Bewußt hat man hier die Möglichkeiten der Stereo-Technik voll ausgenutzt, um einen neuen Klangeindruck zu erreichen, einen neuen Sound. Man lehne deshalb diese Musik und diese Technik nicht mit dem Bemerkten ab, Klangbilder der hier produzierten Art seien nicht „natürlich“. Gewiß, das stimmt. Aber darauf kommt es bei U-Musik auch nicht entscheidend an. Wie lange vor Einführung der Stereo-Technik arbeitete man hier schon mit künstlich verhaltenen Stimmen oder Instrumenten, und wie lange schon läßt man im Playback Sänger „Duette“ mit sich selbst singen. Auch so etwas ist nicht „natürlich“, und doch entstehen solche Aufnahmen am lautenden Band und gewinnen die Gunst des Publikums. Hier ist eine neue Art von U-Musik im Entstehen, die auch für den

Stereo-Rundfunk zunehmend an Bedeutung gewinnen wird. An den hier vorliegenden Aufnahmen merkt man, daß die Amerikaner uns heute im Stereo-Arrangement nach voraus sind, primär deshalb, weil sie mehr Möglichkeiten zu produzieren und zu experimentieren haben. Aber auch bei uns wird eines Tages der neue Stamm von Arrangements herangewachsen sein, der sich dieser neuen Ausdrucksmittel mit Erfolg zu bedienen weiß. Von den zwölf Titeln dieser Platte ist jeder hörenswert und interessant. Man höre sich beispielsweise das bekannte „April in Portugal“ an, das als gutes Beispiel für ein Stereo-Arrangement gelten kann, oder „Pagan Love Song“ als Beispiel dafür, was man aus einem alten Evergreen herausholen kann. An dieser brillant und effektiv aufgenommenen Platte wird der Hi-Fi-Freund jedenfalls seine Freude haben, wenn seine Stereo-Anlage echte Hi-Fi-Qualität hat. Command 298 008 (Stereo)

Haydn, Cellokonzert D-dur op. 101; Boccherini, Cellokonzert B-dur
Maurice Gendron, Violoncello; Orchestre des Concerts Lamoureux; Leitung: Pablo Casals
Zu den Meistercellisten der jüngeren Generation gehört Maurice Gendron, den man in Fachkreisen als den „Kronprinzen“ Altmeisters Pablo Casals bezeichnet, mit dem ihn seit Jahren eine herzliche Freundschaft verbindet. Der 1920 geborene Franzose gab schon als Zwölfjähriger erste Konzerte und erregte die Aufmerksamkeit der musikalischen Welt, als er 1945 bei der europäischen Erstaufführung des Salopart in Prokofjews Cellokonzert op. 58 spielte.

Haydns Cellokonzert ist vollfröhlich musikalischen Musizierens, frei von tiefgründigen Problemen und deshalb bei vielen Musikfreunden beliebt. Dem graziösen Thema des 1. Satzes steht das Seitenthema in schlichter Liedform gegenüber — voller Schönheit ist das seelenvolle und melodiose Adagio des 2. Satzes —, und schließlich klingt es mit einem lustigen Rondo voll Fröhnsinns im 3/4-Takt des letzten Satzes aus.

Boccherinis Cellokonzert in B-dur gehört zusammen mit dem Haydn'schen in D-dur zu den besten Konzerten dieser Art des musikalischen Rokoko. Gegenüber der strengen Polyphonie des Barocks herrscht hier der einfache, volkstümliche Satz voller Empfindsamkeit und Innligkeit vor. Als Meister des Cellos — Boccherini verbrachte die Glanzzeit seines Lebens als Cellist in Paris und Madrid — hat er in dieses Konzert eine Fülle

melodienreicher und gefühlvoller Kantilenen (2. Satz) ebenso wie leichtfüßige Tanzmelodien im Dreierrhythmus (3. Satz) eingebaut

Die Schallaufnahme ist technisch sehr gut. Sie bringt das souveräne Können Gendrons vorzüglich zur Geltung und unterstreicht es durch wohlabgewogene Differenzierung vom Orchester. Bemerkenswert ist, wie gut die Feinheiten der Bogentechnik zur Wiedergabe gelangen und wie das herrliche Instrument singt und klingt. Die Stereo-Technik hat ihr Bestes hergegeben, und so entstand eine Aufnahme, die hohen musikalischen Genuß bereitet.

Philips 835 069 AY (Stereo)

Nicolai, Die lustigen Weiber von Windsor

Gottlob Frick (Falstaff), Ernst Gutstein (Herr Fluth), Kiehl Engen (Herr Reich), Fritz Wunderlich (Fenton), Friedrich Lenz (Junker Sparlich), Carl Hoppe (Dr. Cajus), Ruth-Margret Pütz (Frau Fluth), Gisela Litz (Frau Reich), Edith Mathis (Jungfer Anna Reich), Chor und Orchester der Bayerischen Staatsoper München, Dirigent Robert Heger

Vor mehr als 100 Jahren, am 9. März 1849, erlebte diese Oper Nicolais ihre Uraufführung in Berlin. Nur dreimal konnte der Komponist diese romantische Oper nach vor seinem Tode im

Mai 1849 dirigieren, die sich bis auf den heutigen Tag einen Platz im Repertoire vieler Opernhäuser hat sichern können und sich als unbeschwerter Spieloper gleichbleibender Gunst weiter Kreise des Opernpublikums erfreut. Um so erstaunlicher ist es, feststellen zu müssen, daß erst im vergangenen Jahr die erste Gesamtaufnahme auf Schallplatte erschienen ist. Es ist Electrola hoch anzurechnen, daß sie dieses Werk auch dem Schallplattenfreund zugänglich gemacht hat. Vielleicht ist es ein Vorzug, daß diese Oper voll pulsierenden Lebens erst nach Einführung der Stereo-Technik herauskam, denn dadurch war es möglich, viel von dem heiteren Geschehen auf der Bühne lebendiger in die eigenen vier Wände zu transponieren. Es ist zu testieren, daß dies voll gelungen ist. Alles, was diese Musik so liebenswert macht, kommt auf einer guten Stereo-Anlage zur Geltung. Schon die Ouvertüre vermittelt ein Bild von der Qualität der Aufnahme, denn die Wiedergabe der Streicher und der breite Raumeindruck mit guter Mittelfüllung lassen schon nach wenigen Takten etwas von jener „Sommernachtstraum“-Stimmung aufkommen, die Bestandteil dieser Musik ist. Zu erwähnen ist auch die gute Sprachverständlichkeit der Sänger, die dank der ausgezeichneten Stereo-Technik und Dialogregie mit dazu

beiträgt, die Handlung so miterleben zu können, wie es diese Oper erfordert.

Robert Heger ist dem Werk ein guter Deuter. Vielleicht kein überschäumendes Temperament, aber getragen von der Abgeklärtheit und Erfahrung eines langen Dirigenten-Lebens. Unter seiner straffen Stabführung musiziert das Orchester prächtig und minuziös, und dank der guten akustischen Perspektive entsteht ein bühennaher Eindruck. Ausgezeichnete Leistungen bieten auch die Solisten, insbesondere Ruth-Margret Pütz, Gottlob Frick, Kiehl Engen und Fritz Wunderlich. Die Ton-Technik hat wesentlichen Anteil an dem guten Gelingen gehabt, denn viele Szenen und auch Ensemblesätze werden geradezu räumlich greifbar. Wenn im großen Finale dann alle „Probleme“ der Oper ihre Lösung gefunden haben, dann schaltet man seine Stereo-Anlage befriedigt und mit dem Gedanken ab, eine gute Aufnahme einer liebenswerten und gut dargebotenen heiteren Oper genossen zu haben.

Electrola STE 91 265/67 (Stereo)

Dvorák, Streichquartett C-Dur op. 61; Wolf, Italienische Serenade

Juilliard-Streichquartett

Im C-Dur-Streichquartett stehen die sonst für viele Kompositionen Dvoráks typischen national-sla-

wischen Ausdruckselemente nicht im Vordergrund. Es wirkt deshalb unperzönlicher, zeigt aber nach musikalischer Form und Inhalt den Meister auf dem Höhepunkt seiner kompositorischen Schaffenskraft. Voller Spannung ist der 1. Satz mit dem ihn melodisch und rhythmisch beherrschenden Hauptthema, voller Gesang und ernster Empfindung ist das Poco adagio e molto cantabile des 2. Satzes. Im Scherzo mit dem zarten Trio bricht aber wieder die Lebensfreude durch, um das Werk im Finale dann mit slawisch-volkstümlichen Melodien ausklingen zu lassen.

Die „Italienische Serenade“ hört man meist in der Fassung für Streichorchester. Das fünf Jahre zuvor entstandene Original für Streichquartett bringt aber das Serenadenhafte und Intime dieses Werkes noch sehr viel schöner zum Ausdruck.

Das Juilliard-Quartett spielt beide Werke in einer guten Interpretation, die nicht zuletzt dem guten Zusammenspiel dieses Streicher-Ensembles zu verdanken ist, das in dieser Stereo-Aufnahme gut zur Wiedergabe kommt. Jedes Instrument sieht klar für sich da, und doch vereinigen sich alle zu einem einheitlichen musikalischen Ganzen, das auch bei großer Basisbreite kein Loch in der Mitte hörbar werden läßt.

RCA LSC-2524-B (Stereo)

D 01764/596



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

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

Kleinautsprecher

mit Korbdurchmesser bis 105 mm

Rundlautsprecher

mit Korbdurchmesser von 105 bis 192 mm

Ovallausprecher

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

Hochleistungslautsprecher

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



VALVO GMBH HAMBURG 1



P. ALTMANN

Grundsaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 13, S. 487

3.4.3 Transistor-RC-Tangenerator

103

Wenn Transistor-RC-Tangeneratoren sicher schwingen sollen, verwendet man zweckmäßigerweise zwei Transistoren. Bild 32 zeigt eine erprobte Schaltung, die sich ebenfalls mit wenigen Mitteln aufbauen läßt. R1 und R7 sind die Collector-Arbeitswiderstände. In den Emittierkreisen liegen die Schutzwiderstände R2, R3 beziehungsweise R6. Diese Widerstände bewirken eine erhebliche Gegenkopplung, so daß man eine NF-Spannung mit kleinem Klirrfaktor erhält. Wie man sieht, ist T1 über C1 mit der Basis von T2 gekoppelt. An den Collectorwiderstand R7 von T2 ist ein Netzwerk aus Widerständen und Kondensatoren angeschlossen

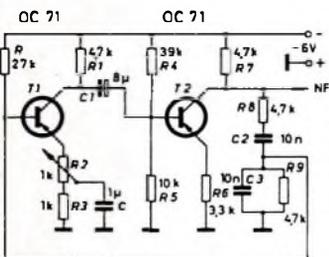


Bild 32. Transistor-RC-Generator

(R8, C2, C3, R9), durch das sich für eine bestimmte Frequenz die erforderliche Rückkopplung ergibt. Die an R9 abfallende Spannung wird direkt auf die Basis von T1 zurückübertragen, und dadurch ist die Schwingfähigkeit der Schaltung gegeben. Man erhält mit der im Bild 32 angegebenen Dimensionierung einen ziemlich hohen Ton von einigen Kilohertz. Die Tonfrequenz läßt sich beispielsweise am Collector des zweiten Transistors auskoppeln. Die Frequenz wird vor allem durch R8, C3 und R9 bestimmt, denn nur bei dieser Frequenz liefert das Netzwerk eine Rückkopplungsspannung mit der richtigen Phasenlage. Mit dem Regelwiderstand R2, dessen Schleifer über C an Masse führt, kann man die Verzerrungen auf ein Minimum bringen. Wie man sieht, ist in dieser Schaltung überhaupt kein Schwingkreis vorhanden.

3.4.4 Ein Röhren-RC-Tangenerator

Von dieser Schaltung geben wir im Bild 33 nur die Prinzipschaltung an, da die praktische Verwirklichung etwas schwierig ist. Man erkennt auch hier wieder ein RC-Netzwerk, das aus C1, C2, C3, R2, R3 und R4 besteht. R1 ist der Anodenwiderstand. Das Netzwerk bewirkt zwischen Anode und Gitter die notwendige Phasendrehung, so daß sich eine Schwingung im Tonfrequenzbereich ausbilden kann, deren Frequenz vor

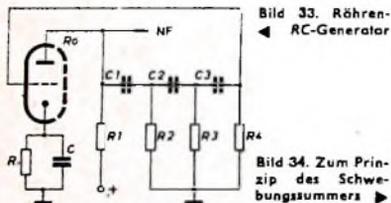


Bild 33. Röhren-RC-Generator

allein von den Werten der Kondensatoren und Widerstände abhängt. R dient lediglich zur Erzeugung der Gittervorspannung. Läßt man C fort, so wird zwar die Ausgangsspannung niedriger, die Verzerrungen gehen jedoch stark zurück.

3.4.5 Schwingungsgeneratoren mit Röhren

Die sogenannten Schwingungsgeneratoren sind für die Erzeugung von Tonfrequenzen sehr bekanntgeworden, weil man damit das gesamte Niederfrequenzband lückenlos und kontinuierlich erfassen kann. Das Prinzip eines Schwingungsgenerators ist im Bild 34 angedeutet. Man benötigt zwei Hochfrequenzsender S1 und S2, die den im Abschnitt 4.3.

besprochenen Schaltungen entsprechen. Die Spannungen der beiden Sender werden einer Mischstufe M zugeführt, deren Prinzip wir ebenfalls bereits kennen. In dieser Mischstufe entsteht nun die Differenzfrequenz der beiden Hochfrequenzschwingungen, und wenn man die beiden Hochfrequenzen so wählt, daß die Differenzfrequenz in den Tonfrequenzbereich fällt, liefert die Mischstufe unmittelbar die erwünschte Tonfrequenz. Die Ausgangsspannung der Mischstufe enthält außer der Differenzfrequenz noch die Summenfrequenz der beiden Hochfrequenzen, die Hochfrequenzen selbst und deren Oberwellen. Obwohl diese Frequenzen erheblich höher sind als die erwünschte Tonfrequenz, können sie doch unter Umständen stören. Daher werden sie mit dem Tieflpaß T ausgefiltert. Wie man sieht, ist der Aufwand für diese Schaltung verhältnismäßig hoch. Nehmen wir einmal an, der Sender S2 schwinde auf einer Frequenz von 100 kHz und die Frequenz des Senders S1 lasse sich mit einem Drehkondensator zwischen 100 und 120 kHz ändern. Das ist ohne weiteres möglich. Dann entstehen in der Mischstufe die Frequenzen zwischen 0 und 20 kHz, was dem vollständigen Tonfrequenzbereich entspricht. Mit dem Drehkondensator in S1 kann man also kontinuierlich jede beliebige Tonfrequenz einstellen. Wichtig ist nur, besonders bei tiefen Frequenzen, daß die beiden Sender in der Mischstufe nicht zu stark miteinander verknüpft sind, weil sie sich sonst bei kleinen Frequenzunterschieden gegenseitig „mitnehmen“. Darunter versteht man die Erscheinung, daß der eine Sender dem anderen seine Frequenz aufdrückt. Dann haben beide die gleiche Frequenz, und die Differenzfrequenz ist Null.

Da der Aufwand erheblich ist, wollen wir eine Schaltung nach Bild 34 nicht aufbauen. Wir können uns aber sehr einfach von der Wirkungsweise eines Schwebungsummers dadurch ein Bild machen, daß wir mit einem Rückkopplungsempfänger, bei dem die Rückkopplung so stark angezogen ist, daß Schwingungen entstehen, einmal einen Sender empfangen (dazu sollte aber nur eine sehr kurze Antenne verwendet werden, um beobachtbare Rundfunkhörer nicht zu stören). Dieser Vorgang wurde bereits bei der Erklärung des Superprinzips beschrieben, und wir können ihn auch hier zur Veranschaulichung des Schwebungsgenerators verwenden. Drehen wir den Abstimmkondensator so, daß wir uns der Frequenz des Rundfunksenders mehr und mehr nähern, so hören wir zunächst einen hohen Ton, der immer tiefer wird und schließlich verschwindet. Damit haben wir bereits einen Schwebungsgenerator nachgebildet, denn die Frequenz des Rundfunksenders stellt beispielsweise die Frequenz des Senders S2 im Bild 34 dar, während die Frequenz des Rückkopplungsaudions der von S1 entspricht. Die Mischung (Mischstufe M im Bild 34) erfolgt hier im Demodulator des Empfängers, und die sich ergebende Schwebungsfrequenz, nämlich den Pfeifton, hören wir im Kopfhörer.

3.5. Generatoren für verzerrte Schwingungen

Einige grundsätzliche Hinweise zu diesem Thema wurden bereits im Abschnitt 3.1.4 gegeben. Außerdem lernten wir schon im Abschnitt 4.2. des ersten Teils dieser Beitragsreihe (Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik) einen einfachen Generator für verzerrte Schwingungen, einen Kippgenerator, kennen. Die dort beschriebene Schaltung ist typisch für die Verwendung nur eines einzigen Energiespeichers, nämlich eines Kondensators, der von einer Gleichspannung aufgeladen wird und sich beim Überschreiten der Zündspannung der angeschlossenen Glimmlampe plötzlich entlädt. Anschließend erfolgt dann eine neue Aufladung. Die Frequenz dieser Kippschwingungen hängt hauptsächlich von der Zeitkonstante ab, die durch den Kondensator und den Ladewiderstand gebildet wird.

Wir wollen im folgenden nur die beiden wichtigsten Schaltungen zur Erzeugung verzerrter Schwingungen kennenlernen, nämlich den Sperrschwinger und den Multivibrator. Sie können mit Röhren, aber auch mit Transistoren ausgeführt werden.

3.5.1 Sperrschwinger mit Röhre

Diese Schaltung beruht wieder auf dem Prinzip der Rückkopplung. Im Bild 35 ist der Röhren-Sperrschwinger dargestellt. Er besteht aus der Röhre, dem Übertrager Ü und dem RC-Glied R, C. Die hochohmige Wicklung von Ü liegt jetzt am Gitter, die niederohmige an der Anode. Dadurch ergibt sich eine besonders starke Rückkopplung, denn bei jeder Anodenstromänderung wird in der Gitterwicklung eine sehr hohe Spannung induziert. Schaltet man die Anodenspannung ein, so fließt zunächst ein hoher Anodenstrom, weil das Gitter praktisch kalodenpotential hat. Dieser Anodenstromanstieg induziert in der Gitterwicklung eine hohe Spannung, und der Übertrager beginnt kurzzeitig auf seiner Eigenfrequenz zu schwingen. Dabei fließt ein sehr starker Gitterstrom, der den Kondensator C mit der angegebenen Polarität auflädt. Die Spannung am Kondensator wächst schnell so weit an, daß die Sperr-

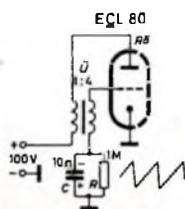


Bild 35. Röhren-Sperrschwinger

spannung der Röhre erreicht wird, bei der kein Anodenstrom mehr fließen kann. Der Anodenstrom fällt also auf Null ab, die Schwingung hört auf, und jetzt kann sich C über R langsam entladen. Wie der im Bild 35 eingetragene Spannungsverlauf zeigt, ergibt sich an dem RC-Glied eine sägezahnförmige Spannung. Wir erhalten also eine Kippschwingung, wie wir sie schon von dem Glühlampengenerator her kennen. Die Frequenz dieser Kippschwingung hängt einerseits von der Zeitkonstante $R \cdot C$ und andererseits von der negativen Sperrspannung der Röhre ab. Je höher diese ist, um so weiter kann sich C negativ aufladen, um so größer wird die Kippamplitude und um so länger dauert die Entladung des Kondensators, so daß sich die Frequenz erniedrigt. Je größer ferner die Zeitkonstante ist, um so niedriger ist die Frequenz. Wir können das Vorhandensein der Kippschwingung dadurch feststellen, daß wir über einen kleinen Kondensator (etwa 1 nF) den Kopfhörer an das RC-Glied anschließen. Der Kondensator muß klein gegenüber C sein, weil sonst der Verlauf der Kippschwingung gestört wird.

Auch hier ist die richtige Polung der Übertragerwicklungen wichtig. Kommt keine Schwingung zustande, so muß man eine Wicklung umpolen. Das Einsetzen der Schwingungen erkennt man außerdem an

einem starken Rückgang des Anodenstroms, weil der Gitterstrom eine starke negative Vorspannung des Gitters zur Folge hat. Darüber haben wir bereits bei früheren Schaltungen gesprochen.

Man kann versuchsweise einmal für C kleinere oder auch größere Werte wählen. Im ersten Fall wird der Pfeifton immer höher, während er im zweiten Fall tiefer wird. Bei sehr großen Kondensatoren ergibt sich ein knackendes und prasselndes Geräusch. Übrigens hat auch die Anodenspannung einen Einfluß auf die Kippfrequenz. Mit einem Oszillografen kann man eine solche Schaltung natürlich viel besser untersuchen als nur mit dem Kopfhörer.

Sperrschwinger verwendet man für viele Zwecke, beispielsweise im Fernempfänger zur Erzeugung der Vertikalfrequenz. In der Elektronik unter anderem als Frequenzteiler usw. Der Sperrschwinger ist eine typische Grundschialtung für Generatoren, die verzerrte Schwingungsformen abgeben. Es sei noch erwähnt, daß man der Schaltung auch Spannungen mit anderer Kurvenform entnehmen kann. Zum Beispiel erhält man an der Anode kurzzeitige Impulse, während direkt am Gitter die Überlagerung der Impulsspannung mit der Sägezahnspannung auftritt. Die Frequenzstabilität eines Sperrschwingers ist nicht sehr groß, weil

Lavalier-Mikrofon MD 212 ein Umhängemikrofon, das natürlich klingt



natürliche Größe

Was soll das heißen? — Ein Mikrofon, das scheint doch selbstverständlich, hat doch für naturgetreue Aufnahmen zu sorgen — Stimmt! Aber haben Sie sich schon einmal Gedanken darüber gemacht, wie das bei einem Umhängemikrofon geschehen soll, das akustisch vollkommen "vorschriftswidrig" getragen werden muß? — Hier nur 2 Beispiele für Schwierigkeiten, die es zu überwinden galt:

Problem 1

Ein Umhängemikrofon kann der Sängerin nicht mit der Einsprache vor den Mund gehängt werden (das sähe aus wie ein Mauikorb). Lavalier-Mikrofone hängen meistens vor der Brust. Das hat aber, verwendet man eine normale Mikrofonkapsel, den entscheidenden Nachteil, daß die hohen Frequenzen nicht recht zur Geltung kommen, weil sie das Mikrofon nur seitlich streifen.

Problem 2

Weiterhin, durch die Trageweise bedingt, besteht die Gefahr der ständigen Reibung des Mikrofongehäuses und der Schnur an der Kleidung des Künstlers. Diese mechanisch hervorgerufenen Geräusche können selbst den schönsten Gesang vergällen.

Abhilfe

Jede Aufnahme, wie nebenan beschrieben, klingt dumpf. Ein Nachteil, den Umhängemikrofone früher allgemein hatten. — Nach langwierigen Versuchen haben wir dem MD 212 durch spezielle Maßnahmen einen derart günstig verlaufenden Frequenzgang gegeben, daß unser Lavalier-Mikrofon gerade dann natürlich klingt, wenn es in der akustisch fast unmöglichen Lage vor der Brust hängt.

Abhilfe

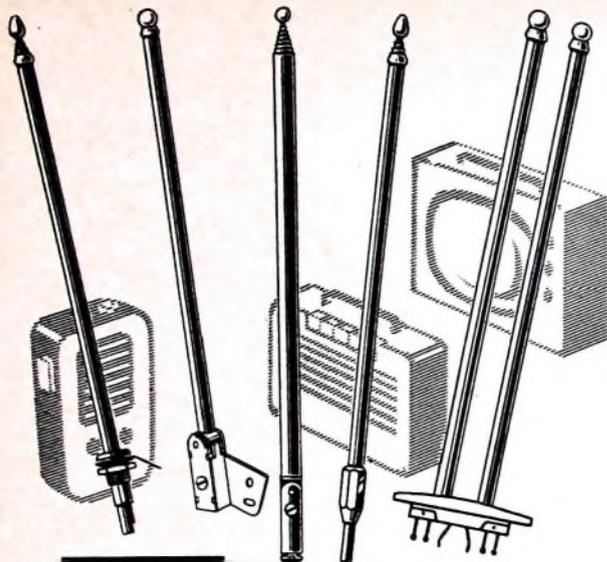
Unser Umhängemikrofon MD 212 erhielt 2 Gehäuse — ein inneres, das die hochwertige dynamische Kapsel birgt, und ein äußeres, in dem das innere Gehäuse ledernd aufgehängt ist. Dadurch haben wir die Gefahr von Berührungsgerauschen gebannt.

Erfolg

Das Sennheiser-Lavalier-Mikrofon MD 212 ist ein Umhängemikrofon, das wirklich natürlich klingt.

SENNHEISER
electronic
3002 Bissendorf/Hann.

Übertragungsbereich	60 Hz (-9 dB) bis 15 kHz (-4 dB)
Frequenzgang	speziell für Umhängemikrofon
Empfindlichkeit bei 1000 Hz	0,1 mV/µbar



ROKA

TELESKOP-ANTENNEN

für tragbare Kofferradios — Fernsehempfänger und Sprechfunkgeräte

- zuverlässige Konstruktion
- hervorragende Kontaktgabe
- seit Jahren im In- und Ausland bewährt

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

BERU



FUNK-ENTSTÖR-SÄTZE

FÜR
AUTO-RADIO
UND
AUTO-KOFFER-
GERÄTE
FÜR ALLE
KRAFTFAHR-
ZEUG-TYPEN

**Griffbereit
für jede Fahrzeugtype**

finden Sie sorgfältig zusammengestellte alle Entstörmittel, die Sie für die Entstörung eines bestimmten Fahrzeuges brauchen. Das ist bequem und erhebt Sie aller Bestallsorgen Nützen Sie diesen Vorteil, verlangen Sie die ausführliche Sanderschrift 433 ES.

BERU

VERKAUFS-GMBH

714 · LUDWIGSBURG

Postfach 51 · Ruf 07141 — 5243/44

die Frequenz nicht ausschließlich von C und R, sondern auch von der Betriebsspannung abhängt. Schwankt die Betriebsspannung, so schwankt auch die Frequenz

3.5.2. Sperrschwinger mit Transistor

Die Transistor-Sperrschwingerschaltung (Bild 36) unterscheidet sich äußerlich nicht von der entsprechenden Röhrenschaltung. Hier liegt die niederohmige Wicklung des Übertragers Ü im Basiskreis, die hochohmige im Collectorkreis des Transistors. In Reihe mit der niederohmigen Wicklung ist wieder ein RC-Glied geschaltet, dessen unteres Ende über den großen Kondensator C 1 mit dem Schaltungsnulldpunkt (Masse) verbunden ist. Wir müssen nämlich der Basis über R eine Vorspannung geben, damit die Schaltung anschwingt. Hierfür ist zusätzlich der Widerstand R 1 vorhanden. Man könnte übrigens auch einfach das untere Ende des RC-Gliedes mit dem negativen Pol der Spannungsquelle verbinden.

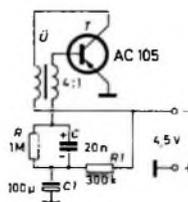


Bild 36. Transistor-Sperrschwinger

Beim Einschalten fließt zunächst ein gewisser Basisstrom, da die Vorspannung wirksam ist. Das hat einen ansteigenden Collectorstrom zur Folge, und dieser Anstieg induziert in der Basiswicklung eine Spannung mit einer negativen Spitze, die einen noch stärkeren Basisstrom hervorruft, der C mit der angegebenen Polarität auflädt. Bei genügend hoher positiver Basisspannung wird der Transistor gesperrt, jetzt kann sich (wie bei der Röhrenschaltung) C über R langsam entladen, bis die Basis wieder so negativ ist, daß Basis- und Collectorstrom zu fließen beginnen und sich der Vorgang wiederholt. Wir erhalten an dem RC-Glied also ebenfalls eine Kippschwingung. Ihre Frequenz hängt aber zusätzlich nach von den Eigenschaften des Transistors ab. Durch Verändern der Zeitkonstante R · C kann man die Frequenz weitgehend variieren, was sich leicht durch Auswechseln des Kondensators C prüfen läßt.

Sperrschwingerschaltungen mit Transistoren arbeiten natürlich wirtschaftlicher als Röhrenschaltungen, weil die Heizleistung wegfällt und nur eine niedrige Spannung zum Betrieb erforderlich ist. Deshalb hat sich der Transistor-Sperrschwinger sehr schnell durchgesetzt.

3.5.3. Multivibrator mit Transistoren

Der Multivibrator ist zwar seit etwa einem halben Jahrhundert bekannt, hat aber erst im letzten Jahrzehnt größere praktische Anwendung gefunden. Er stellt ebenfalls eine Rückkopplungsschaltung dar, wobei man jedoch nicht von Spulen, sondern vorzugsweise von Kondensatoren in Verbindung mit Widerständen Gebrauch macht. Bild 37 zeigt eine typische Multivibrator-Grundschialtung mit Transistoren. Wie man sieht, ist jeweils die Basis des einen Transistors über einen Kondensator und ein RC-Glied mit dem Collector des anderen Transistors verbunden. So steht die Basis von T 1 über die Parallelschaltung von R 1 und C 1 und den Kondensator C 2 mit dem Collector von T 2 in Verbindung, und die Basis von T 2 ist über R 5, C 3 sowie C mit dem Collector von T 1 verbunden. Die Widerstände R 1, R 5, R 2, R 4 und R 3 dienen vorzugsweise zur Einstellung der richtigen Basisvorspannung der Transistoren.

Es hängt vom Zufall ab, welcher der beiden Transistoren beim Einschalten zuerst leitet. Wir nehmen an, es sei T 1. Dann fließt ein Collectorstrom, der den Collector von T 1 ziemlich positiv macht. Infolgedessen fließt nun Ladestrom durch C, der dazu führt, daß die Basis von T 2 positiver und dieser Transistor daher gesperrt wird. Der Collector von T 2 wird dadurch negativ, und dieser negative Spannungssprung gelangt über C 2 und C 1 zur Basis von T 1, so daß dieser Transistor sehr schnell voll leitend wird. Der Vorgang ist jetzt beendet, und die Ströme im ersten Transistor sind stabil. Nun kann sich die Ladung von C langsam über R 2 und R 3 ausgleichen, und dadurch wird allmählich die Basis von T 2 etwas negativer. Dieser Transistor beginnt daher Strom zu führen, sein Collector wird positiver, und dieser positive Spannungsanstieg überträgt sich über C 2 und C 1 auf die Basis von T 1. Das führt zu einem Stromabfall bei T 1, so daß dessen Collector negativer wird. Diese Änderung gelangt über C und C 3 zur Basis von T 2, so daß jetzt T 2 schnell voll geöffnet, T 1 dagegen ebenso schnell gesperrt wird. Nunmehr ist der zweite stabile Zustand erreicht, und C 2 kann sich über R 4 und R 3 umladen. Dadurch wird die Basis von T 1 langsam wieder negativer, so daß dieser Transistor erneut Strom zu führen beginnt; der Vorgang wiederholt sich.

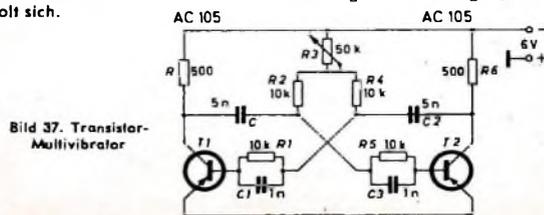


Bild 37. Transistor-Multivibrator

Aus der vorstehenden Beschreibung ergibt sich, daß die Frequenz der entstehenden Schwingung, die nahezu rechteckförmig ist und an den Collectoren der Transistoren abgenommen werden kann, vorzugsweise von den Zeitkonstanten $C \cdot (R_1 + R_2)$ und $C_1 \cdot (R_4 + R_3)$ abhängt. Wenn beide Zeitkonstanten gleich groß sind und auch sonst die Schaltung symmetrisch aufgebaut ist, haben die Rechtecke die gleiche Breite. Wählt man dagegen ungleiche Zeitkonstanten, so sind auch die Sperr- und Öffnungszeiten der Transistoren ungleich, und die Rechteckspannung ist unsymmetrisch. Bei stark unterschiedlichen Zeitkonstanten erhält man dann am Collector des einen Transistors negative, am Collector des anderen positive Impulse. Dieser Generator liefert also nicht wie der Sperrschwinger eine Sägezahnsschwingung, sondern eine Rechteckschwingung oder — je nach Wahl der Zeitkonstanten — eine Impulsspannung, wie man sie zum Beispiel beim Fernsehen benötigt. An den Basisanschlüssen der Transistoren entstehen dagegen sägezahnförmige Spannungen, weil sich dort die allmähliche Umladung der Kondensatoren auswirkt.

Mit dem Widerstand R_3 kann man die Frequenz der Schwingung innerhalb gewisser Grenzen verändern. Auch diese Schaltung ist natürlich mit dem Oszillografen wesentlich besser als mit einfachen Hilfsmitteln, zum Beispiel mit dem Kopfhörer, zu untersuchen. Den Kopfhörer kann man über einen kleinen Kondensator an einen Collectoranschluß ankoppeln.

Ein Kennzeichen jeder verzerrten Schwingung ist der große Gehalt an Oberwellen. Die Periode der Rechteckschwingung entspricht der Grundfrequenz, und neben dieser treten Oberwellen bis zu sehr hohen Ordnungszahlen auf. Deshalb verwendet man solche Generatoren gern beim Abgleich von Rundfunkempfängern, weil man mit den Oberwellen auch bei niedriger Grundfrequenz nach das Rundfunkband bestreichen kann. Diese Abgleich-Multivibratoren haben bei Verwendung von Transistoren sehr kleine Abmessungen.

Die Frequenzstabilität von Multivibratoren ist nicht sehr gut, da die Frequenz ähnlich wie beim Sperrschwinger weitgehend von der Betriebsspannung und sonstigen Einflüssen abhängt. Es gibt verschiedene Mittel, um die Multivibratorfrequenz zu stabilisieren, und davon wird zum Beispiel in der Fernsehtechnik ausgiebig Gebrauch gemacht. In diesem Zusammenhang sei auf die fernsehtechnische Spezialliteratur verwiesen.

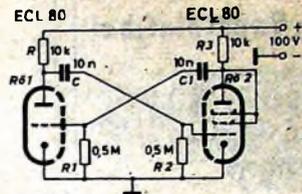
Bei der Schaltung nach Bild 37 sollte man sich die Mühe machen, durch Auswechseln der Einzelteile deren Einfluß auf die Höhe der Kippfrequenz zu studieren. Man bekommt dann ein gutes Gefühl für die Wirkung der Schaltung.

3.5.4. Multivibrator mit Röhren

Die Röhren-Multivibratoranschaltung ist besonders einfach (Bild 38) und daher leicht aufzubauen. Auch bei dieser Schaltung ist die gegenseitige Kopplung der Röhren über Kondensatoren typisch. So ist das Gitter von R_1 über C_1 mit der Anode von R_2 , das Gitter von R_2 über C_2 mit der Anode von R_1 verbunden. Eine besondere Gittervorspannung benötigen die Röhren nicht, so daß man die Gitterableitwiderstände R_1 und R_2 unmittelbar mit der Katode verbinden kann.

Auch hier hängt es vom Zufall ab, welche der beiden Röhren nach dem Einschalten zuerst zu leiten beginnt. Es möge R_1 sein. Dann wird ihre Anode schnell negativer, und dieser Spannungssprung überträgt sich über C_1 auf das Gitter von R_2 , so daß diese Röhre vollständig gesperrt und ihre Anode positiv wird. Dieser positive Sprung gelangt über C_2 zum Gitter von R_1 . Ist R_1 vollkommen durchgesteuert, so ist R_2 gesperrt, und wir haben den ersten stabilen Zustand. Jetzt kann sich C_2 über R_2 entladen. Hat die dabei an R_2 abfallende Spannung den Sperrspannungswert von R_2 erreicht, so beginnt sie Strom zu führen, und ihre

Bild 38. Röhren-Multivibrator



Anode wird negativer. Dieser Spannungssprung gelangt über C_1 zum Gitter von R_2 , so daß deren Anodenstrom fällt. Infolgedessen wird ihre Anodenspannung positiver, und die Spannungsänderung überträgt sich über C_2 auf das Gitter von R_1 . Dadurch gelangt R_1 sehr schnell in den vollkommen geöffneten Zustand, während R_2 durch den negativen Spannungssprung an der Anode von R_2 gesperrt wird. Damit ist der zweite stabile Zustand erreicht, und es dauert einige Zeit, bis sich C_1 über R_1 so weit entladen hat, daß R_2 wieder Strom führen kann.

Ebenso wie beim Transistor-Multivibrator kann man an den Anoden der Röhren annähernd rechteckförmige Spannungen abnehmen. Die Rechtecke sind symmetrisch, wenn die Zeitkonstanten $C \cdot R_1$ und $C_2 \cdot R_2$ denselben Wert haben. Macht man die Zeitkonstanten unterschiedlich groß, so werden die Rechtecke unsymmetrisch, und ebenso wie beim Transistor-Multivibrator erhält man im Extremfall an den Anoden der Röhre scharfe negative oder positive Impulse. Die Grundfrequenz der Schwingung hängt vorzugsweise von $C \cdot R_1$ und $C_2 \cdot R_2$ ab. Auch die Daten der Röhren, besonders ihre Sperrspannungen und die Höhe der Speisespannung haben einen gewissen Einfluß auf die Frequenz. Man kann das im Versuch leicht feststellen, wenn man die Spannungen ändert oder die Röhrensysteme vertauscht. Im Bild 38 wurde das Pentodensystem der ECL 80 als Triode geschaltet. Selbstverständlich kann man einen Röhren-Multivibrator aber auch mit anderen Röhren aufbauen.

Das Schwingen des Multivibrators kann man durch Messen der Anodenströme oder mit dem über einen Kondensator an eine Anode angekoppelten Kopfhörer feststellen. Interessant ist übrigens ein Vergleich der beiden Anodengleichströme. Haben wir gleiche Zeitkonstanten und ist die Schaltung auch sonst symmetrisch aufgebaut, so sind diese Ströme gleich hoch. Bei ungleichen Zeitkonstanten ist der Anodenstrom derjenigen Röhre niedriger, die die längere Zeit gesperrt ist.

Während wir an den Anoden rechteckförmige Schwingungen feststellen, lassen sich an den Gittern sägezahnförmige Spannungen nachweisen, weil dort die langsame Umladung der Kondensatoren wirksam ist. Hat man einen Oszillografen, so kann man die Vorgänge am Multivibrator sehr bequem untersuchen. Aberschon durch das Messen der Gleichströme und das Abhören der Schwingung mit dem Kopfhörer sind wertvolle Rückschlüsse möglich.

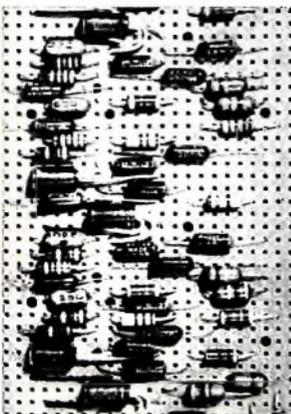
Wir haben nun die wichtigsten elektronischen Generatoren in Versuchen kennen gelernt und besprechen im jetzt folgenden letzten Abschnitt dieser Beitragsreihe einige fundamentale elektronische Grundschaltungen, die uns in elektronischen Einrichtungen immer wieder begegnen. Es handelt sich natürlich nur um eine kleine Auswahl von Schaltungen, die man bei geringstem Aufwand leicht aufbauen und ausprobieren kann.

(Fortsetzung folgt!)

Berichtigung

Geister-Geometrie. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 12, S. 437—439. Auf Seite 438 muß es in der letzten Zeile der dritten Spalte richtig heißen: „aus Gl. (5) ...“ (an Stelle „aus Gl. (2) ...“).

Hi-Fi-Plattenspieler „AG 2030“. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 12, S. 434—436. Auf Seite 436, 2. Spalte, 14. Zeile, muß es an Stelle „des Plattentellers“ richtig „des Plattentellers“ heißen.



Das Grundelement des VEROBOARD-Verdrahtungssystems ist eine mit parallelen Kupferstreifen und einem gleichmäßigen Lochraster versehene Hartpapierplatte. Die zu schaltenden Bauteile werden nach einem vorher festgelegten Lageplan in die Löcher eingesteckt und auf der Gegenseite mit den bereits mit Flußmittel versehenen Leiterbahnen verlötet. Das VEROBOARD-System schließt eine Lücke zwischen der altgebräuchlichen Chassisbauweise und der Technik der gedruckten Schaltung. Anwendung findet es bei Entwicklungsarbeiten und der Fertigung von kleinen und mittleren Serien.

60 verschiedene Plattenformen und viele Zubehörtteile preisgünstig bei postwendender Auslieferung ab Lager Bremen.

Prospekte und Preislisten von unserer Abt. 9 F
VERO ELECTRONICS LTD.

Deutsche Zweigniederlassung
28 Bremen 1, Dobbanweg 7, Telefon (04 21) 30 33 69



VER-
DRAHTUNGS-
SYSTEM

RIM - Bausteinfolie



jetzt lieferbar!

Eine interessante Sammlung (DIN A 4) modernster Schaltungsvorschläge zum Selbstbau von HF-, NF- und Elektronikgeräten. Inhalt: Beschreibungen mit Bild, Schaltungsplänen u. Stücklisten. Aufgebaut auf bewährten Götter- und RIM-Schaltungsbausteinen. Schutzgebühr DM 2,- bei Vorlage in Briefmarken oder auf Postscheck-Kto. München 137 53.

8 München 15, Bayerstr. 25
am Hbf. - Abteilung F. 2.

RADIO-RIM

Zettelwirtschaft, Bankrott bedingt
Magler-Kasse Ordnung bringt!



607 180 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRUNN

Wir suchen für Aufgaben in der Qualitätskontrolle unseres Bereichs Fernsehen einen

HF-Ingenieur

Alter: 25 bis 35 Jahre.

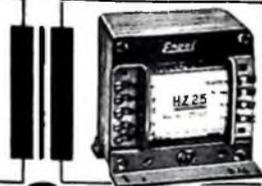
Für diese Arbeit werden Erfahrungen und Kenntnisse in der Entwicklung, Fertigung und Prüfung von Fernsehgeräten, speziell aus der Sicht der statistischen Qualitätskontrolle, Organisationstalent, Initiative und Verhandlungsgeschick erwartet.

Wir bieten leistungsgerechte Bezahlung, Chancen der beruflichen Weiterbildung, 5-Tage-Woche, Werksküche, gute soziale Leistungen, Hilfe bei der Wohnraumbeschaffung.

Bitte, richten Sie Ihre Bewerbungen mit den erforderlichen Unterlagen an

NORDMENDE

Norddeutsche Mende Rundfunk KG
28 Bremen 2, Funkschneise 7
Postfach 8360



**Rundfunk-
Transformatoren**

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein

METALLGEHÄUSE

für
Industrie
und
Bastler

PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA - CLAUSTR. 4-6



Für den Verkaufsbezirk Nordrhein-Westfalen
unseres Kölner Verkaufsbüros suchen wir
als Mitarbeiter im Angestelltenverhältnis

Reisevertreter

zum Vertrieb unserer Kraftfahrzeug-, Funk-
und Hand-Sprechfunk-Geräte. Mehrjährige
praktische Tätigkeit auf dem Gebiet der
Hochfrequenztechnik ist für diesen Posten
Voraussetzung

Bewerber sollen auch über ausreichende Erfahrung im Außendienst verfügen.

Wir bieten Festgehalt und Umsatzprovision
sowie Tagegelder.

Schriftliche Bewerbungen erbeten an:

ROBERT BOSCH ELEKTRONIK GMBH

Personalabteilung

1 Berlin 33, Forckenbeckstraße 9/13

PHILIPS

Für unseren modern eingerichteten Rundfunk-,
Fernseh-, Phono- und Tonbandgeräte-Repa-
raturbetrieb Stuttgart, Rothenbergstraße 20,
suchen wir

Rundfunk-Techniker Fernseh-Techniker Phono-Tonband-Techniker

mit Reparaturpraxis.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen
erbeten an



DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Filialbüro Stuttgart
7 Stuttgart 1, Postfach 945



**Elektronik
im Dienste der Medizin
in aller Welt**

Junge, begeisterungsfähige **Elektromechaniker
Rundfunkmechaniker
Elektroniktechniker**
auch **Funkamateure**
aus anderen gewerblichen Berufen
der metallverarbeitenden Industrie

möchten wir – im Anschluß an eine gründliche Ausbildung – im Rahmen unseres Außendienstes mit der Montage und Wartung komplizierter elektromedizinischer Anlagen in Kliniken betrauen.

Wir bieten echte Chancen der beruflichen Weiterbildung, leistungsgerechte Entlohnung und gute soziale Leistungen. Bei Eignung auch Einsatz im Ausland.

Bitte richten Sie Ihre Bewerbung mit Lichtbild, Lebenslauf und Zeugnisabschriften an

SIEMENS-REINIGER-WERKE AG

Personalabteilung für Angestellte 8520 Erlangen Luitpoldstraße 45/47

Verkäufe

Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Helnz Lange

1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

Kaufgesuche

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

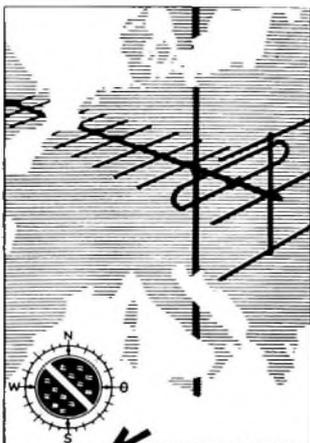
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin - Borsigwald e.
Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Tel.: Sammel-Nr. (03 11) 49 23 31.
Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 Fachverlage bin.
Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvert.: Albert Jönicke, Techn. Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin.
Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. – Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Platz 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1-84 509

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

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



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 zugestellt.

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



...Überall

Transistor-Antennenverstärker
für Fernspeisung
B I od. B III DM 54,- br.
B IV DM 96,- br.

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

Neutraler-UHF-Verstärker
kpl. m. Netzteil DM 155,- br.
Frequenzumsetzer
ab DM 210,- br.
Koaxialkabel
100 m DM 40,- netto
Filter alle Ausführungen

Siehe Angebot anfordern

Dr. Th. DUMKE KG · RHEYDT
Postfach 73



VARTA PERTRIX

Immer mehr elektrisch angetriebene Geräte können unabhängig von der Steckdose benutzt werden. VARTA PERTRIX fördert diese Entwicklung durch spezielle Batterie-Konstruktionen für die einzelnen Anwendungsgebiete. Um den Mitarbeitern Ihres Fachgeschäftes die Kundenberatung und das Verkaufsgespräch zu erleichtern, veröffentlichen wir eine Folge allgemeinverständlicher, wichtiger technischer Informationen.

1

Informationen für das Verkaufsgespräch heute:



Der klassische Batterie-Aufbau,

seit Jahrzehnten erprobt und bewährt. Klassisch aufgebaute Batterien sind besonders geeignet für langandauernden Betrieb bei abgestimmter Stromentnahme.

Beleuchtungs-Batterie

zu erkennen am blauen Garantiestreifen bei Normalbatterien und an der blauen Abdeckscheibe bei Mono- und Babyzellen.

Geräte-Batterie

zu erkennen am roten Garantiestreifen bei Normalbatterien und roter Abdeckscheibe bei Monozellen.

Die Hauptbestandteile jeder Trockenbatterie sind:

- 1. Negative Elektrode:**
Sie ist ein Zinkbecher, der gleichzeitig als Behälter für die übrigen Bestandteile der Zelle dient.
- 2. Positive Elektrode:**
Sie ist ein Kohlestift, umgeben von einem Preßling (Depolarisator) aus einem Braunstein-, Ruß- und Graphitgemisch.

3. Elektrolyt:

Er ist eine wäßrige, mit Mehl eingedickte Lösung verschiedener Salze.

Wie entsteht nun Strom in der Batterie?

Durch elektrochemische Reaktionen dieser drei Bestandteile entsteht in der Zelle eine Spannung von ca. 1,5 V. Beim Anschließen eines Stromverbrauchers, z. B. einer Glühlampe, wird das bestehende Spannungsgefälle ausgenutzt, es fließt jetzt Strom. Bei Stromentnahme löst sich die negative Zinkelektrode langsam auf (Lösungselektrode). An der positiven Elektrode lagert sich Wasserstoff an; er würde die Stromlieferung unterbrechen, wenn er nicht durch den Sauerstoffüberschuß der Depolarisatormasse zu Wasser umgewandelt würde. Werden höhere Spannungen benötigt, lassen sich beliebig viele Einzelzellen mit je 1,5 V zu einer Batterie hintereinanderschalten.

Ihre Kunden werden jetzt immer öfter VARTA PERTRIX verlangen, denn die Werbung läuft auf vollen Touren.

VARTA PERTRIX — gut fürs Verkaufsgespräch — gut für Ihr Geschäft.

VARTA PERTRIX	Beleuchtung	Transistor Taschenradio Kofferradio	Schnurlose Heimpfänger	Schnurlose Tonbandgeräte	Schnurlose Plattenspieler
Beleuchtungszellen oder Batterien Aufbau klassisch Kennfarbe blau					
Gerätezellen oder Batterien Aufbau klassisch Kennfarbe rot					
Gerätebatterien in Plattenzellen-Aufbau COMPACT, MIKRODYN, PERVOX Kennfarbe rot					
Hochleistungszellen für Geräte Paperlined-Aufbau Kennfarbe orange					
Hochleistungszellen für Motorgeräte SEGMENTA-Aufbau Kennfarbe orange					

Für Ihre Sammelmappe

immer wieder **VARTA** wählen



VPI 1/64 B
10020