

BERLIN

FUNK- TECHNIK

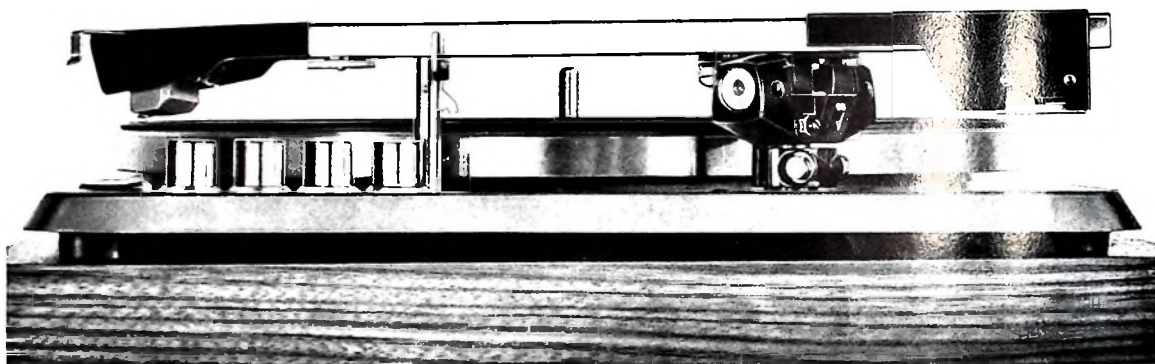
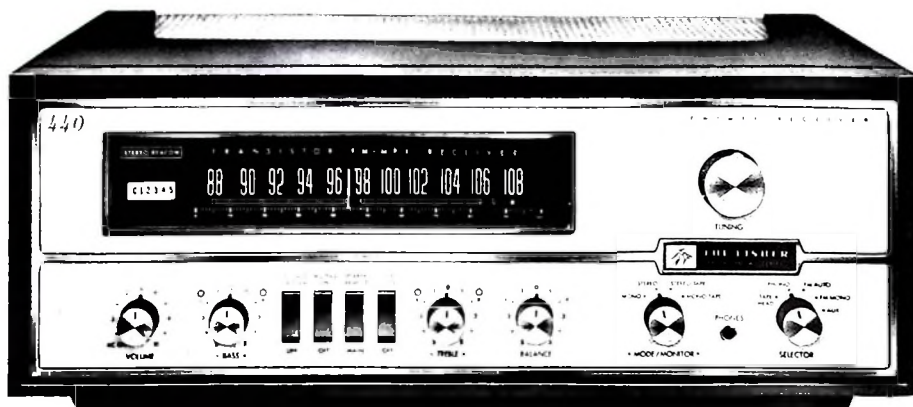
A 3109 D

24

1965 +

2. DEZEMBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



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

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

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

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

ELAC ELECTROACUSTIC GMBH, 2300 KIEL

Für anspruchsvolle Kunden



AUS DEM INHALT

2. DEZEMBERHEFT 1965

gelesen · gehört · gesehen	972
FT meldet	974
Die Internationale Fernmeldeunion tagte in Montreux	977
Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente weiterhin voller Dynamik	978
Persönliches	978
Schaltungseinzelheiten der Autosuper „Touring Special 303“ und „Touring Special 606“	979
Stereo-Decoder des Hi-Fi-Tuners »RT 40«	981
Stereo-Nachrichten	
SFB-Stereo-Sendungen zu Weihnachten	982
Stereo-Verstärker für Kopfhörerbetrieb	982
Rauschsperrung für FM-Empfänger	983
Astronautenbergrung künftg als Fernseh-Live-Übertragung	985
Für den Tonbandamateuer	
14. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme Tonbandgeräte 1965/66 für Netzbetrieb	986
Elektronik-Ingenieur	
Entwurf transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter	987
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	990
Satelliten-Probleme	
ATS: Applications Technology Satellites	991
Satelliten-Fernsehen in der UdSSR	991
„Backöfen“ in Satelliten zum Regenerieren von Solarzellen	991
Für den KW-Amateur	
Sender-Endstufen mit Transistoren	992
Einseitenbandsender-Baustein „HS 1000 A“	996
Rechteckimpuls-Generator »PP 1122« · Arbeitsweise und Anwendungsbeispiele	998
Elektronik	
Der elektronische Druckknopf	1000
Für Werkstatt und Labor	
Transistor-Multivibrator im Tastkopf	1001
FT-Bastel-Ecke	
Stereo-Klangregel-Bausteine	1002
Durch Messen zum Wissen	1003
FT-Zeitschriftendienst	
Aperiodischer Phasendetektor	1005

Unser Titelbild: In der ersten „Quarzzuchtfabrik“ Europas — in den englischen STC-Werken — werden die gezüchteten Quarzkristalle, die an einem Metallrahmen gewachsen sind, nach drei Wochen dem Druckgefäß entnommen. Aufnahme: STC/SEL

Aufnahmen: Verlasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlasser. Seiten 970, 975, 976, 989, 1006 bis 1008 ohne redaktionellen Teil

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

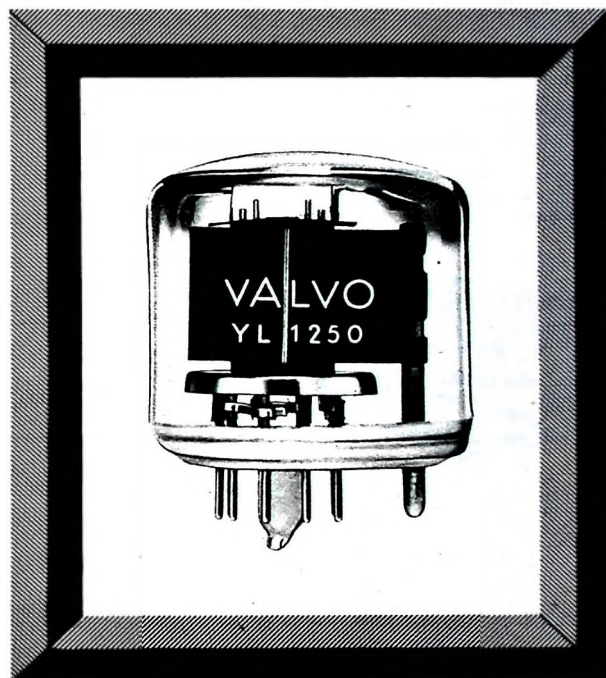
YL 1250 Bündeltetrode

Leistungsfähige UKW-Tetrode für transistorbestückte Sender.

50 W Ausgangsleistung bei einer Steuerleistung von nur 1,5 W und einer Frequenz von 175 MHz.

Stoßfeste Ausführung mit kleinen Abmessungen für feste und mobile Anlagen.

Geeignete Glassorten ermöglichen Kontaktkühlung.



Einige Betriebsdaten:

ICAS

f	= 175 MHz	I_{g2}	= 10 mA
U_a	= 500 V	I_{g1}	= 5,0 mA
U_{g2}	= 225 V	N_{be}	= 75 W
U_{g1}	= -55 V	N_{oL}	= 46 W
N_i	= 1,5 W	R_{g1}	= 11 kΩ
I_a	= 150 mA	η	= 61,5 %



Versuchssender für Stereo-Rundfunk in Fürth

Da in Bayern Stereo-Sendungen noch nicht ausgestrahlt werden, ist seit einiger Zeit in den Grundig-Werken in Fürth eine „Stereo-Versuchsstelle“ in Betrieb, mit deren Hilfe die Grundig-Ingenieure Stereo-Rundfunkempfänger sowie die zugehörigen Decoder entwickeln und auf ihre richtige Arbeitsweise unter echten Bedingungen prüfen können. Außerdem erlaubt es die drahtlose Stereo-Programmkette, Stereo-Empfänger im Ausstellungsraum der Firma den Besuchern zu jeder Tageszeit vorzuführen. Die Leistung des Senders wurde so begrenzt, daß seine Signale nur im Werksgelände einwandfrei empfangen werden können. Der Sender arbeitet auf der Frequenz 103,6 MHz (UKW-Kanal 55) und ist von der Bundespost unter der Bedingung zugelassen, daß bei Musiksendungen im Abstand von zwei Minuten als Erkennungszeichen das Wort „Grundig“ angesagt wird. Als Tonquelle dient ein Stereo-Tonbandgerät.

Neues kleines Herkonrelais

Für platzsparende Schaltungsbauten bringt SEL ein

neues kleines Herkonrelais mit nur 11 mm Höhe und 49 mm Baulänge heraus. Das mit dem neuen „Herkon H 50“ (hermetisch abgeschlossener Kontakt) bestückte elektromagnetische Relais ist für den Einbau in gedruckte Schaltungen vorgesehen. Es läßt sich für Schalt- und Steueraufgaben in allen Gebieten der Elektrotechnik verwenden. Der schaltbare Strom ist maximal 400 mA, die Schaltleistung etwa 20 VA.

Großbritannien und die Farbfernsehnorm

In Großbritannien wird zur Zeit die Frage für das Farbfernsehen stark diskutiert. Mehrere von uns Mitte November mit britischen Fachleuten aus Industrie und Wissenschaft geführte Gespräche ergaben, daß diese Kreise sich durchweg für die deutsche Variante PAL des NTSC-Systems aussprechen, wenn auch die Vorteile von PAL graduell verschieden beurteilt werden. Bemerkenswert ist das große Interesse des Fachhandels an der Einführung dieses Systems. Da man damit rechnet, daß rund 70% der Empfänger nicht gekauft, sondern gemietet werden und der Fachhandel mit Zahlung der Miete den ge-

samten Service (auch wenn nur Bedienungsfehler vorliegen) kostenlos zu leisten hat, legt man verständlicherweise großen Wert auf ein Farbfernsehsystem, das keinerlei Probleme bei der Einstellung von Farbton und Farbsättigung bietet. In Industriekreisen glaubt man, zum Start des Farbfernsehens im Jahre 1967 Farbempfänger zum Preise von etwa 240 £ liefern zu können; der Mietpreis für ein solches Gerät soll etwa 32 s die Woche betragen. – Inzwischen hat Postminister Benn im Unterhaus mitgeteilt, daß der britische Fernsehrat, der als offizielles Komitee die Regierung in Angelegenheiten des Fernsehens berät, die Einführung des PAL-Systems für Farbfernsehen in Großbritannien empfohlen habe.

Drucktastenschalter mit Reed-Kontakten

Auf der INTERKAMA 1965 stellte die Elektro-Mechanik Leo Schmidt, Berlin, einen Drucktastenschalter vor, der mit Reed-Kontakten bestückt ist. Jeder Taste sind bis zu vier Arbeits- oder Ruhekontakte zugeordnet. Neben einfachen 1- aus 10-Schaltungen sind auch vierspürige Primär-

schaltungen zur direkten Eingabe in Rechensysteme möglich. Die Tastenstreifen können 1- bis 25teilig geliefert werden.

Neue Fernsehempfänger Kuba/Imperial

Als Ergänzung des Fernsehempfängerprogramms 1965/66 brachte Kuba/Imperial die Luxus-Tischgeräte „Genua de Luxe“ (Kuba) und „Salerno de Luxe“ (Imperial) mit 59-cm-Bildröhre sowie „Tarent de Luxe“ (Kuba) und „Catania de Luxe“ (Imperial) mit 65-cm-Bildröhre heraus. Bei diesen Geräten sind die Decke und die Seitenwände des Gehäuses stufenförmig abgesetzt, wodurch eine Unterteilung der sonst glatten Flächen entsteht, die das Gehäuse sehr flach und schmal erscheinen läßt. Alle vier Modelle enthalten das Imperial-Fernsehchassis „1823 L“ und den Motor-Kanalwähler „Polymat“, mit dem sechs verschiedene Programme vorgeählt und gespeichert werden können.

Tonfunk

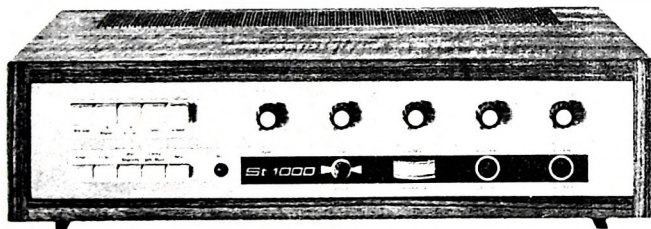
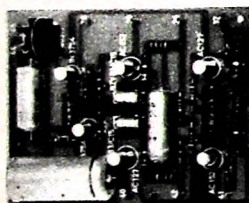
Die zur Grundig-Gruppe gehörende Tonfunk GmbH bringt bereits jetzt die ersten Modelle aus der „Lumophon“-Fernsehgeräteserie für 1966 auf den

Mit Sicherheit gepaart durch Elektronische Sicherungsautomatik

Ist der neue

RIM - Hi Fi-Stereoverstärker „St 1000-A2“

ein 30 + 30 Watt-Transistor-Vollverstärker der Spitzenklasse in Bausatzform und betriebsfertig



Einige technische Hinweise: Dauerleistung: 2 x 30 W b. 2,5 Ohm, 2 x 20 W b. 4 Ohm, 2 x 17 W b. 5 Ohm. Leistungsbandbreite: 10 Hz bis 50 kHz b. 1% Klirrfaktor u. 1/2 Na. Frequenzgang: 10 Hz ... 50 kHz \pm 1 dB. Intermodulation: 1%. 5 Eingänge: Mikrofon, T.A. magn. u. Kristall, Tonband, Tuner, Klangregler: Höhen und Bass, Rumpelfilter, Mischfilter, Korrekturregler, Aussteuerungsanzeige mit Profilanzweigerinstrument, Tonband- und Kopfhörerausgang, 35 Transistoren + 10 Dioden, Halbleiter, Sicherung: Selbsttätige elektronische Sicherung u.a. mehr. – Maße: 448 x 115 x 280 mm.

Und dazu eine ISOPHON-Box zu günstigen RIM-Preisen



KSB 12-20



HSB 20

Weitere Einzelheiten im neuen

RIM-BASTELBUCH '66

— 384 Seiten —

Nachn. Inland + Vorauskasse Ausland je DM 4,40 (Postschektkto. München 137 53)

Technische Daten
Abmessungen
Nennbelastbarkeit
Spitzenbelastbarkeit
Betriebsleistung
Frequenzbereich
Resonanzfrequenz des Bafsystems
Nennschalldruck bei 200 Hz
Abstrahlwinkel (horizontal)

RIM-Preis:

KSB 12-20
250 x 170 x 180 mm
12 Watt
20 Watt
2,6 Watt
60 – 20 000 Hz
45 Hz
5 Ω
mind. 50° zwisch.
60 und 16 000 Hz
DM 80,—

HSB 20
620 x 280 x 220 mm
20 Watt
35 Watt
1,3 Watt
40 – über 20 000 Hz
30 Hz
5 Ω
mind. 100° zwisch.
40 und 16 000 Hz
DM 100,—

HSB 45
640 x 345 x 287 mm
45 Watt
75 Watt
1,6 Watt
25 – über 20 000 Hz
20 Hz
4/16 Ω umschaltbar
mind. 95° zwisch.
25 und 16 000 Hz
DM 300,—

Preise:
Chassis
mit Holzgehäuse
Nußbaum natur
in Teak
RIM-Baumplatte

Bausatz
DM 598,—
Betriebsfertig
DM 718,—
DM 660,—
DM 685,—
DM 7,50

RIM-Bausteinbibliothek — Schallungsammlung von RIM- und Hörer-Funktionsbausteinen mit Anleitung und Bildern. Ladenpreis DM 3,10. Nachnahme DM 4,30.

RADIO-RIM

8 München 15
Bayerstraße 25
Abt. F. 2



Markt. Zunächst werden die bisherigen Typen „FT 101“ und „FS 101“ durch den Tischempfänger „Lumophon FT 102“ und das Standgerät „Lumophon FS 102“ abgelöst, die mit der Implosionssicherung 59-cm-P-Bildröhre ausgestattet sind. Neu ist auch das 65-cm-Tischgerät „Lumophon FT 162“, das in der übrigen Ausstattung mit dem „FT 102“ übereinstimmt.

Die Schaltungstechnik ist bei den drei neuen „Lumophon“-Fernsempfängern gleich. Sie sind mit neun Transistoren und zehn Röhren bestückt und haben einen dreistufigen Bild-ZF-Verstärker mit gedruckten Spulen sowie getrennte VHF- und UHF-Transistortuner mit Einzel-Handabstimmung. Die Bedienungsorgane sind auf einer schmalen Bedienungsleiste neben dem Bildschirm angeordnet.

38-MHz-Oszillograf mit Bildspeicherung

Der neue Speicher-Oszillograf „549“ von Tektronix hat einen 6 cm x 10 cm großen Leuchtschirm, der in zwei Hälften unterteilt ist, die gemeinsam oder voneinander unabhängig für normale oder gespeicherte Darstellungen (Speicherzeit bis zu 1 Stunde) verwendet werden

können. Die Schreibgeschwindigkeit ist maximal 5 cm/µs, die Löszeit maximal 200 ms. Der linke, nichtspeichernde Rand des Leuchtschirms dient zur vertikalen Strahleinstellung. Die maximale Bandbreite des Oszillografen wird von dem jeweils verwendeten Verstärkereinschub bestimmt. Für Ein- und Mehrstrahldarstellung, Differenz- und Funktionsverstärkung, Sampling-Darstellung, Spektrum-Analyse usw. stehen mehr als 20 verschiedene Einschübe zur Verfügung.

VDE-Zeichen für „Stenorette 200“

Unter dem Aktenzeichen 2826-314-5/A3 hat jetzt auch das Grundig-Diktiergerät „Stenorette 200“ das VDE-Prüfzeichen und das Funk-Schutzzeichen erhalten. Die „Stenorette 200“ ist ein Kurzzeit-Diktiergerät, das mit Magnetfolie als Tonträger arbeitet und eine Aufnahmekapazität von 8 min hat. Damit sind jetzt alle drei Grundig-Diktiergeräte VDE-mäßig zugelassen.

Automatische Landung der „Super VC-10“

Zum erstenmal ist jetzt die neueste und größte britische

Düsenverkehrsmaschine, die „Super VC-10“, vollautomatisch gelandet. Die automatische Landung wurde innerhalb eines Versuchsprogramms mit Autopilot-Systemen der Firma Elliott-Automation auf dem südenglischen Flughafen Gatwick durchgeführt. Die Tests begannen bereits vor zwei Monaten und sollen im Januar 1966 abgeschlossen sein.

Schallplatten-Abtastsystem mit Staubentferner

Stanton Magnetics Inc. hat die magnetischen Abtastsysteme der Reihe „581“ mit einer Bürste zur Staubentfernung ausgestattet, die so gelagert ist, daß der Abtastvorgang nicht

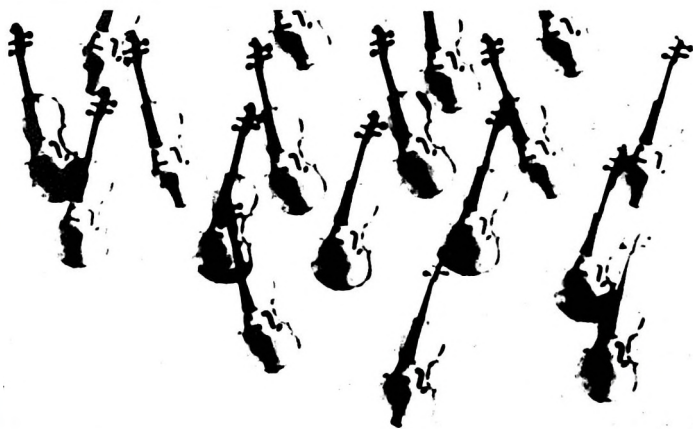


beeinträchtigt wird. Die Bürste erfordert eine zusätzliche Auflegekraft von 1 p. Die mit dem Staubentferner ausgerüsteten Systeme der Reihe „581“ haben die Zusatzbezeichnung „Longhair“.

Schwedens größte Flugsicherungszentrale eingeweiht
Ende Oktober wurde auf dem Stockholmer Flughafen Arlanda die neue Flugsicherungszentrale offiziell eingeweiht. Seit März 1965 ist hier ein Verarbeitungs- und Anzeigesystem für Radardaten in Betrieb, das von der Standard Radio and Telefon AB, einer Tochtergesellschaft der ITT, entwickelt und gefertigt wurde. Die Zentrale koordiniert den zivilen und militärischen Luftverkehr der beiden schwedischen Zivilluftflughäfen Bromma und Arlanda sowie den mehreren Militärflugplätze in der Umgebung.

FACE erhielt neuen Auftrag für die Flugnavigation

Mit einem neuen Auftrag über die Lieferung von vier DME-Anlagen (Distance Measuring Equipment) für die australische Zivilluftfahrt konnte die FACE in Mailand, eine Schwester-gesellschaft der ITT, ihren Auftragsbestand an DME-Einrichtungen für die zivile Luftfahrt auf 16 Anlagen erhöhen. In Verbindung mit üblichen VOR-Anlagen vermitteln die DME-Einrichtungen dem Piloten die Entfernung zwischen Flugzeug und Bodenstation.



AGFA-GEVAERT



Hör Musik mit Agfa Band

„Beglückende, himmlische Musik ... das Tonband verewigt sie.“

Wie freut man sich in späteren Jahren über Klänge und Worte aus glücklicher Zeit, die auf Agfa Bändern so getreu aufbewahrt sind.

Sie haben die Wahl für 2- und 4-Spurtechnik auf allen Geräten:

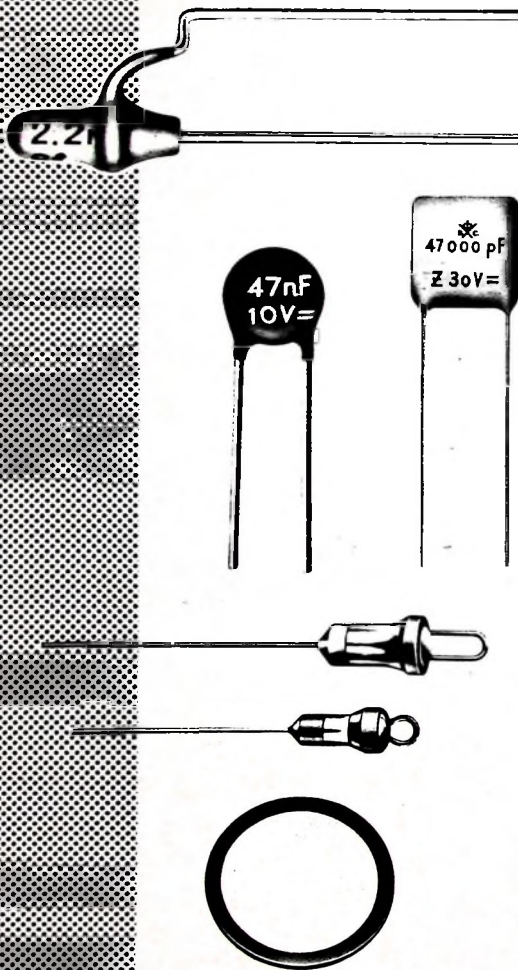
PE 31: Langspiel-Band (besonders widerstandsfähig)
PE 41: Doppelspiel-Band (längere Spielzeit)
PE 65: Triple Record (längste Spielzeit)

Für alle Agfa Magnetophonbänder in den Größen 13, 15 und 18 gibt es auch die neuen formschönen Novodur-Kassetten.

Bei der Aufnahme von Literatur und Musik sind bestehende Urheber- und Leistungsschutzrechte, z. B. der GEMA, zu beachten.

Rosenthal
RIG

Keramische Kondensatoren für
Kabelaussgleich
Keramik-Kleinkondensatoren
Keramik-Leistungskondensatoren
nach MIL-Spezifikation
Keramische Bauteile
Lötleisten - keramische
Werkstoffe - keramische



ROSENTHAL-ISOLATOREN-GMBH

8672 Selb/Bayern

WERK III

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

Farbfernsehen

auf der Funkausstellung 1967

Der frühere SFB-Programmdirektor, Hans Herbert Fischer, hat den Auftrag erhalten, für die Funkausstellung 1967 in Berlin zusammen mit der Rundfunk- und Fernsehindustrie und für den SFB die Farbfernsehvorführungen vorzubereiten.

Rund 20 000 DM von der Deutschen Funkausstellung 1965 gestiftet

Eine letzte Veranstaltung der Deutschen Funkausstellung 1965 fand vor kurzem im Stuttgarter Rathaus statt. Als Leiter des Ausstellungsausschusses übergab Prokurist H. L. Stein namens des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie dem Stuttgarter Oberbürgermeister Dr. Klett 27 Geräte und 90 Schallplatten für Altersheime, Krankenhäuser und Jugendheime sowie für bedürftige Bürger der Stadt. Das Geschenk hat einen Gesamtwert von rund 14 000 DM. Dabei handelt es sich um Preise, die von der Funkindustrie für den Ballonflug-Wettbewerb der Deutschen Funkausstellung gestiftet und bis zum Schlußtermin von den Gewinnern nicht abgeholt worden waren. Die Spendensumme erhöht sich um weitere 6300 DM, die Direktor Ellwanger von der Stuttgarter Ausstellungs-GmbH dieser Tage als Erlös des Mitternachtskabarets beim Großen Funkball 1965 dem Sozialamt der Stadt Stuttgart im Auftrag des Fachverbandes zur Verfügung stellen konnte. Prokurist Stein erinnerte in einer kurzen Ansprache noch einmal an den außergewöhnlich großen Erfolg der Deutschen Funkausstellung in Stuttgart. Keine andere Funkausstellung der Nachkriegszeit habe bisher eine so hohe Gesamtbesuchszahl, darunter so viele Fachhändler aus dem In- und Ausland, erreicht. Oberbürgermeister Dr. Klett dankte im Namen der Stadt für die Geschenke und sprach die Hoffnung aus, daß die Deutsche Funkausstellung bald wieder einmal Stuttgart zu ihrem Standort machen werde.

Ausstellung von Maschinen und Werkzeugen für die Herstellung elektronischer Bauelemente

Das amerikanische Handelszentrum in Frankfurt am Main veranstaltet vom 12. bis 19. Januar 1966 eine Fachausstellung von Maschinen und Werkzeugen für die Herstellung elektronischer Bauelemente, auf der etwa 35 auf diesem Gebiet führende amerikanische Hersteller ihre neuesten Entwicklungen zeigen und vorführen werden. Im Rahmen dieser Fachausstellung werden außerdem folgende Vorträge gehalten: Flexible Druckschaltungen, Chemical Machining - ein neues Verfahren zur Herstellung feinsten Metallteile für die Elektronik, Fluorierte Kohlenwasserstoffe für die Lösung spezieller Reinigungsaufgaben, Moderne Verfahren für Halbleiterdiffusion.

Intermag 1966

Die 4. Internationale Magnetik-Konferenz (Intermag) wird zum

erstenmal außerhalb der USA vom 20. bis 22. April 1966 in der Liederhalle in Stuttgart stattfinden. Veranstalter sind die Magnetics Group of the Institute of Electrical and Electronics Engineers und die Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus, gastgebender Verband ist der VDE. Auf der Tagung werden Übersichts- und Einzelvorträge aus folgenden Hauptgebieten gehalten: Magnetik in Rechenautomaten, Ausnutzung der Supraleitung, Magnetische Aufzeichnung, Ferrite in Mikrowelleneinrichtungen, Magnetooptik, Magnetische Werkstoffeigenschaften, Kombinierte magnetische und Halbleitereinrichtungen.

10 Jahre AKG in Deutschland

Die Akustische u. Kino-Geräte GmbH (AKG), München, konnte am 28. Oktober 1965 auf ihr 10-jähriges Bestehen als selbständiges Unternehmen zurückblicken. Die Firma, die 1955 mit einem Stammkapital von 20 000 DM in das Handelsregister beim Amtsgericht München eingetragen wurde, begann vor fünf Jahren in ihrem Werk Allach mit der eigenen Fertigung. Zusammen mit dem Stammhaus in Wien liegt die Jahresproduktion der AKG heute erheblich über 1 Mill. Mikrofone. Die Anzahl der insgesamt Beschäftigten beträgt etwa 750.

„music-center“

auf dem amerikanischen Markt
Im kommenden Jahr wird General Electric das von Schaub-Lorenz entwickelte „music-center“ in einer speziellen US-Version und unter eigener Marke auf den amerikanischen Markt bringen. Ein entsprechendes Muster fand auf der diesjährigen Music-Show in Chicago, der amerikanischen Rundfunk- und Fernseh-ausstellung, außergewöhnliche Beachtung.

UER tagte in Frankfurt am Main

Der Verwaltungsrat der Europäischen Rundfunk-Union (UER) diskutierte auf seiner Tagung in Frankfurt am Main vom 12. bis 15. November 1965 unter anderem auch über das Problem einer einheitlichen Farbfernseh-Norm. Der Verwaltungsrat ist überzeugt, daß ein einheitliches Farbfernseh-System für ganz Europa im Interesse aller europäischen Fernsehorganisationen liegt. Das gelte sowohl für die wirtschaftliche Seite als auch für den internationalen Programmaustausch. Deshalb unterstützt der Verwaltungsrat alle Bemühungen, die auf ein einheitliches System hinarbeiten.

Studienreise für Fachleute des Nachrichtenwesens und der Nachrichtenübermittlung nach den USA

Der Wirtschaftsdienst Studienreisen in der Hapag-Lloyd Reisebüro-Organisation, 6 Frankfurt (Main), Kirchnerstr. 4, veranstaltet vom 17. März bis 1. April 1966 eine Studienreise, die dem Studium des amerikanischen Nachrichtenwesens gewidmet ist. Hierbei sollen Betriebe und Einrichtungen des Radio-, Fernseh-, Telefon-, Telegrafien- und Nachrichtenwesens besucht sowie fachliche Gespräche und Diskussionen geführt werden.



TELEFUNKEN



EC 8020

Eine steile Leistungstriode in Spanngittertechnik
Speziell vorgesehen als Leistungsverstärker in
Gitterbasisschaltung für VHF und UHF

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
Fachbereich Röhren
Vertrieb 7900 Ulm

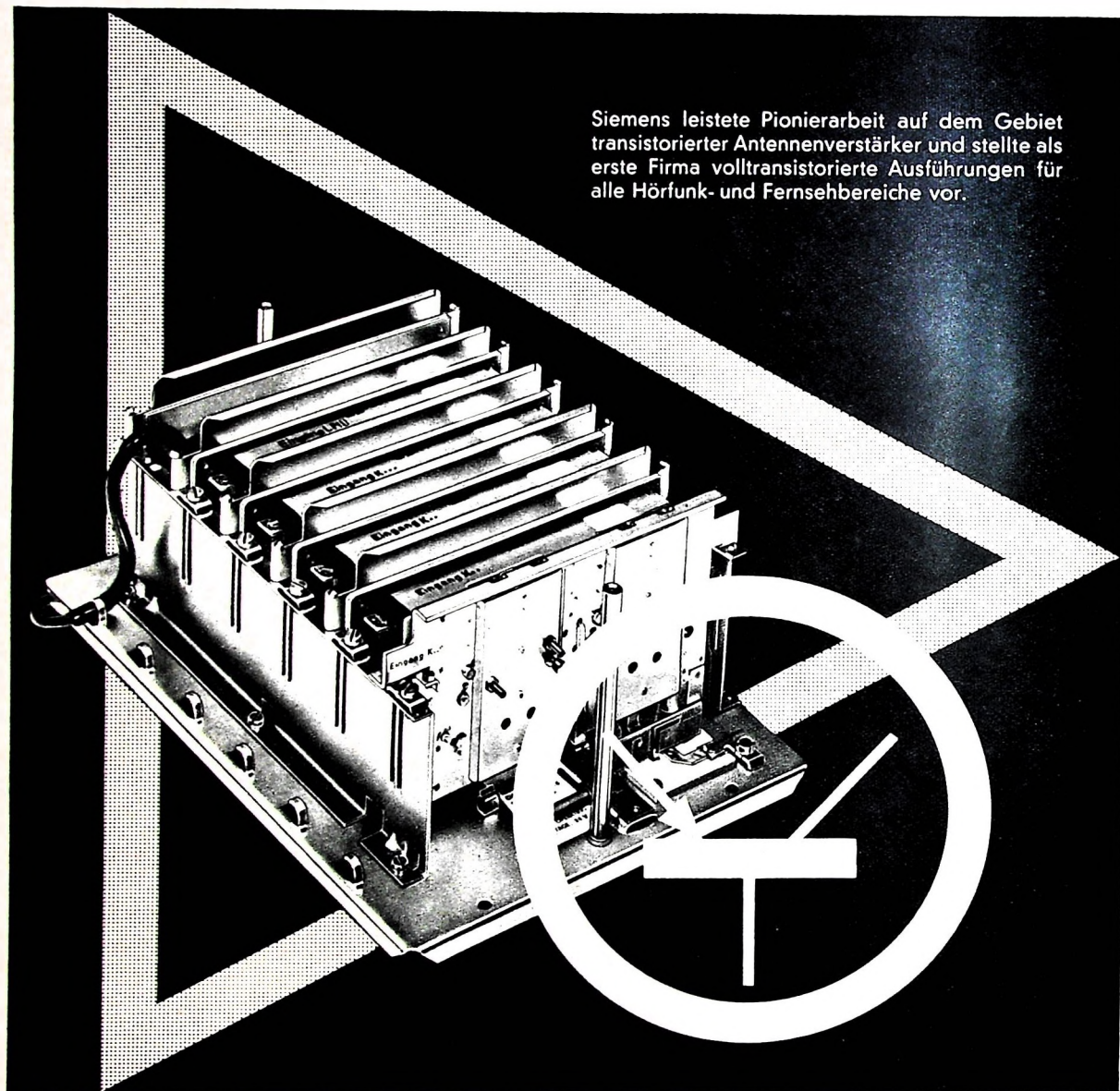
Transistorbestückte Antennenverstärker

für Gemeinschafts-Antennenanlagen

stromsparend – praktisch wartungsfrei


SIEMENS

Siemens leistete Pionierarbeit auf dem Gebiet transistorierter Antennenverstärker und stellte als erste Firma volltransistorierte Ausführungen für alle Hörfunk- und Fernsehbereiche vor.



246-011

Bausteine des erweiterten Siemens-Programms

Ein-, zwei-, drei- und vierstufige Verstärkereinsätze für die Hörfunk- und Fernsehbereiche sowie ein Netzteil-einsatz. Ein Leergehäuse, das sechs Einschübe – fünf Verstärkereinsätze in beliebiger Kombination und einen Netzteil – aufnimmt.

Zwangsläufige HF-Zusammenschaltung

der Verstärkerausgänge nach dem Siemens-Durchschleif-verfahren für Antennenverstärker über im Gehäuse ein-gebaute Kontaktschienen.

Zwei Ausgänge je Verstärker

ermöglichen den Anschluß von zwei Stammleitungen ohne zusätzliche Zusammenschaltweichen.

Einfache Montage

durch unverwechselbare Steckverbindungen und durch Fortfall jeglicher Verkabelung im Gehäuse.

Auskünfte erteilen gern unsere Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIFENBACH

Die Internationale Fernmeldeunion tagte in Montreux

Von Mitte September bis Mitte November dieses Jahres tagte in Montreux am Genfer-See das oberste Organ, die Konferenz der Regierungsbevollmächtigten, der Internationalen Fernmeldeunion (UIT¹). Die Fernmeldeunion konnte in diesem Jahr auf ihr hundertjähriges Bestehen und ein während dieser Zeit ununterbrochenes Wirken im Dienste des weltweiten Nachrichtenaustausches zurückblicken.

Im Jahre 1865 war die Telegrafenuion, die Vorläuferin der heutigen Union, von 20 europäischen Staaten in Paris gegründet worden, um durch internationale Übereinkommen betrieblicher, technischer und tariflicher Natur den gegenseitigen Austausch der Depeschen zu beschleunigen und zu vereinfachen. Infolge der Weiterentwicklung des Fernmeldewesens weitete sich die internationale Zusammenarbeit einerseits technisch ständig auf neue Dienste aus — Fernsprecher, Funkwesen, Fernschreiber usw. —, andererseits aber traten der Union besonders in den letzten Jahren zahlreiche neue Staaten bei.

Zweck und Aufgabe der Internationalen Fernmeldeunion haben sich im Laufe eines Jahrhunderts wenig verändert, abgesehen davon, daß sie vielseitiger geworden sind. Bezweckt wird die Förderung der internationalen Zusammenarbeit zwischen den Mitgliedsstaaten zur Verbesserung und zweckmäßigeren Verwendung ihrer Fernmeldeeinrichtungen. Im besonderen ist es Aufgabe der Union, die Rundfunkfrequenzbänder aufzuteilen, die zugewiesenen Frequenzen zu registrieren und so zu koordinieren, daß gegenseitige Störungen vermieden werden und das verfügbare Spektrum zweckmäßig ausgenutzt wird. Den in der Entwicklung begriffenen jungen Ländern soll bei der Schaffung, der Entwicklung und der Vervollkommen ihrer Fernmeldeeinrichtungen geholfen und die Zusammenarbeit zwischen den Ländern gefördert werden. Die Erreichung einer guten Dienstqualität und ein ein unabhängiges Finanzgebaren garantierender Tarif sollen dazu oberste Richtschnur sein. Die Zusammenarbeit im Dienste des menschlichen Lebens und seiner Erhaltung zählt zu den ältesten Zielen der Union.

Die Konferenz der Regierungsbevollmächtigten (im folgenden kurz Regierungskonferenz genannt) ist das oberste Organ des Vereins. Sie bestimmt die allgemeinen Grundsätze, die zu befolgen sind, sie bewilligt die finanziellen Mittel für die nächsten Jahre, genehmigt die Rechnungen und prüft den Bericht des Verwaltungsrates für die Zeit seit der letzten Konferenz. Daneben ist sie für die Überarbeitung und Anpassung des Internationalen Fernmeldevertrages zuständig, der seit seiner grundlegenden Neufassung im Jahre 1947 von den Konferenzen in Buenos Aires (1952), in Genf (1959) und nun neuerdings in Montreux den veränderten Umständen angepaßt wurde.

Von den 129 Mitgliedstaaten der UIT waren 122 in Montreux erschienen, wo während neun Wochen etwa 600 Delegierte in 36 Plenarversammlungen, 96 Kommissionssitzungen sowie zahlreichen Zusammenkünften von Arbeitsgruppen berieten. (Auf der letzten Konferenz 1959 in Genf waren von den damals 101 Mitgliedsländern 89 mit 360 Delegierten vertreten.)

Obwohl einzelne der etwa 900 vor Konferenzbeginn eingereichten Vorschläge eine tiefgreifende Umgestaltung, vor allem eine straffere Organisation verlangt hatten, erkannte die Konferenz die Vorzüge der jetzigen Form an und beschloß nur geringfügige Änderungen. So wurden insbesondere die verschiedenen technischen Organe, die internationalen beratenden Ausschüsse für den Telegrafendienst und Telefondienst (CCITT) und den Funkdienst (CCIR), in ihrer selbstständigen Stellung innerhalb der UIT unverändert belassen. Die Vollversammlungen dieser Fachausschüsse können deren Direktoren weiterhin selbst wählen, jedoch nur auf sechs Jahre (und nicht mehr auf Lebzeiten). Die Zweckmäßigkeit des

1947 geschaffenen Internationalen Ausschusses zur Frequenzregistrierung (IFRB) war von verschiedenen Ländern in Frage gestellt worden. Die Konferenz entschied sich jedoch, ihn als autonomes Organ beizubehalten, jedoch die Zahl der Mitglieder von 11 auf fünf (je eines für jede Region) zu vermindern. Da in nächster Zeit keine Funkverwaltungskonferenz stattfinden wird, wurden die fünf Mitglieder des IFRB ausnahmsweise von der Regierungskonferenz gewählt. Um die Zusammenarbeit zwischen dem Generalsekretariat und den drei Spezialorganen CCITT, CCIR und IFRB enger zu gestalten, entschloß man sich, ein Koordinationskomitee (bestehend aus dem Generalsekretär und dem Vize-Generalsekretär der UIT, den Direktoren des CCITT und CCIR sowie dem Präsidenten des IFRB) zu schaffen und ihm gewisse Kompetenzen zu erteilen, so daß auch der Verwaltungsrat entlastet werden kann.

In der Zeit zwischen zwei Regierungskonferenzen ist der Verwaltungsrat oberste Instanz. Um der Vermehrung der Mitgliedsländer der Union Rechnung zu tragen, wurden der Region Afrika drei Sitze und Australasien ein weiterer Sitz zugebilligt. Der Verwaltungsrat hat heute 29 Mitglieder, die normalerweise einmal im Jahr zu einer etwa einmonatigen Tagung am Sitz der Union in Genf zusammentreten. Die Konferenz von Montreux hat dem Verwaltungsrat verschiedene Aufgaben übertragen, die dieser in nächster Zeit teilweise in eigener Kompetenz erledigen kann oder die er für die nächste, 1971 vermutlich in Genf stattfindende Regierungskonferenz ausarbeiten haben wird.

Als Spezialorganisation der Vereinten Nationen ist die UIT von dieser mit der Durchführung der technischen Entwicklungshilfe auf dem Fernmeldesektor beauftragt. Vielen Ländern war daran gelegen, daß die Kosten für diese technische Zusammenarbeit nicht wie bisher nur aus den entsprechenden Fonds der UNO, sondern auch aus eigenen Mitteln der UIT-Mitglieder getragen würden. Die Konferenz, bei der eine gewisse Skepsis verschiedener Länder gegenüber bisherigen Praktiken unübersehbar blieb, stimmte dieser UIT-eigenen Entwicklungshilfe jedoch nicht zu, weil sie eine Aufblähung des Beamtenapparates und der Kosten zur Folge gehabt hätte. Die UIT wird aber in Zukunft vier auf drei Jahre gewählte Fachleute anstellen und ihnen die Leitung der technischen Hilfe und Zusammenarbeit übertragen, sie wird die Beratungstätigkeit verstärken und vermehrt Gewicht auf die Heranbildung von Fernmelde-spezialisten in den Entwicklungsländern legen.

Zieht man die Bilanz des in Montreux Erreichten, dann ist als positiv zu bewerten, daß es nur zu kleinen Änderungen des bewährten internationalen Fernmeldevertrages kam. Das Schwerkgewicht, das Europa und die technisch entwickelten alten Länder bisher innerhalb der Union hatten, verschob sich zugunsten der neuen Staaten Afrikas und Asiens. Dies kam unter anderem dadurch zum Ausdruck, daß die Regierungskonferenz — entgegen klaren Satzungen des geltenden Vertrages — den Ausschuß Südafrikas erzwingen. An die Stelle des aus Alters- und Gesundheitsgründen zurücktretenden Generalsekretärs, des Amerikaners G. C. Gross, wurde als Nachfolger der Inder M. Sarwate und als Vize-Generalsekretär der Tuneser M. Milli gewählt. Dagegen lehnte die Konferenz die Zulassung von internationalen Organisationen und Nichtmitgliedsländern als Beobachter ab. Eine verpflichtende Regelung über die Beitragshöhe ließ sich nicht erreichen, so daß auf der Basis der Selbstbestimmung weiterhin etwa ein Dutzend Staaten für mehr als die Hälfte der (in den Jahren 1966 bis 1971 von 18 auf 20,5 Mill. sfr ansteigenden) Aufwendungen aufkommen.

Auf der Regierungskonferenz von Montreux, die vom Präsidenten der Schweizer PTT-Betriebe, Dipl.-Ing. G. A. Wettstein, geleitet wurde, kamen eindeutig die Politiker zu Wort. An den Konferenzen der nächsten Jahre aber werden dann Techniker und Experten fachliche Gespräche führen und die zahlreichen Probleme zu lösen trachten. C. Kobl, Bern

¹) Französisch: Union Internationale des Télécommunications (UIT); englisch: International Telecommunications Union (ITU)

Einführung in die Farbfernsehtechnik

Die Große Deutsche Funkausstellung vom 25. August bis 3. September 1967 in Berlin wird der offizielle Beginn des Farbfernseh-Programmdienstes in Deutschland sein. Es ist aber zu erwarten, daß die Industrie schon auf der Hannover-Messe 1967 die ersten Prototypen der neuen Farbfernsehempfänger vorstellen wird. Für den Techniker und Servicemann in Industrie und Handel ergibt sich daraus die Notwendigkeit, sich bis dahin mit der neuen Technik so genau vertraut zu machen, daß er in der Lage ist, die Farbfernsehübertragung und insbesondere den Farbfernsehempfänger zu verstehen.

Die FUNK-TECHNIK wird deshalb im Frühjahr 1966 mit der Veröffentlichung der großen Beitragsreihe „Einführung in die Farbfernsehtechnik“ beginnen. Sie will damit allen Lesern jene Kenntnisse vermitteln, die für die nächste Zukunft wichtigste Voraussetzung sind. Die Verfasser der Beitragsreihe sind Mitglieder des Instituts für Rundfunktechnik München (Direktor: Prof. Dr. Richard Theile), die Koordination der einzelnen Beiträge liegt in den Händen von Dipl.-Ing. H. Fix.

Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente weiterhin voller Dynamik

Dem Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e.V. gehören über 130 Produzenten an. Im Jahre 1958 betrug ihr Umsatz auf dem in Frage kommenden Sektor 427 Mill. DM. Wie aus nachstehendem Bericht über die letzte Mitgliederversammlung des Fachverbandes hervorgeht, hat sich der Umsatz innerhalb der letzten sieben Jahre verdoppelt. Das ist mit ein Beispiel für die diesem Industriezweig innewohnende Dynamik, dem die stürmischen Weiterentwicklungen der letzten Jahre mit ihrem Drang und Zwang zur Miniaturisierung vieler Bauteile wenig Zeit für geruhige Umstellungen ließen. Die speziellen Fachfragen werden innerhalb des Fachverbandes in acht Fachabteilungen behandelt.

Die diesjährige Mitgliederversammlung des Fachverbandes Schwachstromtechnische Bauelemente am 21.10.1965 in Rottach-Egern zeigte einen erfreulichen Aufschwung in der Bereitschaft zur Lösung aller anstehenden Probleme der Tagesordnung.

In einem hochinteressanten Referat berichtete der Vorsitzende Dr. Sasse über die Aufgaben und Probleme der Unternehmenspolitik sowie die wirtschaftliche Entwicklung des Industriezweiges passive Bauelemente, der in diesem Jahrumsatzmäßig die 900-Millionen-DM-Grenze überschreiten dürfte (im Vorjahr 825 Mill. DM). Er charakterisierte weiterhin die industrielle Entwicklung Japans vom Kriegsende bis zur Gegenwart.

In der Messepolitik wird die eingeschlagene Linie beibehalten. Es gibt für den Fachverband die beiden Messeschwerpunkte Hannover (30.4. bis 8.5.1966) und Paris (3.2.—8.2.1966). Hannover wird Mittelpunkt eines wissenschaftlichen Kongresses. Durch weiterhin geplanten Ausbau der Ausstellungsflächen kann mit erhöhter Konzentration der Bauelementeindustrie gerechnet werden. Die Electronica-Ausstellung München wurde übereinstimmend von allen

Teilnehmern — bei nur einer Gegenäußerung — für überflüssig gehalten.

In der europäischen Zusammenarbeit des CEPEC (Committee of European Manufacturers Associations of Passive Electronic Components) berichteten der Präsident des Komitees, Dir. Plümke, und Prok. Bette über die ersten Erfolge auf dem europäischen Normungsgebiet der Bauelemente. CEPEC legt nunmehr in 15 Studiengruppen eine bewundernswerte Aktivität an den Tag. Die Mitgliederversammlung sprach sich in einer umsatzmäßig aufgeschlüsselten Sonderregelung einstimmig für die Finanzierung des erforderlichen CEPEC-Sekretariates aus, wie sie auch in den übrigen europäischen Mitgliedstaaten erfolgt.

Ein wissenschaftlicher Lichtbildvortrag über „Grundfragen der Entwicklung von Bauelementen“, gehalten von Herrn Dr. Reuber, Berlin, fand lebhaften Beifall und die Anerkennung aller Fachleute.

Der Nachmittag brachte als Höhepunkt einen Vortrag des Herrn Dr. Schroeter (Rechtsabteilung des ZVEI Frankfurt) über aktuelle Rechtsfragen, insbesondere über das Open-Price-System sowie über die Praxis des Kartellamtes. Die sich daraus ergebenden Probleme wurden in den folgenden Fachabteilungs-sitzungen behandelt.

Am 20. und 22. Oktober 1965 tagten ebenfalls in Rottach-Egern folgende Fachabteilungen:

Fest- und Regelwiderstände unter dem Vorsitz von Dir. Rieppka,
Festkondensatoren unter Dir. Plümke,
Regelkondensatoren unter Prok. Munzer,
Spulen, Variometer, Übertrager, Transformatoren, HF-Eisenkerne unter Prok. Labbedey,
Steckverbinder für die Informationstechnik unter Dr. Fischer,
Bauelemente der Fernmeldetechnik unter W. Ackermann.

Persönliches

Ehrung für Prof. Dr. W. Niens

Professor Dr. rer. techn. Walter Niens, Direktor der Abteilung Nachwuchs und Ausbildung in der AEG, erhielt in Würdigung seiner Verdienste um das berufliche Bildungswesen das Verdienstkreuz erster Klasse des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland.

Dr. E. Heinrich tritt in den Ruhestand

Mit Ablauf dieses Jahres tritt Dr.-Ing. Ernst Heinrich, der am 8. November 1965 seinen 65. Geburtstag begehen konnte, in den Ruhestand. Sein Name ist mit der Presse- und Öffentlichkeitsarbeit des



Hauses Siemens in der Nachkriegszeit unlösbar verbunden, denn seiner Initiative, seinem Geschick und seiner technischen Phantasie ist es wesentlich mitzuverdanken, daß diese Industrie-Pressestelle heute zu einer der besten ihrer Art in Europa geworden ist. Die exakte technische Information stand in den vergangenen zwei Jahrzehnten stets im Vordergrund seiner eigenen Arbeit und der seiner Mitarbeiter. Und seine Persönlichkeit war es, die der Siemens-Pressestelle das Gepräge gab.

Seit rund 30 Jahren gehört Dr. E. Heinrich dem Hause Siemens an. Als Ingenieur hat er das richtige Gefühl dafür, was Sinn und Inhalt einer technischen Information sein muß. Daneben aber steht in seiner Freizeit die Liebe zur Kunst und zu allen schöngestigten Dingen. Seine enge Verbundenheit zu Kunst und Kultur findet nicht nur ihren Niederschlag in der Liebe zur Musik und Literatur. Auch als Bibliophile und Philatelist ist er hoch geschätzt.

Wenn Dr. E. Heinrich, Senior der Pressechefs der deutschen elektronischen Industrie, am Jahresende das Kommandozentrum der Siemens-Pressestelle verläßt, werden nicht nur seine Mitarbeiter das Ausscheiden dieses wahrhaft edlen und großherzigen Menschen bedauern. Auch wir danken ihm heute an dieser Stelle für die vielen Jahre harmonischer und erfolgreicher Zusammenarbeit. Mögen sein Geist und seine Gesinnung auch in Zukunft Vorbild für die technisch-wissenschaftliche Öffentlichkeitsarbeit sein. —lh

E. Wilkens 50 Jahre

Am 12. Dezember 1965 beging Erich Wilkens, Leiter der Administration der Deutschen Philips GmbH, seinen 50. Geburtstag. E. Wilkens wurde 1915 in Hamburg-Harburg geboren. Nach einer kaufmännischen Lehre bei den Hamburger Gas-, Wasser- und Elektrizitätswerken kam er 1939 zu Philips in die Radiorenfabrik Lokstedt. Mit dem Beginn des Wiederaufbaus 1945 wurde er in die Administration der Deutschen Philips GmbH, Hamburg, berufen und 1953 zum Leiter der Abteilung ernannt. Gleichzeitig erhielt er Prokura.

W. Jaekel †

In Erlangen verstarb am 1. November 1965 Walter Jaekel. Am 15. Januar 1900 wurde er in Dortmund geboren. Nach dem Studium der Elektrotechnik an den Technischen Hochschulen Karlsruhe und Berlin war Jaekel zuerst unter anderem im Stahlwerk Hoesch als Ingenieur tätig. Bereits in verhältnismäßig jungen Jahren kam er zu Siemens & Halske nach Berlin, wo er schon nach kurzer Zeit in die damals im Aufbau begriffene Siemens-Pressestelle berufen wurde. Im Januar 1965 trat er in den Ruhestand.

Zu seiner ersten ersten größeren Veröffentlichungen gehörte 1927 eine Arbeit über „Dampfverbrauchs-messungen in der Zuckerindustrie“, der ununterbrochen eine Vielzahl weiterer fachlicher Arbeiten in einer auch der größeren Öffentlichkeit verständlichen Art folgten. 1934 wurde W. Jaekel Fachmitglied der Technisch-Literarischen Gesellschaft, deren Bestrebungen er durch unermüdete Mitarbeit unterstützte.

Schaltungseinzelheiten der Autosuper »Touring Special 303« und »Touring Special 606«

Auf der Stuttgarter Funkausstellung 1965 stellte Schaub-Lorenz zwei Autosuper vor, deren elektrische und mechanische Konzeption von den bekannten Konstruktionen in verschiedenen Punkten abweicht.

Rein äußerlich ist zu erkennen, daß keines der beiden Geräte den sonst gewohnten „Rucksack“ aufweist; gemeint ist jenes Gehäuse, das mit verstellbaren Armen an das Hauptgerät montiert wird und in dem NF-Teil und umschaltbare Stromversorgung mit Netzseibung untergebracht werden. Die Einblockbauweise war insbesondere bei dem Typ „Touring Special 606“ nur durch besondere schaltungstechnische Maßnahmen und Auswahl kompakter Bauelemente wie Dünnschichtbausteine, Tantalkondensatoren und Silizium-Planartransistoren zu erreichen. Die Siliziumtransistoren bieten auch wegen ihrer hohen zulässigen Sperrschichttemperatur Vorteile – ebenso wie die Tantalkondensatoren –, da im Kraftfahrzeug unter der vorderen Haube und unter dem Armaturenbrett beachtliche Temperaturen auftreten können. Auch in schaltungstechnischer Hinsicht wurden neue Lösungen gefunden. Im folgenden sollen einige Besonderheiten beschrieben werden, die den neuartigen Bauelementen Rechnung tragen und vielleicht besser, als es auf einem Gesamtschaltbild deutlich wird, die neuen Wege zeigen, die mit diesen beiden Autosupertypen beschritten wurden.

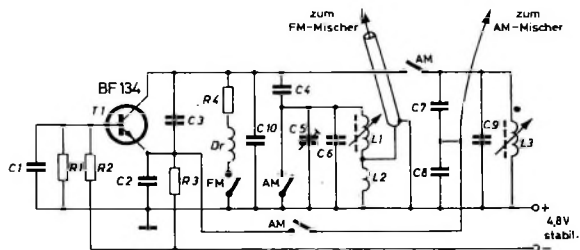


Bild 1. Schaltung eines kombinierten Oszillators für AM und FM (vereinfachte Darstellung)

Bild 2. Schaltung der AM-Mischstufe der Autosuper

Regelung

Planartransistoren mit Restströmen, die etwa nur ein Hundertstel derer von diffusionslegierten Germaniumtransistoren sind, eignen sich von vornherein gut für eine Abwärtsregelung. So weist auch der „Touring Special 606“ in der Regelung keine ausgefallene Lösung auf (Bild 3). Eine spezielle Diode D2 für die Regelspannungserzeugung, mittels C7 (100 pF) lose an die letzte ZF-Stufe gekoppelt, ist durch einen Spannungsteiler R9, R10 auf das Basisspannungspotential des geregelten ersten ZF-Transistors T2 vorgespannt. Die Regelverzögerung ergibt sich automatisch durch die Kennlinie der Diode D2. Vom Emittorwiderstand R5 des ZF-Transistors T2 wird über eine Verzögerungsdiode D1 die Basisspannung für den geregelten Vorstufentransistor T1 abgegriffen. Man erhält dadurch eine Regelkurve, die bei kleinen Feldstärken nicht sehr steil verläuft, dafür aber gute Signal-Rausch-Verhältnisse ergibt. Bei höheren Feldstärken verläuft die Regelkurve sehr flach; das bedeutet also große Regelstabilität.

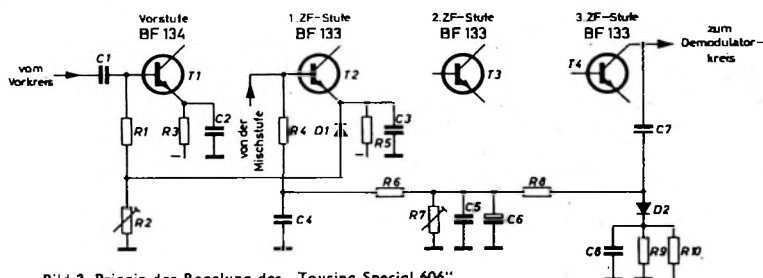
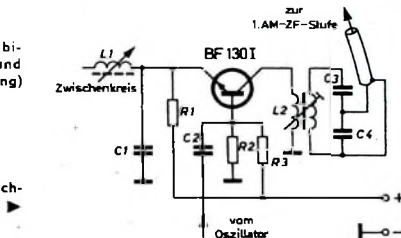


Bild 3. Prinzip der Regelung des „Touring Special 606“

AM-Mischstufe

Die im Bild 2 dargestellte AM-Mischstufe arbeitet in Basisschaltung, wobei die Spannung der Eingangsfrequenz in den Emittor, die Oszillatorspannung in die Basis des Mischtransistors eingespeist wird. Der an den Collector angeschlossene Schwingkreis besteht aus L2, C3 und C4; er ist auf die AM-Zwischenfrequenz von 460 kHz abgestimmt. Durch diese Anordnung wird eine konstante Belastung des Oszillators erreicht. Weder Oszillatorfrequenz noch Oszillatoramplitude werden durch die auftretenden Schwankungen der Eingangsspannung und die Änderung des Wellenbereiches beeinflusst. Damit und durch andere Maßnahmen sind gleichmäßiger Empfindlichkeitseingang und Vermeidung von Mitzeheffekten bei starken Sendern gewährleistet.

heit. Mit dieser Regelschaltung können sehr große Eingangsspannungen verzerrungsfrei verarbeitet werden.

Neuartig und interessant ist die Regelschaltung des „Touring Special 303“ (Bild 4). Dieses im Schaltmittelaufwand kleinere Gerät hat keine AM-Vorstufe, die geregelt werden könnte. Zwischen Vorkreis und Mischtransistor T1 ist ein Diodenregelglied angeordnet, das nach Art eines elektronischen Potentiometers arbeitet. Bei kleiner Feldstärke ist die Längsdiode D1 in Flußrichtung vorgespannt und daher niederohmig; die Querdioden D2, die für Hochfrequenz über C3 an Masse liegt, ist gesperrt. Daher wird die Eingangsspannung ohne Teilung der Basis des Mischtransistors T1 zugeführt. Bei großer Eingangsspannung ist die Diode D1 gesperrt und D2 niederohmig. Zwischen

Bild 4. Prinzip der Regelung des „Touring Special 303“

diesen beiden extremen Regelzuständen ist ein gleitender Übergang, so daß ein sehr gutes Regelverhalten erreicht wird. Da fast immer eine der beiden Dioden mehr oder weniger leitend ist, wird ein Regelverstärker mit dem Transistor T4 benötigt. Durch den Spannungsteiler R4 und R5 werden die Dioden D1 und D2 auf ein Potential vorgespannt, das in der Mitte der zur Verfügung stehenden Betriebsspannung liegt. Der Regeltransistor

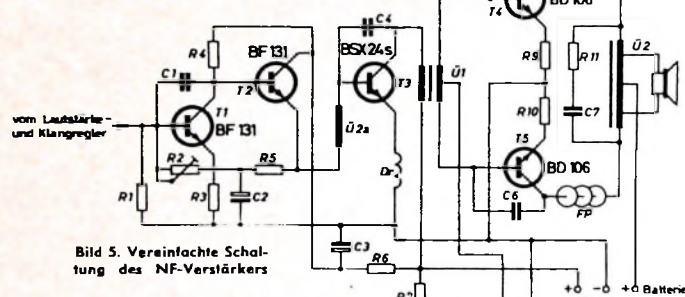


Bild 5. Vereinfachte Schaltung des NF-Verstärkers

T4 wird durch die Regelspannung, die ebenso wie beim „Touring Special 606“ erzeugt wird, so gesteuert, daß der Collector von T4 bei kleinen Empfangsfeldstärken negativ, bei großen Feldstärken positiv gegenüber der Diodenvorspannung wird. Über den Entkopplungswiderstand R3 gelangt die Spannungsänderung des Regeltransistors T4 an die Dioden D1 und D2, so daß sich die beschriebene Regelwirkung ergibt. Die Längsdiode D1 ist zur Verminderung der Regelsteilheit mit dem Widerstand R2 überbrückt, der zur Gleichstromtrennung mit einem Kondensator C2 in Serie liegt. Dadurch wird erreicht, daß der Längswiderstand der Regelanordnung selbst bei voll gesperrter Längsdiode D1 nie größer als der Widerstand R2 werden kann. Diese Schaltungsmaßnahme vermindert die zunächst zu hohe Regelsteilheit, so daß sich ein besseres Regelverhalten ergibt. Die Aussteuerungsgrenze wird dadurch um den Faktor 3 bis zu dem Punkt erhöht, an dem die positiven Halbwellen der Eingangsspannungen so groß sind, daß sie die Vorspannung des Regelvorspanns und somit den gesperrten Zustand aufheben. Sie wird also auch durch die zur Verfügung stehende Betriebsspannung bestimmt.

NF-Verstärker

Silizium-Planartransistoren in NF-Verstärkern ergeben gegenüber Germaniumtransistoren zumindest zwei unvermutet neue Probleme. Am erstaunlichsten ist vielleicht die Tatsache, daß die Temperaturstabilisierung des Ruhestromes der Gegentakt-Endstufe wesentlich schwieriger ist. Das zweite neue Problem erwächst aus der Tatsache, daß Planartransistoren vor vornherein Hochfrequenzeigenschaften mitbringen, wodurch eine Schwingneigung bei hohen Frequenzen entsteht. In dem vereinfachten gezeichneten Schaltbild des NF-Verstärkers (Bild 5) sind die Gegenmaßnahmen zu erkennen. Mit den Kondensatoren C1, C4, C5 und C6 als kapazitive Gegenkopplung vom Collector zur Basis wird die obere Grenzfrequenz des Verstärkers herabgesetzt. Die Ferritperlen FP auf den Collectoranschlüssen der Endstufentransistoren, das Boucherot-Glied C7, R11 parallel zum Ausgangsübertrager U2 und die Drossel Dr in der

Emitterleitung des Treibertransistors T3 dienen dem gleichen Zweck.

Die beiden Vorstufentransistoren T1 und T2 sowie der Treibertransistor T3 sind gleichstromgekoppelt. Durch die Gegenkopplung über die Widerstände R2 und R5 werden die Arbeitspunkte dieser drei Transistoren temperaturstabilisiert.

Wie bereits erwähnt, ist die Stabilisierung des Ruhestromes der Endstufe nicht so einfach wie bei Germaniumtransistoren. Das hat folgenden Grund: Die erlaubte Sperrschichttemperatur bei Siliziumtransistoren liegt etwa 100 °C höher als bei solchen aus Germanium, also zwischen 175 und 200 °C. Die Temperaturdifferenz zwischen Umgebung und Kristall ist demnach wesentlich größer, und somit sind es auch die Temperaturschwankungen des Siliziumkristalls im Betrieb. Da sich aber für beide Transistorarten die Funktion $I_C = f(U_{BE})$ je nach Systemart um 2,2 bis 2,4 mV/°C verschiebt, besteht beim Siliziumtransistor wegen des genannten großen Kristalltemperaturbereichs eine größere Tendenz zur Änderung des Collectorstromes in Abhängigkeit von der Verlustleistung. Die Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ist dagegen nicht größer als bei Germaniumtransistoren. Deshalb besteht der Basisspannungsteiler der Endstufe aus den Widerständen R7, R8, der Siliziumdiode D1 und dem Heißleiter HL, der des guten Wärmekontakts wegen mit der Kühlelemente der beiden Endstufentransistoren verschraubt ist.

Siebung und Stabilisierung

Die Stromversorgung im Kraftfahrzeug ist von hohen Störpulsen überlagert, die von den Unterbrechern und vom Regler herrühren. Diese NF-Störungen auf dem Bordnetz können nicht durch die üblichen Kraftfahrzeugenstörmittel vollständig beseitigt werden. Deshalb haben Autosuper und Kofferempfänger, die im Kraftfahrzeug betrieben werden, ein Siebglied in Form einer Drossel und eines großen Elektrolytkondensators. Da einmal wegen der kompakten Bauweise in den

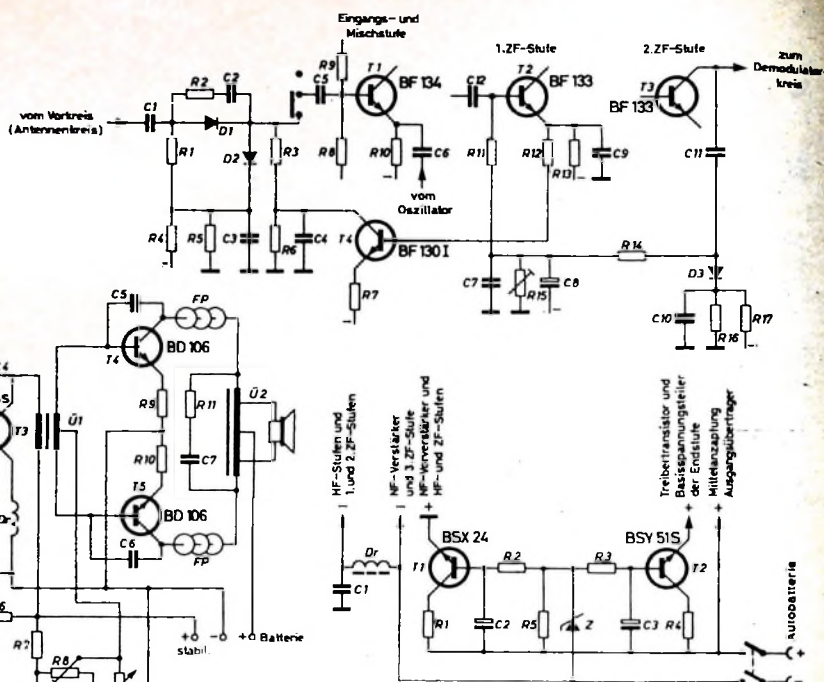


Bild 6. Stromversorgungsteil mit Siebung und Stabilisierung

Schaub-Lorenz-Autosupern für ein derart voluminöses Siebglied kein Platz war, zum anderen preiswerte Elektrolytkondensatoren nur eine obere erlaubte Betriebstemperatur von +65 °C haben, wurde bei den Geräten „Touring Special 303“ und „Touring Special 606“ eine elektronische Siebung mit Transistoren, die gleichzeitig noch die Funktion der Spannungsstabilisierung übernimmt, eingebaut. Im Bild 6 ist dargestellt, daß die beiden Stabilisierungstransistoren T1 und T2 von der gleichen Referenzspannung, die durch die Zenerdiode Z erzeugt wird, gesteuert werden. Die Basisanschlüsse von T1 und T2 sind jeweils mit einem Tantalkondensator C2 bzw. C3 von je 20 µF abgeblockt, so daß sich eine wirksame Kapazität ergibt, die um den Faktor der Stromverstärkung von T1 und T2 größer ist. Der Endstufenstrom ist nicht gesteuert. Da der Ausgangsübertrager (U2 im Bild 5) sorgfältig auf Symmetrie geprüft wird, haben sich die Störspitzen in der Endstufe auf. Deshalb werden auch über die Gegenkopplungswicklung (U2a im Bild 5) keine Störpulse auf die Basis des Treibertransistors übertragen.

Neben diesen neuen Schaltungslösungen wurden auch bewährte und bekannte Schaltungsdetails übernommen. So sind zum Beispiel zum Erreichen einer hohen Spiegelfrequenzselektion die AM-Antennenkreise in π -Schaltung ausgeführt. Im FM-Eingangsteil ist zwischen Eingangs- und Mischstufe ein induktiv abgestimmtes Bandfilter angeordnet. Auch die vorgespannte Begrenzerdiode am Collector der FM-Mischstufe ist schon in früheren Geräten zu finden.

Mit den beiden Geräten „Touring Special 606“ und „Touring Special 303“ ist es gelungen, dem besonders auf professionellen Gebieten der Nachrichtentechnik zu beobachtenden Trend zur Verkleinerung der Geräteabmessungen und Gewichte ebenfalls bei Geräten der Unterhaltungselektronik zu folgen.

Stereo-Decoder des Hi-Fi-Tuners »RT 40«

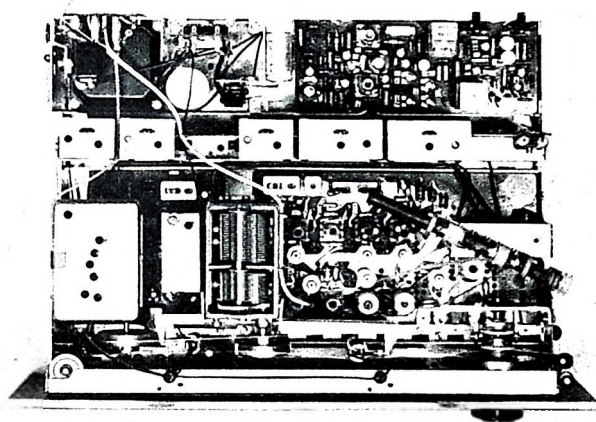
DK 621.396.62:681.84.067.7

Für den Hi-Fi-Tuner „RT 40“ von Grundig (Bild 1) wurde ein mit Siliziumtransistoren bestückter Decoder entwickelt, der höchste Ansprüche erfüllt. Besonderes Augenmerk richtete man auf ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis, geringen Klirrfaktor und die Entstehung möglichst weniger nichtharmonischer Nebenfrequenzen. Der Decoder arbeitet deshalb nach dem Matrix-Prinzip mit der Deemphasis der Differenzinformation im Hilfstägerkanal, obwohl diese Schaltungsart einen höheren Aufwand zum Erreichen genügender Übersprechdämpfung bei höheren Modulationsfrequenzen erfordert. Es hat sich jedoch gezeigt,

sator C 501 wird das Multiplexsignal der Basis des Transistors T 504 zugeführt. Für die Seitenbänder und das Summensignal wirkt der Transistor als Impedanzwandler. Infolge der starken Stromgegenkopplung sind die Verzerrungen sehr gering. Außerdem verstärkt dieser Transistor den 19-kHz-Pilotträger, der an dem Resonanzkreis in der Collectorleitung abgenommen wird. Nach der Frequenzverdopplung mit einer Gegentakgleichrichter-Anordnung wird der regenerierte 38-kHz-Hilfsträger an die Basis des Transistors T 505 geführt. Der Kondensator C 511 bewirkt zusammen mit dem Basisspannungsteiler und dem

vervollständigt. Eine zweite Brückenschaltung wird durch die entgegengesetzt gepolten Dioden D 5, D 6 mit ihren Linearisierungswiderständen und dem Einstellregler R 562 gebildet.

Der Transistor T 506 verstärkt die am Emitter von T 504 abgenommenen Seitenbänder. Der in der Collectorleitung liegende Kreis hat eine Bandbreite von 6,4 kHz, wodurch sich eine Absenkung der Seitenbänder entsprechend einer Deemphasis von 50 μ s ergibt. Infolge des nichtüberbrückten Emittewiderstands erhöht sich der Innenwiderstand des Transistors so weit, daß er auf die Bandbreite des



daß diese Schaltung eine merkliche Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses zuläßt.

Die automatische Umschaltung von Mono- auf Stereo-Betrieb erfolgt mit einem Relais, wobei der Decoder bei Mono-Betrieb ganz abgeschaltet wird. Diese Lösung bringt keinerlei Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Mono mit sich, wie sie etwa bei einer Mono-Stereo-Umschaltung, bei welcher der Decoder in Betrieb bleibt und nur die Entstehung des Hilfstägers unterbunden wird, auftritt. Die Mono-Stereo-Umschaltung ist außerdem vom Pegel abhängig, das heißt, eine Umschaltung auf Stereo-Betrieb kann erst erfolgen, wenn die HF-Eingangsspannung des Tuners einen Betrag erreicht, der einen brauchbaren Stereo-Empfang zuläßt.

Nur vom Pilotträger gesteuerte Automaten können diese Forderung nicht erfüllen, weil sich bei hochwertigen Tunern die NF-Ausgangsspannung des Radiodetektors infolge der sehr früh einsetzenden Begrenzung schon von sehr kleinen Werten der HF-Eingangsspannung an nicht mehr ändert. Daher ist bei diesen Automaten eine Auslösung der Umschaltung erst bei höheren HF-Pegeln, wie sie für einen brauchbaren Stereo-Empfang nötig sind, nicht möglich.

1. Schaltung des Decoders

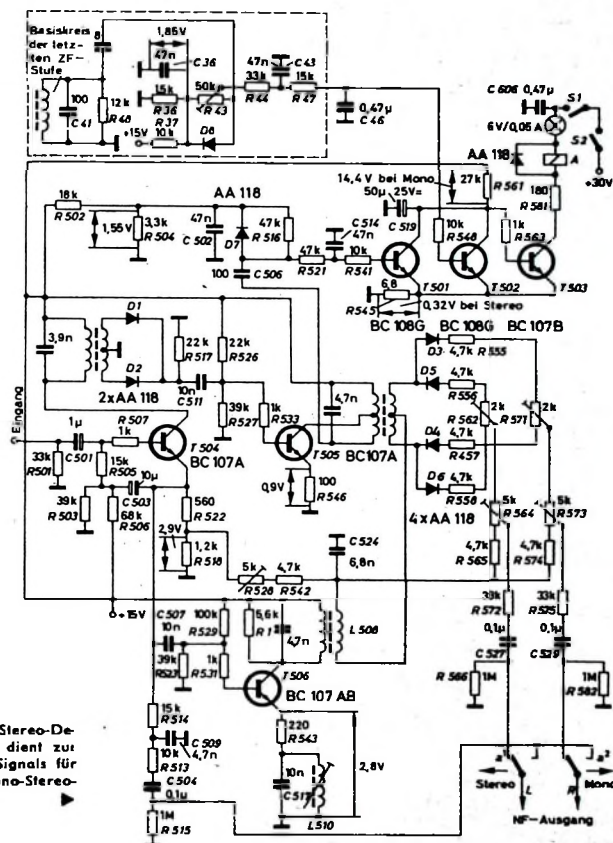
Im Bild 2 ist die Schaltung des Stereo-Decoders dargestellt. Über den Kondensator

Bild 1. Blick auf das Chassis des Hi-Fi-Tuners „RT 40“. Rechts oben im Bild die Platine des Stereo-Decoders

Bild 2. Schaltung des Stereo-Decoders. Die Diode D 8 dient zur Gleichrichtung des ZF-Signals für die pegelabhängige Mono-Stereo-Umschaltautomatik

Eingangswiderstand des Transistors eine Phasendrehung, die notwendig ist, um die bei der Frequenzverdopplung auftretende Phasenverschiebung wieder auszugleichen. Der Transistor T 505 verstärkt ausschließlich den regenerierten Hilfstäger. In der Collectorleitung befindet sich ein Kreis, der auf 38 kHz abgestimmt ist. Die angekoppelte Gegentakwicklung ist Teil einer Brückenschaltung. Die Brücke wird mit zwei in Reihe geschalteten Dioden D 3, D 4, deren Durchlaßwiderstände mit 4,7-kOhm-Widerständen linearisiert sind, sowie dem Einstellregler R 571, der zur Einstellung der Brückensymmetrie dient,

Collectorkreises keinen Einfluß mehr hat. Außerdem wirkt die Stromgegenkopplung linearisierend, so daß die Verzerrungen auch hier klein bleiben. Wegen der notwendigen relativ großen Bandbreite von 6,4 kHz werden höhere Frequenzen des Summensignals, die ja ebenfalls an die Basis von T 506 gelangen, nicht genügend abgesenkt. Das würde aber die Übersprechdämpfung bei höheren Modulationsfrequenzen verschlechtern. Deshalb liegt in der Emitterleitung der Resonanzkreis L 510, C 517, dessen Resonanzfrequenz etwa 15 kHz beträgt. Er bewirkt eine große Gegenkopplung in diesem Frequenzgebiet,



wodurch die Übersprechdämpfung auch bei höheren Modulationsfrequenzen sichergestellt ist. Über die Koppelwicklung L 508 werden die verstärkten Seitenbänder der Demodulationsschaltung zugeführt. Das ZF-Teil des Tuners benachteiligt die Seitenbandfrequenzen gegenüber den tieferliegenden Frequenzen des Summensignals etwas. Die Verstärkung der Seitenbänder im beschriebenen Stereo-Decoder ist deshalb so bemessen, daß dieser Abfall ausgeglichen werden kann.

Die Demodulation erfolgt mit den schon erwähnten Brückengliedern. Das niederfrequente Differenzsignal erscheint an den beiden Einstellreglern R 564 und R 573, und zwar mit jeweils umgekehrtem Vorzeichen. Für den Hilsträger liegen die NF-Ausgänge in der entsprechenden Brückendiagonale. Bei genauer Einstellung der Brückensymmetrie erscheinen deshalb am NF-Ausgang keinerlei Störfrequenzen, die über den Pilot- beziehungsweise Hilsträgerkanal dem Demodulator zugeführt werden. Diese Tatsache ist wichtig, da ja der Pilotträger infolge seiner geringen Aussteuerung ein sehr schlechtes Signal-Stör-Verhältnis hat.

Das Summensignal wird an dem als Spannungsteiler ausgebildeten Emittterwiderstand des Transistors T 504 abgenommen. Diese Spannungsteilung bewirkt, daß bei der Umschaltung von Mono auf Stereo-Betrieb kein Lautstärkeprung auftritt. Der Widerstand R 542 und der Einstellregler R 528 ergeben zusammen mit dem Kondensator C 524 die Deemphasie für das Summensignal. Sie ist einstellbar, um sie genau an die Deemphasie des Differenzsignals angleichen zu können. Die beiden Differenzsignal-Anteile sind auf das Summensignal aufgestockt. Durch diese nochmalige Summen- und Differenzbildung entstehen die beiden ursprünglichen Signale des linken und rechten Stereo-Kanals. Mit den Einstellreglern R 564, R 573 und R 528 kann man die optimale Übersprechdämpfung einstellen. Über die Entkopplungswiderstände R 572 und R 575 und die Trennkondensatoren C 527 und C 529 werden die beiden NF-Kanäle den Kontakten des Mono-Stereo-Umschaltrelais zugeführt.

2. Schaltung der pegelgesteuerten Umschaltautomatik

Zur Steuerung des Umschaltrelais dient eine Triggerschaltung mit drei Transistoren. Sie haben einen gemeinsamen Emittterwiderstand. T 501 und T 502 haben außerdem auch einen gemeinsamen Collectorwiderstand, und die Collectoren sind galvanisch mit der Basis des Transistors T 503 verbunden. Die Arbeitspunkte von T 501 und T 502 sind so eingestellt, daß die Transistoren im Ruhezustand geöffnet sind. Das Collectorpotential entspricht daher praktisch der Kniepannung, und der Transistor T 503 ist gesperrt. Die Schaltung ist so bemessen, daß die Sperrung nur eines Transistors nicht ausreicht, um die Schaltung zum Kippen zu bringen. Erst wenn sowohl T 501 als auch T 502 gesperrt werden, steigt das Collectorpotential so weit an, daß T 503 stromführend wird. Durch die Rückkopplung über den gemeinsamen Emittterwiderstand erfolgt dieser Vorgang sprunghaft. In der Collectorleitung von T 503 liegt das Umschaltrelais A in Reihe mit einer Glühlampe, die die Umschaltung auf Stereo-Betrieb anzeigt.

Die Steuerung des Transistors T 501 erfolgt mit einer Gleichspannung, die mit der

Diode D 7 aus der 38-kHz-Spannung am Collectorkreis von T 505 gewonnen wird. Die Sperrung des Transistors erfolgt nur, wenn ein Pilotträger vorhanden ist, also ein Stereo-Sender empfangen wird. Wie oben schon erwähnt, ändert sich die Pilottragerspannung von kleinsten Antennenspannungen an nicht mehr, so daß T 501 schon beim Empfang eines schwach einfallenden Stereo-Senders sperrt. Die Steuerung des Transistors T 502 erfolgt dagegen mit einer Gleichspannung, die mit Hilfe der Diode D 8 aus der ZF-Spannung gewonnen wird, die am Basiskreis der letzten ZF-Stufe steht. An dieser Stelle ist bei den in Frage kommenden HF-Eingangsspannungen noch eine genügende Änderung der ZF-Spannung vorhanden, um die Umschaltung auszulösen. Mit dem Einstellregler R 43 ist die Ansprechempfindlichkeit einstellbar. Die Siebglieder vor den Basen der Transistoren T 501 und T 502

und die von C 519 und R 561 gebildete Zeitkonstante verhindern das Ansprechen der Automatik auf kurze Störimpulse. Die parallel zur Relaiswicklung liegende Diode schützt den Transistor vor hohen Spannungsspitzen, die beim Abschalten der Relaispule entstehen.

Mit der Mono-Stereo-Taste S 1 des Tuners kann die Betriebsspannung des Transistors T 503 abgeschaltet und damit die Automatik in Stellung „Mono“ gebracht werden. Diese Abschaltung erfolgt mit S 2 auch beim Betrieb des Tuners auf den verschiedenen AM-Bereichen.

Bei Stereo-Betrieb schaltet das Relais die beiden NF-Ausgänge des Decoders an den nachfolgenden NF-Verstärker. In der Stellung „Mono“ sind beide Kanäle parallel geschaltet und über ein Deemphasieglied mit der NF-Spannung gespeist, die am Emittter des Transistors T 504 steht.

Stereo - Nachrichten

SFB-Stereo-Sendungen zu Weihnachten

24. 12. 1965

20.00-22.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Musikalische Abendunterhaltung. Studio-Orchester Berlin mit W. Eisbrenner und K. Gaebel
22.05-23.10 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Das Weihnachtsoratorium von J. S. Bach

25. 12. 1965

9.10-10.00 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Geistliche Musik mit Werken von E. Hickmann, H. Schütz, F. Zachow und E. Pepping
11.25-14.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Der Messias von G. F. Händel
17.00-17.30 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Zu Bethlehem geboren; europäische Weihnachtslieder
17.05-18.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Aus klassischen Operetten. Studio-Orchester Berlin mit K. Gaebel; es singen u. a. B. Jasper, U. Schürmacher, A. Herrfurth, H. Hoppe, H.-M. Lins, K.-E. Mercker, K. Böhme
17.45-19.00 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Symphonisches Konzert mit Werken von H. Berlioz, C. Franck und C. Debussy
18.45-20.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Ein Melodienreigen in Stereo. Studio-

Orchester Berlin mit W. Eisbrenner und K. Gaebel

26. 12. 1965

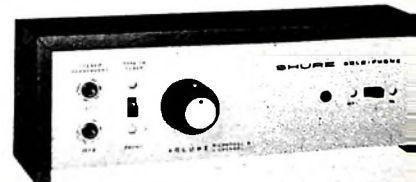
10.00-11.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Kleines Konzert. Studio-Orchester Berlin mit W. Eisbrenner
11.40-13.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Beethoven, Symphonie Nr. 9 d-moll, op. 125 mit Schlußchor über Schillers Ode „An die Freude“
16.00-17.50 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Hänsel und Gretel. Märchenspiel von A. Wette. Musik von E. Humperdinck
18.15-19.00 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Weihnachten mit dem Dresdner Kreuzchor, Leitung R. Mauersberger
19.30-20.00 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Das Weihnachtsoratorium von J. S. Bach
19.35-22.00 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Musik für Sie - in Stereophonie
21.30-22.30 Uhr (92,4 MHz, Kanal 18)
Orchesterkonzert mit Werken von F. Mendelssohn-Bartholdy, L. van Beethoven und F. Schubert
23.00-24.00 Uhr (88,75 MHz, Kanal 6)
Musik klingt durch die Nacht

Stereo-Verstärker für Kopfhörerbetrieb

In manchen Fällen ist es erwünscht, Stereodarbietungen (Schallplatte oder Stereo-Rundfunk) mit höchster Wiedergabequalität über Kopfhörer abhören zu können, sei es, um die Umgebung nicht zu stören, zum Beispiel im Schallplattengeschäft, sei es für Zwecke des Musikunterrichts oder zum Mithören bei Stereo-Produktionen. Der Stereo-Verstärker „SA-2“ von Shure ist ein Spezialverstärker für derartige Anwendungszwecke und wahrscheinlich der erste auf dem Markt, für den die von einem hochwertigen Studio-Abtastsystem abgegebene Spannung zur Vollaussteuerung genügt; er kann auch als Zwischenverstärker beim Umschneiden von Schallplatten auf Tonband benutzt werden.

Der transistorisierte Verstärker hat je einen Eingang für Tonabnehmer (47 kOhm) und Tuner/Tonbandgerät (250 kOhm). Der Phono-Eingang ist nach RIAA entzerrt. Auf der Vorderseite des Verstärkers mit den Abmessungen 26 cm x 9 cm x 8 cm (Gewicht 1,475 kg) befinden sich links zwei Anschlußbuchsen für Stereo-Kopfhörer (Impedanz 4 Ohm oder höher). Daneben liegen der Umschalter für

die Eingangsspannungsquellen (Tonband/Tuner oder Phono) und der mittels Doppelknopfes bedienbare Lautstärke- und Balance-Regler. Ganz rechts ist der Netzschalter mit der Betriebskontrolllampe angebracht, während die Eingangsbuschen sich auf der Rückseite des Verstärkers befinden. Die Übersprechdämpfung ist im Frequenzbereich



50 ... 20 000 Hz > 40 dB und der Klirrfaktor < 1%, wenn beide Kanäle gleichzeitig bei 8 Ohm Abschlußwiderstand mit einem Pegel von 100 mV betrieben werden.

Rauschsperrre für FM-Empfänger

1. Zweck einer Rauschsperrre

Bezogen auf eine bestimmte Eingangsspannung (zum Beispiel 1 μV), ist für einen Empfänger das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang (der Rauschabstand) ein Maß für seine Empfindlichkeit. Je größer dieses Signal-Rausch-Verhältnis ist, um so empfindlicher ist der betreffende Empfänger. Die Rauschspannung am Ausgang kommt hauptsächlich durch das zusammen mit dem Eingangssignal verstärkte Eigenrauschen des Empfängers zustande. Da das Eigenrauschen unabhängig von der Empfänger-Eingangsspannung ist, wird das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang um so größer, je größer die Eingangsspannung ist. Dagegen wird mit kleiner werdendem Eingangssignal das Eigenrauschen des Empfängers immer störender; bei empfindlichen Empfängern mit hoher Verstärkung ist sogar die niederfrequente Rauschspannung am Empfänger-Ausgang bei fehlendem Signal nahezu gleich der Ausgangsnutzspannung beim Empfang eines Senders mit mittlerem Modulationshub. Vor allem bei Auto-Empfängern kann das sehr unangenehm sein, da während der Fahrt starke Feldstärkeschwankungen auftreten können, so daß immer, wenn das Nutzsignal zu schwach wird, das Eigenrauschen sehr störend in Erscheinung tritt. Ebenfalls störend ist das Empfänger-Rauschen beim Durchstimmen des Empfängers von Sender zu Sender bei zwischenliegenden Empfangslücken.

Da die Qualität einer Übertragung durch Rauschen stark beeinträchtigt wird, gibt es einen unteren Wert für das Signal-Rausch-Verhältnis und damit eine untere Grenze für die Empfänger-Eingangsspannung, von der ab eine Unterdrückung von Nutz- und Rauschsignal am Empfänger-Ausgang gerechtfertigt ist. Eine derartige Unterdrückung kann mit einer Rauschsperrre vorgenommen werden.

Die Anwendung einer entsprechenden, nachstehend beschriebenen Schaltung ist jedoch nicht auf die eigentliche Rauschunterdrückung bei schwachem oder fehlendem Empfangssignal beschränkt. Zusätzlich besteht auch die Möglichkeit, auf einfache Weise eine Schaltschwelle zu gewinnen, wie sie zum Beispiel für Steuerzwecke in Empfangsgeräten für drahtlose Mikrofone oder bei einer automatischen Motorabstimmung von Empfängern benötigt wird. Die besonderen Vorteile des angegebenen Schaltungsbeispiels sind das praktisch verzögerungsfreie Arbeiten, ferner die Möglichkeit, eine Schaltschwelle mit unterschiedlicher Ein- und Ausschaltspannung zu verwirklichen, und schließlich der geringe erforderliche Aufwand für die gesamte Rauschsperrre.

2. Prinzip der Rauschsperrre

Wird eine Transistorstufe bis in den Begrenzungsknick der Transistorkennlinie angesteuert, dann vermindert sich die Stufenverstärkung nicht nur für das übersteuernde Signal, sondern auch für die Signale aller anderen Frequenzen. Diese Tatsache wird für die Rauschsperrre ausgenutzt. Die letzte ZF-Stufe eines UKW-Empfängers wird bei fehlendem oder nur kleinem Nutzsignal mit einer Hilfsfrequenz übersteuert, wodurch die entstehende NF-

Spannung, die in diesem Fall im wesentlichen eine Rauschspannung ist, abgeschwächt wird. Außerdem wird die Hilfsfrequenzspannung dem Sekundärkreis des FM-Demodulators zugeführt, so daß durch die Gleichrichtung der Hilfsfrequenzspannung über die Dioden des Ratiodetektors eine zusätzliche Bedämpfung des FM-Modulatorfilters entsteht. Die allein dadurch erreichte zusätzliche Abschwächung der NF-Ausgangsspannung ist gegenüber der Abschwächung durch Übersteuerung der letzten Transistorstufe bereits etwa 10 dB. Sehr einfach und mit besonders geringem Aufwand läßt sich die Rauschsperrre in einem kombinierten AM/FM-ZF-Verstärker verwirklichen (Bild 1). Dabei können einige Bauelemente doppelt ausgenutzt werden. Jedoch kann die Rauschsperrre auch in einen reinen FM-ZF-Verstärker eingebaut werden. Dann sind zusätzlich ein Schwingkreis (AM II) für die Hilfsfrequenz und eine Diode D 3 für das Einstellen einer Schaltschwelle erforderlich. Als Hilfsfrequenz wird in der Schaltung nach

einfallenden Sender empfangen wird und das empfangene schwache Signal Feldstärkeschwankungen unterworfen ist. In diesem Fall, der bei Autoradio-Betrieb häufig vorkommt, wird bei kurzzeitiger Empfangsunterbrechung die Gefahr des Umspringens der Abstimmung auf das starke Sendersignal bei Anwendung der Rauschsperrre erheblich vermindert. Um im Schaltbereich der Rauschsperrre bei geringen Feldstärkeschwankungen des empfangenen Nutzsignals oder bei Auftreten unterschiedlicher Frequenzhübe ein fortwährendes Schalten der Rauschsperrre zu vermeiden, ist eine Schaltschwelle erforderlich, wobei der Empfangspegel für das Ausschalten der Rauschsperrre größer sein muß als für das Einschalten. Man erreicht dies, indem man die Diode D 3 des AM-Demodulators in Durchlaßrichtung vorspannt. Auf diese Weise ist der AM-Kreis im nichtschwingenden Zustand stärker bedämpft als im schwingenden. Die Höhe der Schaltschwelle ist in der Schaltung nach Bild 1 mit dem Potentiometer P (Spannung U_P) einstellbar.

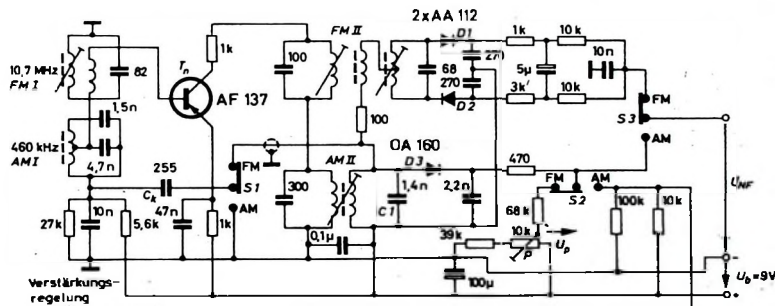


Bild 1. Schaltung der Rauschsperrre in der Demodulatorstufe eines kombinierten AM/FM-ZF-Verstärkers; Spulendaten für AM II: primär 90 Wdg. $10 \times 0,04$ HF-L, sekundär 48 Wdg. 0,15 CuLs, Gewindekern „GW 4/13 $\times 0,5$ FK III g“ und Kappenkern „FK III“ (Vogl)

Bild 1 die AM-ZF (460 kHz) verwendet, da hierfür die Schwingkreise sowieso vorhanden sind. Die Schaltung wird dabei so ausgelegt, daß der letzte ZF-Transistor T_n auf der Hilfsfrequenz schwingt. Die Rückkopplung (nur in Schalterstellung FM) erfolgt von der Sekundärwicklung des AM-Demodulatorkreises über C_k auf den Fußpunkt des Eingangskreises von T_n , also durch eine kapazitive Spannungsteilung. Bei entsprechender Dimensionierung der Rückkopplung reißt die Hilfsschwingung bei größerem Nutzsignal ab, womit auch die Abschwächung des niederfrequenten Ausgangssignals aufgehoben wird (Ausschalten der Rauschsperrre). Unterschreitet das Nutzsignal einen bestimmten Wert, dann setzt die Hilfsschwingung erneut ein, was wiederum eine Abschwächung des niederfrequenten Ausgangssignals zur Folge hat (Einschalten der Rauschsperrre). Mit Einsetzen der Hilfsschwingung vermindert sich bei Empfängern mit automatischer Scharfabstimmung auch die Nachstimmspannung. Das bedeutet, daß während des Abstimmvorganges ein kleinerer Fangbereich wirksam ist, während sich der Haltebereich kaum vermindert. Diese Eigenschaft wirkt sich besonders günstig aus, wenn ein schwach einfallender Sender neben einem frequenzbenachbarten stark

Wegen der hochfrequenzmäßigen Zusammenschaltung des AM-Demodulators mit dem FM-Demodulator zur Einkopplung der Hilfsfrequenzspannung in den Tertiärkreis des FM-Demodulators wurde eine Umdimensionierung des AM-Demodulatorkreises gegenüber den üblichen Ausführungen notwendig. Ein zusätzlicher Kondensator C1 muß die Sekundärwicklung des AM-Demodulatorkreises AM II für die FM-ZF überbrücken. Die Kapazität (1,4 nF) dieses Kondensators wurde so bemessen, daß dessen auf die Primärseite transformierter Kapazitätswert etwa die Hälfte der gesamten auf der Primärseite erforderlichen Kreiskapazität darstellt. Eine feste Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung ist dabei Voraussetzung.

3. Wirkung der Rauschsperrre

Die Rauschsperrre wurde in einen mit Transistoren bestückten, empfindlichen AM/FM-Empfänger mit einer Verstärkung vom UKW-Eingang bis zur Basis des letzten ZF-Transistors von ungefähr 100 dB eingebaut. An den Eingang des Empfängers wurde ein Meßsender angeschlossen und die Spannung U_{NF} am Ausgang des FM-Demodulators in Abhängigkeit von der Empfänger-Eingangsspannung U_{FM} gemessen. Das Ergebnis zeigen Bild 2 und Bild 3.

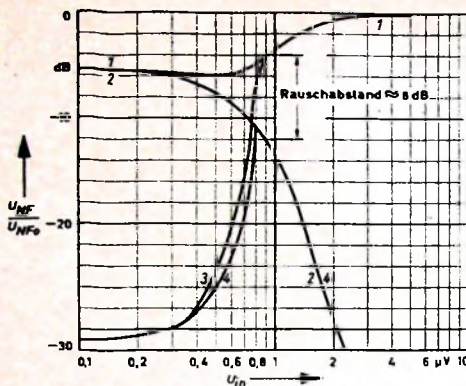
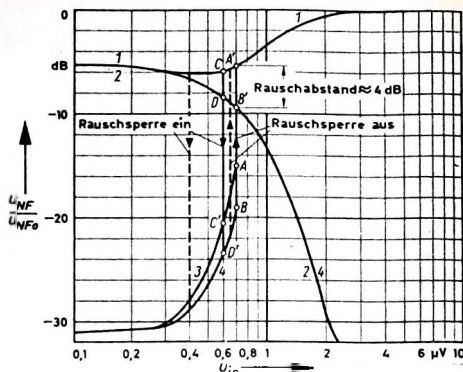


Bild 2. Verhältnis der NF-Spannung U_{NF} des AM/FM-Empfängers zur NF-Spannung U_{NF0} , die bei voller Begrenzung auftritt, in Abhängigkeit von der Empfänger-Eingangsspannung U_{in} . Kurven 1 und 2: Rauschsperrung außer Betrieb; Kurven 3 und 4: Rauschsperrung in Betrieb, jedoch ohne Schaltschwelle ($U_P = 0$ V)

Bild 3. Wie Bild 2, jedoch mit verschiedenen Schaltschwellen für Kurve 3 und 4 (ausgezogen $U_P = -1,5$ V, gestrichelt $U_P = -2,3$ V)



Bei Bild 2 wurde die Rauschsperrung ohne Schaltschwelle benutzt ($U_P = 0$ V), und bei Bild 3 wurden durch die Wahl von $U_P = -1,5$ V und $U_P = -2,3$ V zwei verschiedene Schaltschwellen eingestellt.

Die Kurven 1 und 2 der Bilder 2 und 3 stimmen überein. Sie wurden bei außer Betrieb gesetzter Rauschsperrung gemessen (Rückkopplungsweig aufgetrennt). Bei Kurve 1 wurde der Meßsender mit $f_m = 1$ kHz frequenzmoduliert (bei einem Frequenzhub $\Delta f = 15$ kHz), während er bei Kurve 2 unmoduliert betrieben wurde.

Die Kurven 3 und 4 der Bilder 2 und 3 wurden bei in Betrieb befindlicher Rauschsperrung gemessen. Bei der Kurve 3 wurde der Meßsender wieder mit Modulation, bei Kurve 4 ohne Modulation betrieben.

Die NF-Ausgangsspannung U_{NF} hängt von der Verstärkung des HF- und des ZF-Verstärkers ab und besteht bei kleinen Werten von U_{in} nur aus Rauschen. Deshalb fallen die Kurven 1 und 2 für $U_{in} < 0,3 \mu V$ zusammen. U_{NF} wächst mit zunehmendem U_{in} bei moduliertem Eingangssignal (Kurve 1) bis zum Einsetzen der Begrenzung. Bei voller Begrenzung ist der Höchstwert U_{NF0} der NF-Ausgangsspannung erreicht. Auf diesen Wert U_{NF0} sind in den Bildern 2 und 3 alle anderen NF-Spannungen bezogen.

Bei unmoduliertem Eingangssignal (Kurve 2) besteht die NF-Ausgangsspannung U_{NF} nur aus Rauschen. Diese NF-Rauschspannung nimmt mit zunehmendem U_{in} ab. Aus dem Abstand der Kurven 1 und 2 kann das zu einer bestimmten Empfänger-Eingangsspannung gehörende Signal-Rausch-Verhältnis, der Rauschabstand, abgelesen werden.

Die Kurven 3 und 4 im Bild 2 zeigen die Auswirkung der Rauschsperrung. Durch die Übersteuerung des auf der Hilfsfrequenz schwingenden letzten ZF-Transistors wird die NF-Rauschspannung für kleine Werte von U_{in} bei der vorliegenden Dimensionierung um ungefähr 26 dB gegenüber Kurve 1 abgeschwächt und damit um etwa 31 dB gegenüber dem Pegel U_{NF0} . Die Abschwächung von U_{NF} wird mit wachsender Eingangsspannung geringer, da die von U_{in} hervorgerufene Spannung an der Basis des Transistors der Rauschsperrung nun ihrerseits die Verstärkung für die Hilfsfrequenz herabsetzt. Die Kurve 3 im Bild 2 geht deshalb mit zunehmendem U_{in} in Kurve 1 über. Im Berührungspunkt der beiden Kurven setzt die Schwingung des Rauschsperr-Transistors mit der Hilfsfrequenz aus. Entsprechend der verkleinerten Abschwächung von U_{NF} mit wachsendem U_{in} bei moduliertem Eingangssignal ergibt sich auch eine verkleinerte Abschwächung von U_{NF} bei unmoduliertem Signal (Kurve 4). Kurve 4 muß dabei

unter Kurve 3 liegen, weil bei Kurve 4 die NF-Ausgangsspannung nur aus Rauschen besteht. Mit zunehmendem Wert von U_{in} steigt die Kurve 4 bis zum Schnittpunkt mit Kurve 2, die dann für den weiteren Verlauf maßgebend ist.

Aus Bild 3 ist die Wirkung einer Schaltschwelle zu erkennen. Für eine Potentiometerspannung $U_P = -1,5$ V (Vorspannung für die AM-Demodulatordiode D 3) reißt die Hilfsfrequenz bei der gewählten Dimensionierung ab, wenn $U_{in} \geq 0,7 \mu V$ wird (Punkt A der Kurve 3 und Punkt B der Kurve 4). Dadurch geht die Kurve 3 in Kurve 1 (Punkt A') sowie die Kurve 4 in Kurve 2 (Punkt B') sprunghaft über. Wird die Eingangsspannung U_{in} wieder kleiner, dann fängt der Transistor der Rauschsperrung bei $U_{in} \leq 0,6 \mu V$ wieder an zu schwingen (Punkt C der Kurve 1 und Punkt D der Kurve 2). Dadurch geht die Kurve 1 in Kurve 3 (Punkt C') sowie Kurve 2 in Kurve 4 (Punkt D') sprunghaft über. Die durch $U_P = -1,5$ V eingestellte Schaltschwelle hat demnach folgende Wirkung: Die Rauschsperrung schaltet bei zunehmendem Eingangssignal aus für $U_{in} \geq 0,7 \mu V$ und bei abnehmendem Eingangssignal wieder ein für $U_{in} \leq 0,6 \mu V$. Für eine Potentiometerspannung $U_P = -2,3$ V gelten die gestrichelten Linien. Die Schaltschwelle ist dabei größer.

4. Einfluß von Rückkopplung, Vorverstärkung und Speisespannung

Die Bilder 4 und 5 geben einen Überblick über die Funktion der Schaltung. Zum Aufnehmen der Kurven wurde der Rückkopplungsweig am Schalter S 1 (Bild 1) aufgetrennt, der Kreis AM II durch Zuschalten einer Kapazität der Größe C_k wieder abgeglichen und die Hilfsfrequenzspannung U_H aus einem Meßsender über C_k eingespeist. Gemessen wurde selektiv der an der Basis des Transistors über den kapazitiven Spannungsteiler entstehende Teil U_{HB} der eingespeisten Spannung U_H , die verstärkte Hilfsfrequenzspannung U_{HD} an der Sekundärwicklung des AM-Demodulatorkreises sowie die NF-Ausgangsspannung bei einer Zeitkonstante von 50 μs für die Deemphasis.

Kurve 1 im Bild 4 zeigt den Zusammenhang von U_H und U_{HB} . Er ist wegen des kapazitiven Spannungsteilers linear. Kurve 2 ergibt sich, wenn weder Rauschspannung U_R noch Nutzspeisung U_N an die Basis des Transistors gelangen. Die verminderte Zunahme von $U_{HD} = f(U_{HB})$ bei größeren Werten von U_{HB} ist auf die Übersteuerung des Transistors durch die Hilfsfrequenzspannung und die daraus folgende Verkleinerung der Verstärkung zurückzuführen. Da für die Übersteuerung des Transistors die gesamte an der Basis liegende Spannung maßgebend ist, führt

jede weitere Spannung am Eingang des Transistors dazu, daß die Übersteuerung bei kleineren Werten von U_{HB} erfolgt. Deshalb liegen die Kurven 3, 4 und 5, bei denen zusätzlich zur Hilfsfrequenzspannung U_{HB} noch eine Rauschspannung U_R oder eine Nutzspeisung U_N am Transistoreingang liegt, tiefer als Kurve 2.

Zur Selbsterregung der Hilfsfrequenz durch Rückkopplung muß die Spannungsteilung für die Hilfsfrequenz von der Sekundärwicklung des AM-Demodulatorkreises über den Rückkopplungs-Kondensator C_k zur Basis des Transistors kleiner sein als die Spannungsverstärkung. Demzufolge muß also für Selbsterregung die verstärkte Hilfsfrequenzspannung U_{HD}

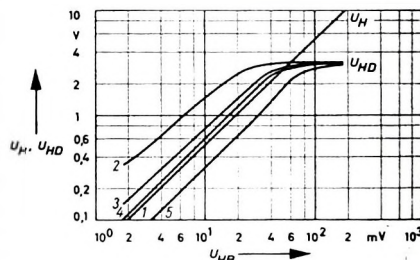


Bild 4. Verhalten der Rauschsperrung mit fremdgespeister Hilfsfrequenzspannung U_H (Rückkopplungsweig aufgetrennt). Parameter für die Kurven 2...5 sind die Rauschspannung U_R und die Nutzspeisung U_N an der Basis des Transistors (Kurve 2: $U_R = 0$, $U_N = 0$; Kurve 3: $U_R = 20$ mV, $U_N = 0$; Kurve 4: $U_R = 60$ mV; Kurve 5: $U_N = 200$ mV)

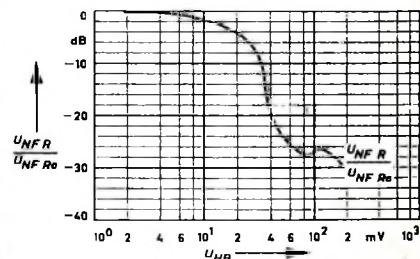


Bild 5. Verhältnis der niederfrequenten Rauschspannung U_{NFR} bei eingeschalteter Rauschsperrung zur niederfrequenten Rauschspannung U_{NFR0} bei ausgeschalteter Rauschsperrung in Abhängigkeit von der Hilfsfrequenzspannung U_{HB} an der Basis des letzten ZF-Transistors des FM-Empfängers

gleich groß oder größer sein als die bei Fremdeinspeisung erforderliche Spannung U_H .

Daraus folgt: Die Rauschsperrung ist nur für die Rausch- oder Nutzspeisung eingeschaltet, deren zugeordneter Kurvenverlauf $U_{HD} = f(U_{HB})$ die Gerade $U_H = f(U_{HB})$, das

heißt Kurve 1 schneidet. Die sich einstellende Hilfsfrequenzspannung ergibt sich dabei aus dem Schnittpunkt der jeweils gültigen Kurve $U_{HD} = f(U_{HB})$ - Kurven 2...4 - und der Geraden $U_H = f(U_{HB})$ - Kurve 1, Kurve 5, die für eine Nutzspannung $U_N = 200$ mV gilt, schneidet die Gerade nicht, das heißt, bei einer Nutzspannung dieser Größe an der Basis des letzten ZF-Transistors ist die Rauschsperrung nicht mehr eingeschaltet.

Bild 5 zeigt den Zusammenhang der NF-Ausgangsspannung mit der Hilfsfrequenzspannung U_{HB} an der Basis des Transistors, und zwar ist das in dB ausgedrückte Verhältnis der tatsächlichen NF-Spannung U_{NFR} zur NF-Spannung U_{NFR0} ohne Hilfsfrequenzspannung an der Basis aufgetragen. Es handelt sich dabei also um die niederfrequenten Rauschspannung. Gemessen wurde dieser Zusammenhang unter den Bedingungen von Kurve 3, Bild 4, das heißt mit $U_H \approx 20$ mV zusätzlich zu U_{HB} am Eingang des Transistors.

Man kann aus Bild 5 die durch die Hilfsfrequenzspannung hervorgerufene Abschwächung der NF-Rauschspannung ablesen, wenn man den zum Schnittpunkt der entsprechenden Kurve $U_{HD} = f(U_{HB})$ gehörenden Wert von U_{HB} aus Bild 4 in das Bild 5 überträgt.

Eine erhöhte Nutzsignalverstärkung des HF- und ZF-Verstärkers hat zur Folge, daß bereits eine geringere Empfänger-eingangsspannung die zum Ausschalten der Rauschsperrung notwendige Basisspannung U_N erzeugt. Das ist gleichbedeutend mit einem Ausschalten der Rauschsperrung bei einem geringeren Signal-Rausch-Verhältnis. Dabei ist die Abschwächung der niederfrequenten Ausgangsspannung U_{NFR} geringer. Verursacht bereits das Rauschen infolge sehr hoher Verstärkung der HF- und ZF-Stufen eine Übersteuerung des letzten ZF-Transistors, dann wird die Rauschsperrung nicht mehr wirksam.

Analoge Verhältnisse ergeben sich bei abnehmender HF- und ZF-Verstärkung. In diesem Falle ist zum Ausschalten der Rauschsperrung ein größeres Nutzsignal am Empfänger-eingang erforderlich. Das entspricht einem Ausschalten der Rauschsperrung bei größerem Signal-Rausch-Verhältnis und einer geringeren Bedämpfung der Hilfschwingung bei fehlendem Nutzsignal. Die Folge ist eine stärkere Abschwächung der niederfrequenten Ausgangsspannung U_{NFR} .

Grundsätzlich stellt eine Verstärkungsänderung der HF-ZF-Verstärkung im

Bild 4 eine Parallelverschiebung der Kurven 3...5 senkrecht zur Geraden $U_H = f(U_{HB})$ dar. Mit geringerer HF-ZF-Verstärkung werden zum Beispiel die Kurven 3 bis 5 in Richtung zur Kurve 2 verschoben. Ist die Verstärkungsabnahme auf eine Verringerung der Speisespannung zurückzuführen, dann verringert sich gleichzeitig auch die Verstärkung für die Hilfsfrequenz. Die Kurven 3...5 erfahren dann einmal eine Verschiebung senkrecht zur Geraden $U_H = f(U_{HB})$ nach oben und zum anderen eine Verschiebung in Richtung der Ordinate nach unten. Auf diese Weise entsteht eine teilweise Kompensation des Einflusses von Batteriespannungsschwankungen. Eine Verschiebung der Kurven in Richtung der Ordinate nach unten tritt auch für den Fall der zusätzlichen Bedämpfung des AM-Modulatorkreises ein. Wie man aus der Kurvendarstellung ersehen kann, schaltet dann die Rauschsperrung bei kleinerem Eingangssignal (kleinerem Signal-Rausch-Verhältnis) aus, und die Abschwächung der niederfrequenten Ausgangsspannung U_{NFR} wird geringer.

Eine weitere Möglichkeit der Beeinflussung des Schaltverhaltens der Rauschsperrung besteht in der Wahl der Größe des Rückkopplungsfaktors für die Hilfsfrequenz. Eine Erhöhung der Rückkopplung - gleichbedeutend mit einer Verkleinerung des Spannungsteilerverhältnisses - verursacht eine Parallelverschiebung der Geraden $U_H = f(U_{HB})$ in Richtung der Ordinate nach unten. Hierbei erhöht sich die Rauschunterdrückung bei fehlendem Eingangssignal; gleichzeitig erhöht sich die zur Abschaltung der Rauschsperrung erforderliche Eingangsspannung. Bei überdimensionierter Rückkopplung ist unter Umständen infolge der Begrenzung des Nutzsymbols durch die vorangehenden Stufen ein Abschalten der Rauschsperrung nicht mehr möglich.

5. Schlussbemerkungen

Für die einwandfreie Funktion der beschriebenen Schaltung ist eine einigermaßen konstante Verstärkung des Empfänger-eingangssignals erforderlich, zum Beispiel durch Stabilisierung der Speisespannung oder Stabilisierung der Emittierströme der verstärkenden Transistoren.

Es ist zweckmäßig, eine Einstellmöglichkeit für die ZF-Verstärkung zu schaffen, die gleichzeitig als Bedienungsorgan zur Einstellung der Schaltfunktion der Rauschsperrung dienen kann.

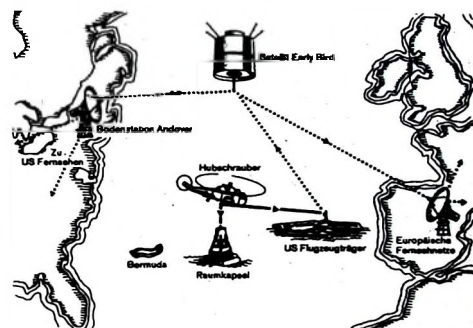
(Telefunken-Halbbleitermittlungen für die Industrie RMI 6505 116)

Astronautenbergrung künftg als Fernseh-Live-Übertragung

Im Hinblick auf die zur Zeit laufenden Versuchsreihen mit Gemini-Raumkapseln dürften die vorgesehenen weltweiten Fernsehübertragungen der Astronautenbergrung besonderes Interesse finden. Hierfür wurden umfassende Vorbereitungen getroffen.

In Zusammenarbeit mit der NASA und COMSAT sowie den drei großen amerikanischen Fernsehgesellschaften ABC, CBS und NBC wurde für eine Direktübertragung der Bergrung zurückkehrender Astronauten die von ITT entwickelte transportable Satelliten-Bodenstation auf dem Flugzeugträger "Wasp" aufgestellt (eine gleichartige, von SEL in Raisting/Obb. installierte Station ermöglicht schon seit zwei Jahren der Deutschen Bundespost die Teilnahme am internationalen Nachrichtensatelliten-Programm).

Für die aktuelle Berichterstattung von der Bergrung der Astronauten ist vorgesehen, daß die an Bord des Flugzeugträgers aufgenommenen Fernsehbilder von dem 9-m-Antennenspiegel der ITT-Bodenstation über den Nachrichtensatelliten "Early Bird" sowohl zu der amerikanischen als auch zu den europäischen Bodenstationen übertragen werden. Die Möglichkeit einer solchen Live-Übertragung vom Deck eines Flugzeugträgers über Nachrichtensatelliten bewiesen schon erfolgreiche Tests im Oktober dieses Jahres, die von allen Beteiligten in Zusammenarbeit mit der US-Marine durchgeführt wurden.



Für die Koordinierung des Einsatzes aller nachrichtentechnischen Einrichtungen ist die Nachrichtenbetriebsgesellschaft ITT Worldcom verantwortlich. Sie sorgt auch für die Übertragung der ersten Fotos von den gelandeten Astronauten durch das ITT-Videx-System, wie man sie bereits bei der Landung der Gemini-V-Besatzung praktizierte. Ebenso kommt wieder das von ITT entwickelte "Schwimmende Telefon" zum Einsatz, mit dem die schwimmenden Raumkapseln erreichen, unverzüglich Verbindung zu den noch eingeschlossenen Raumfahrern aufnehmen können.

Auch andere ITT-Gesellschaften sind maßgeblich an der Vorbereitung und Durchführung der Raumflüge beteiligt. Ihre Aufgaben reichen von der Bereitstellung, Wartung und Eichung von elektrischen und mechanischen Prüfeinrichtungen über die Datenaufbereitung für die Berechnung der Flugbahnen bis zum Betrieb von Beobachtungsstationen und der exakten Zeitangabe für die an den Raumflügen beteiligten Stellen auf Kap Kennedy.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Dezemberheft unter anderem folgende Beiträge

Meßwerte: Erlassung · Übertragung · Verarbeitung

Gegentaktmeßwerthacker mit magnetisch steuerbaren Widerständen

Realisierung eines Butterworth-Tiefpasses mit sehr niedriger Grenzfrequenz durch RC-Glieder und Trennverstärker

Untersuchungen über nichtlineare Verzerrungen von HF-Regeltransistoren

Meßwertaufnahme zur elektrischen Messung nichtelektrischer Größen

Prozeßbrechenanlagen

Digitale Meßgeräte

Digitale Frequenzzähler

Elektronik in aller Welt: Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckchriften · 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

14. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT 1965)

Der Internationale Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT) – nun schon zum 14. Male – wurde in diesem Jahr in London durchgeführt. Die organisatorische Vorbereitung und Durchführung lag in Händen der Federation of British Tape Recording Clubs, während die British Broadcasting Corporation (BBC) die Studiöräume mit ihren technischen Einrichtungen der internationalen Jury für die Abhörsitzungen zur Verfügung stellte, die vom 24. bis zum 26. Oktober 1965 dauerten.

Wie alljährlich, ging dem IWT der Kongreß der Fédération Internationale des Chasseurs du Son (FICS) voraus, auf dem organisatorische und technische Probleme gemeinsamer Arbeit auf internationaler Basis zur Diskussion standen. Im Rahmen dieses Kongresses wurde unter anderem auch ein neuer Präsident für das neue Jahr gewählt, nachdem der bisherige Präsident, René Monnat (Schweiz), auf Grund seiner hauptberuflichen Inanspruchnahme auf eine nochmalige Wiederwahl verzichtet hatte. Zum neuen Präsidenten für das Jahr 1965/66 wurde der langjährige geschäftsführende Vorsitzende des Rings der Tonbandfreunde, Heinz Runge, Bremen, gewählt. Ferner wurde der Generalsekretär Dr. Jan Mees (Niederlande) in seinem Amt bestätigt. Beide Herren wurden einstimmig gewählt und nahmen die Wahl an, wobei sie ihren herzlichen Dank für das ihnen entgegengebrachte Vertrauen aussprachen.

An drei aufeinanderfolgenden Tagen war dann die internationale Jury vollauf beschäftigt, die aus insgesamt 11 Ländern eingesandten Aufnahmen kritisch abzuheören und zu bewerten. Es lagen 55 Arbeiten aus folgenden Ländern vor: Belgien, Bundesrepublik Deutschland, Dänemark, Frankreich, Großbritannien, Kamerun, den Niederlanden, Schweiz, Südafrika, Tschechoslowakei, Türkei. Damit wurden 8 Aufnahmen weniger eingesandt als im Jahr zuvor. Auch muß mit Bedauern festgestellt werden, daß sich in diesem Jahr Tonbandamateure aus Brasilien, der Chinesischen Volksrepublik, Japan, Jugoslawien, Kanada, Österreich, Rumänien, der Sowjetunion sowie aus den USA nicht an diesem Wettstreit beteiligt haben. Dafür waren erstmalig Aufnahmen aus Kamerun und der Türkei dabei.

Wie in früheren Wettbewerben, so wurden auch in diesem Jahr recht interessante und – von der Themengestaltung her betrachtet – einmalige Arbeiten eingereicht, wobei die Feststellung getroffen werden kann, daß der Hauptanteil der eingesandten Aufnahmen (allein 16 an der Zahl) in die Kategorie C (musikalische und gesprochene Aufnahmen) fiel, zum Beispiel Orchesterwerke, Chöre, Volkslieder, Monologe, Gedichte usw. An zweiter Stelle folgten 10 Aufnahmen aus der Kategorie E (Trickaufnahmen oder technische Montagen), gefolgt an dritter und vierter Stelle von je 9 Aufnahmen aus der Kategorie D (einmalige Tonaufnahmen) und B (Dokumentaraufnahmen und Reportagen). In- dessen war die Kategorie A (Hörfolgen,

Hörspiele, Sketche usw.) nur mit 7 Aufnahmen vertreten.

Wie in den bisherigen nationalen und internationalen Wettbewerben, kamen in der Schulkategorie nur insgesamt 4 Aufnahmen zum Vortrag. Es ist sehr bedauerlich, daß sich gerade diesem so außerordentlich interessanten Themenkreis so wenig Amateure zuwenden.

Um so überraschender war dann die Arbeit des Schweizlers Kurt Felix („Die Musikmaschine“) in der Schulkategorie, die von insgesamt 20 von jedem Jury-Mitglied zu vergebenden Punkten die höchste Durchschnittspunktzahl dieses Wettbewerbs mit 17,50 erreichte. Es handelt sich um eine Stereo-Aufnahme, die sowohl von der Technik als auch von Text, Idee und Gestaltung her als hervorragend bezeichnet werden muß. Kurt Felix erreichte damit gleichzeitig den Großen Preis in Stereo und gewann das wertvollste Gerät, das bisher im Rahmen dieser Tonbandwettbewerbe je zu vergeben war, nämlich ein dynamisches Studio-Richtmikrofon „MD 421“ mit Tischstativ, und zwar mit echter Goldauflage. Dieses Mikrofon war von der Firma Sennheiser electronic in Bissendorf bei Hannover gestiftet worden.

Den Großen Preis in Mono erhielt in diesem Jahr Jürgen Sprotte aus Pinneberg bei Hamburg für seine Auf-

nahme „Guitarra Rapida“ in der Kategorie E (erreichte Durchschnittspunktzahl 15,42). Deutscherseits konnte ein weiterer Erfolg gebucht werden, und zwar in der Kategorie C-Mono für die Aufnahme „Russische Impressionen“, eine Arbeit, die von Wilhelm Glücker, Mainz, angefertigt worden war. Einen weiteren Erfolg konnte die Bundesrepublik davontragen in der Kategorie E-Stereo für die Aufnahme „Pipsy“ von Gerd Nieckau, Leverkusen.

In der Länderbewertung gab es – wie im vergangenen Jahr – wiederum ein Kopf-an-Kopf-Rennen zwischen der Schweiz und der Bundesrepublik, aus dem die Schweiz schließlich mit 14,50 Punkten gegenüber der Bundesrepublik mit 14,50 Punkten als Sieger hervorging und damit den diesjährigen Länderpokal gewann, der von dem Niederländischen Tonjägerclub gestiftet worden war.

Insgesamt betrachtet, kann – wenn auch in bezug auf organisatorische Vorbereitung und Durchführung nicht alles so vorzüglich funktioniert hat wie ehemals in Straßburg und Lausanne – vom Inhalt her auch der diesjährige IWT als ein Erfolg verzeichnet werden. Die eingereichten Aufnahmen ließen die weite Spannweite menschlicher Phantasie erkennen, der offensichtlich keine Grenzen gesetzt sind. Technisch waren die Arbeiten – von wenigen verbrummt und verrauschten Aufnahmen abgesehen – einwandfrei, so daß es der internationalen Jury, die sich aus Vertretern von 6 Nationen zusammensetzte, nicht leicht gemacht wurde, ein objektives Urteil zu fällen.

Der 15. IWT wird voraussichtlich 1966 in Amsterdam durchgeführt werden.

H-e

Tonbandgeräte 1965/66 für Netzbetrieb

Eine Auszählung der im HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1965/66 aufgeführten Tonbandgeräte für Netzbetrieb ergab, daß von zehn deutschen Firmen dem Handel zur Zeit 57 Typen netzbetriebener Tonbandgeräte angeboten werden (Tab. I). Die Mono-Modelle sind trotz neuer Stereo-Modelle noch in der Mehrzahl. Die Vielzahl an Typen bei einigen Herstellern ist unter anderem auch darauf zurückzuführen, daß es Modelle gibt, die sich lediglich durch Halbspur- oder Viertelspurbetrieb und/oder durch ihre Bandgeschwindigkeiten sowie durch äußere Ausführungsformen (Koffer, Schatulle oder Chassis) unterscheiden.

Der „Normal“-Käufer von Tonbandgeräten neigt wegen der geringen Bandkosten je Stunde Aufnahmezeit anscheinend mehr zum Viertelspurgerät, der ernsthaft arbeitende Tonbandamateur mehr zum Halbspurgerät. Etwas Ähnliches erkennt man bei den Bandgeschwindigkeiten. Das spiegelt sich natürlich im Angebot wider. In Tab. II wurden die netzbetriebenen Tonbandgeräte nach ihren Bandgeschwindigkeiten aufgeschlüsselt. Es zeigt sich, daß beim Mono-Gerät die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s oder eine umschaltbare Geschwindigkeit 4,75/9,5 cm/s bevorzugt wird. Geräte mit umschaltbarer Bandgeschwindigkeit werden im allgemeinen praktisch doch nur mit einer Bandgeschwindigkeit betrieben; das Mono-Gerät mit einer Bandgeschwindigkeit (9,5 cm/s) erfreut sich deshalb zunehmender Beliebtheit. Stereo-Ausführungen mit ihrer gehobenen Qualität lassen bei der Mehrzahl der Typen dem Benutzer die Wahl zwischen 9,5 und 19 cm/s. Als maximal verwendbarer Spulendurchmesser dominierten bisher 15 cm, neuerdings stärker 18 cm.

Tab. I. Netzbetriebene Tonbandgeräte

	Anzahl der Typen	Anzahl der Typen	
		Mono	Stereo
AEG	8	6	2
Braun	1		1
Grundig	16	6	10
Loree Opta	3	3	
Nordmende	1	1	
Philips	5	3	2
Saba	3		3
Schaub-Lorenz	3	3 ¹⁾	
Telefunken	9	5	4
Uher	8	5	3
	57	32	25

¹⁾ davon zwei „music-center“-Typen

Tab. II. Netzbetriebene Tonbandgeräte nach Bandgeschwindigkeiten geordnet

Bandgeschwindigkeit cm/s	Anzahl der Typen	
	Mono	Stereo
9,5	15	2
4,75/9,5	9	4
9,5/19	2	8 ¹⁾
4,75/9,5/19	3	11
2,4/4,75/9,5/19	1	2
11 („music-center“)	2	
	32	25

¹⁾ ein Typ davon auch mit 19/38 cm/s erhältlich (Saba)

Entwurf transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 950

10. Reglergleichung

Mit Hilfe der Gütekenngößen R_t , F und K_T läßt sich die maximale Ausgangsspannungsänderung eines Gleichspannungskonstanthalters in einer „Reglergleichung“ ausdrücken, die die Form

$$\Delta U_a = F \cdot \Delta U_e + R_t \cdot \Delta I_a + K_T \cdot \Delta T \quad (25)$$

hat. Darin ist $R_t = -\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ für $\Delta U_e = 0$ der Innenwiderstand,

$F = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e}$ für $\Delta I_a = 0$ der Regelfaktor und $K_T = \frac{\Delta U_a}{\Delta T}$ für $\Delta I_a = 0$ und $\Delta U_e = 0$ der Temperaturkoeffizient.

Die Eingangs- und Ausgangsströme und -spannungen sind im Bild 19 noch einmal im Vierpol-Ersatzschaltbild des Gleichspannungskon-



Bild 19. Gleichspannungskonstanthalter als Vierpol

stanthalters eingetragen. An Hand dieses Ersatzschaltbildes kann man sich die Einflüsse der drei Gütekenngößen klarmachen.

Wird der Gleichspannungskonstanthalter als linearer Vierpol aufgefaßt, dann ist es möglich, die Verknüpfung der Eingangs- und Ausgangsströme und -spannungen durch folgende Vierpolgleichungen auszudrücken:

$$\Delta I_e = g_{11} \cdot \Delta U_e + g_{12} \cdot \Delta I_a, \quad (26a)$$

$$\Delta U_a = g_{21} \cdot \Delta U_e + g_{22} \cdot \Delta I_a. \quad (26b)$$

In dieser Schreibweise der Vierpolgleichungen haben die Vierpolparameter die Bedeutung

$$\begin{aligned} g_{11} &= \frac{\Delta I_e}{\Delta U_e} \text{ für } \Delta I_a = 0, \\ g_{12} &= \frac{\Delta I_e}{\Delta I_a} \text{ für } \Delta U_e = 0, \\ g_{21} &= \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \text{ für } \Delta I_a = 0, \\ g_{22} &= \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ für } \Delta U_e = 0. \end{aligned} \quad (27)$$

Gl. (26b) kommt im vorliegenden Zusammenhang besondere Bedeutung zu, weil sie die Ausgangsspannungsänderung ΔU_a angibt. Die Vierpolparameter g_{21} und g_{22} müssen möglichst klein sein, damit auch die Ausgangsänderung möglichst klein wird.

Wie aus seiner Definitionsgleichung hervorgeht, ist der Vierpolparameter g_{21} eine dimensionslose Größe, die das Verhältnis Ausgangsspannungsänderung zu Eingangsspannungsänderung kennzeichnet. Dieser Vierpolparameter wird zur Definition des Regelfaktors F herangezogen. Die prozentuale Ausreglung, bezogen auf die Eingangsspannungsänderung, läßt sich durch das Produkt $F \cdot 100\%$ ausdrücken. Hat die Eingangsspannung des Gleichspannungskonstanthalters eine Welligkeit von $A\%$, dann hat die geregelte Gleichspannung am Ausgang des Gleichspannungskonstanthalters nur noch eine Welligkeit von $A \cdot F\%$. Wie die Definitionsgleichung des Vierpolparameters g_{22} zeigt, hat dieser die Dimension eines Widerstandes. Dieser Vierpolparameter ist der Innenwiderstand R_t des Gleichspannungskonstanthalters.

Neben den beiden Gütekenngößen F und R_t ist noch eine weitere erforderlich, die das Temperaturverhalten des Gleichspannungskonstanthalters charakterisiert, nämlich der Temperaturkoeffizient K_T . Obwohl die physikalischen Vorgänge, die zur Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung führen, nichtlinear sind, liefert die Beziehung

$$K_T = \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \text{ für } \Delta I_a = 0 \text{ und } \Delta U_e = 0$$

für die Praxis hinreichend genaue Ergebnisse. Durch Umstellung dieser Gleichung und Addition zur Vierpolgleichung Gl. (26b) erhält man die Reglergleichung Gl. (25). Wie die Reglergleichung zeigt, kann man durch Verkleinerung jeder der Gütekenngößen R_t , F und K_T die Regelgüte des Gleichspannungskonstanthalters verbessern.

11. Näherungsweise Berechnung der Gütekenngößen aus der Schaltung

Weist der Gleichspannungskonstanthalter eine verhältnismäßig einfache Schaltung auf, beispielsweise wie im Bild 20, dann lassen sich seine Gütekenngößen durch Näherungsrechnungen verhältnismäßig genau bestimmen. Um eine derartige Voraushrechnung zu ermöglichen, werden im allgemeinen verschiedene vereinfachende Annahmen gemacht, deren Gültigkeit durch Vergleich mit den Anforderungen, die an den Gleichspannungskonstanthalter gestellt sind, und mit Hilfe der Angaben in den Transistor-Datenblättern nachgeprüft werden kann.

Im vorliegenden Beispiel wird die Arbeitstemperatur als nahezu konstant angenommen. Ebenso sollen die Durchbruchspannung und der Widerstand der Zenerdiode als konstante Größen vorausgesetzt werden. Es wird also angenommen, daß jede Änderung der Referenz-

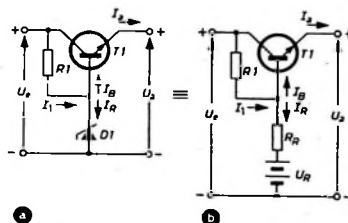


Bild 20. Schaltung (a) und Ersatzschaltbild (b) eines Emitterfolger-Konstanthalters

spannung allein eine Folge der Änderung des Zenerdiodenstroms ist. Weiterhin werden die Belastungsänderungen als so klein vorausgesetzt, daß sich die Gleichstromverstärkung h_{fe} nicht nennenswert ändert. Außerdem soll die Ungleichung $h_{fe} \gg 1$ bestehen. Dann gelten für die Schaltung im Bild 20 die Beziehungen

$$\begin{aligned} \Delta U_a &= \Delta I_R \cdot R_R - \Delta U_{BE}, \\ \Delta I_a &= h_{fe} \cdot \Delta I_B, \\ R_t &= \frac{\Delta I_R \cdot R_R - \Delta U_{BE}}{h_{fe} \cdot \Delta I_B}, \\ I_1 &= \frac{U_e - U_R - I_R \cdot R_R}{R_1}. \end{aligned}$$

Sind die Größen U_e , U_R , R_1 und R_R bekannt, dann ergibt sich weiter

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= -\frac{\Delta I_R \cdot R_R}{R_1}, \\ \Delta I_B &= \Delta I_1 - \Delta I_R = -\Delta I_R \frac{R_R + R_1}{R_1}, \\ R_t &= \frac{R_1 \cdot R_R}{h_{fe} (R_R + R_1)} - \frac{\Delta U_{BE} \cdot R_1}{\Delta I_R \cdot h_{fe} (R_R + R_1)}, \\ \Delta I_a &= -\frac{\Delta I_R \cdot h_{fe} (R_R + R_1)}{R_1}. \end{aligned}$$

Damit erhält man für den Innenwiderstand

$$R_t = \frac{R_1 \cdot R_R}{h_{fe} (R_R + R_1)} + \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_a}. \quad (28)$$

Wenn die Belastung nahezu konstant ist, dann gilt $\Delta U_{BE}/\Delta I_a \approx 0$, und die Gleichung für den Innenwiderstand vereinfacht sich zu

$$R_i \approx \frac{R_1 \cdot R_R}{h_{fe}(R_R + R_1)} \quad (29)$$

Um den Regelfaktor F durch Rechnung zu ermitteln, behandelt man den Gleichspannungskonstanthalter als Spannungsteiler. Bezeichnet R_B den Gesamtwiderstand der Parallelschaltung von Innenwiderstand R_i und Belastungswiderstand R_L , dann gilt

$$R_B = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L}$$

Ist der Belastungswiderstand R_L sehr groß gegen den Innenwiderstand R_i , was im allgemeinen der Fall ist, so ergibt sich $R_B \approx R_i$. Für die

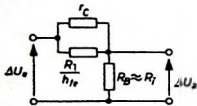


Bild 21. Widerstandsersatzschaltbild zur Bestimmung des Regelfaktors F für den Emitterfolger-Konstanthalter nach Bild 20

Schaltung nach Bild 20 gilt die Widerstandsersatzschaltung im Bild 21. Stellt R_A den Gesamtwiderstand der Parallelschaltung von Collectorwiderstand r_C des Transistors und transformiertem Widerstand R_1/h_{fe} dar, dann gelten mit $h_{fe} \gg 1$ und Gl. (29) die Beziehungen

$$\begin{aligned} R_A &= \frac{R_1 \cdot r_C}{R_1 + h_{fe} \cdot r_C} \\ F &= \frac{R_B}{R_B + R_A} \approx \frac{R_4}{R_A + R_4} \\ F &\approx \frac{R_R (R_1 + h_{fe} \cdot r_C)}{h_{fe} \cdot r_C (R_R + R_1) + R_R (R_1 + h_{fe} \cdot r_C)} \end{aligned} \quad (30)$$

Diese Gleichung für den Regelfaktor vereinfacht sich mit $h_{fe} \cdot r_C \gg R_1 \gg R_R$ zu

$$F \approx \frac{R_R}{R_1 + R_R} \quad (31)$$

Wie man sieht, führen derart vereinfachende Schritte in der Rechnung zu übersichtlichen Näherungsgleichungen sowohl für den Innenwiderstand R_i als auch für den Regelfaktor F . Auf ähnliche Weise durch theoretische Überlegungen eine mathematische Abhängigkeit für den Temperaturkoeffizienten K_T herzustellen, ist jedoch kaum möglich. Muß der Gleichspannungskonstanthalter bei verschiedenen Temperaturen arbeiten, dann ist es auf jeden Fall zweckmäßig, den Temperaturkoeffizienten K_T experimentell zu bestimmen.

12. Meßschaltungen

Die Gütekenngößen eines Gleichspannungskonstanzhalters lassen sich experimentell mit der Meßschaltung nach Bild 22 nachprüfen.



Bild 22. Meßschaltung zur Bestimmung der Gütekenngößen R_i , K_T und F eines Gleichspannungskonstanzhalters

Die Messungen selbst sind unkompliziert. Bei der Wahl des Voltmeters am Ausgang der Meßschaltung muß lediglich darauf geachtet werden, daß es empfindlich genug ist, um die kleinen Ausgangsspannungsänderungen des Gleichspannungskonstanzhalters anzeigen zu können.



Bild 23. Meßschaltung zur Ermittlung der mit einem Gleichspannungskonstanzhalter erreichten Welligkeitsminderung

Mit der Meßschaltung nach Bild 23 läßt sich die erreichte Verringerung der Spannungswelligkeit bestimmen. Die Eingangsspannung wird von

einer Batterie geliefert. Mit Hilfe eines Transformators koppelt man eine Wechselspannung in den Eingangskreis, die die Welligkeit der Eingangsspannung nachbildet. Die Spitze-Spitze-Werte der Spannungswelligkeit am Eingang und am Ausgang des Gleichspannungskonstanzhalters können mit Hilfe eines Oszillografen bestimmt werden. Das Verhältnis dieser beiden Welligkeiten kann man auch ermitteln, wenn man die Eingangsspannung an den Horizontalverstärker eines Oszillografen legt und die Ausgangsspannung über ein veränderbares geeichtetes Dämpfungsglied dem Vertikalverstärker zuführt. Das Dämpfungsglied ist dann so lange zu verstellen, bis die Welligkeiten für beide Eingänge des Oszillografen gleich groß sind. An der Skala des Dämpfungsgliedes läßt sich dann ablesen, wie stark der Gleichspannungskonstanzhalter die Welligkeit der Eingangsspannung glättet.

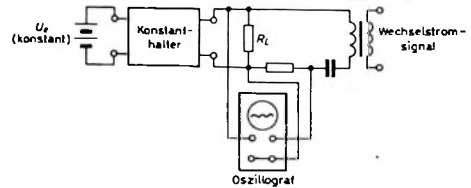


Bild 24. Meßschaltung zur Bestimmung des Betrages des wechselstrommäßigen Innenwiderstandes Z_i eines Gleichspannungskonstanzhalters

Bild 24 zeigt eine Meßschaltung, mit der sich der Betrag des inneren Wechselstromwiderstandes Z_i des Gleichspannungskonstanzhalters ermitteln läßt. Der Betrag des inneren Wechselstromwiderstandes ist

$$Z_i = \frac{|u_a|}{|i_a|} \quad (32)$$

wenn u_a eine sinusförmige Spannung und i_a den entsprechenden sinusförmigen Strom bedeutet. Am Eingang des Gleichspannungskonstanzhalters liegt bei dieser Meßanordnung wieder eine Batterie, und in den Ausgangskreis wird mit einem Transformator eine niedrige sinusförmige Wechselspannung eingekoppelt. Mit Hilfe eines Oszillografen können die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom gemessen werden. Aus den Meßwerten läßt sich dann der Betrag des Wechselstromwiderstandes des Gleichspannungskonstanzhalters berechnen. Die in den Ausgangskreis eingekoppelte Wechselspannung muß klein sein im Vergleich zur Ausgangsspannung des Gleichspannungskonstanzhalters, da sonst eine Übersteuerung des Transistors der Vergleichsschaltung auftreten kann.

Zur Ermittlung der Temperaturabhängigkeit stellt man den Gleichspannungskonstanzhalter in einen regelbaren Temperaturschrank und nimmt die elektrischen Messungen bei verschiedenen Temperaturen vor.

13. Konstruktiver Aufbau

Transistorisierte Gleichspannungskonstanzhalter baut man — wie andere Transistorschaltungen — zweckmäßigerweise in gedruckter Schaltungstechnik auf. Die Verdrahtungsart hat jedoch auf die Funktionsfähigkeit des Geräts keinen Einfluß. Im allgemeinen bringt man in dem Gehäuse des Gleichspannungskonstanzhalters noch den Netztransformator, den Netzgleichrichter und den Glättungsteil unter, um ein stabilisiertes Netzgerät zu erhalten.

Schrifttum

- [1] Altmann, P.: Grundsaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik, Abschnitt 4.1.4. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 16, S. 596—597
- [2] Büttner, L.: Transistorisierter Gleichspannungskonstanzhalter. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 16, S. 594
- [3] Hunter, L. P.: Handbook of semiconductor electronics. New York 1956, McGraw Hill
- [4] Hurley, R. B.: Junction transistor electronics. New York 1958, Wiley & Sons
- [5] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, 2. Bd. Berlin 1963, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
- [6] Spannungstabilisierung Teil 1, 2 und 3. Techn. Mitt. Halbleiter der Siemens & Halske AG
- [7] Walston, J. A., u. Miller, J. R.: Transistor circuit design. New York 1963, McGraw Hill

Verpacken leicht gemacht

Maßgenaue Aussparungen weisen jedem Teil des verpackten Mikroskopes seinen vorgeschriebenen Platz in der aus STYROPOR hergestellten Schaumstoffverpackung an. Das vereinfacht wesentlich den Verpackungsvorgang und schließt Verpackungsfehler weitgehend aus. Schaumstoffverpackungen aus STYROPOR bieten aber noch weitere Vorteile:

Niedrige Frachtkosten durch geringes Eigengewicht des Schaumstoffes (um 25 kg/m³).

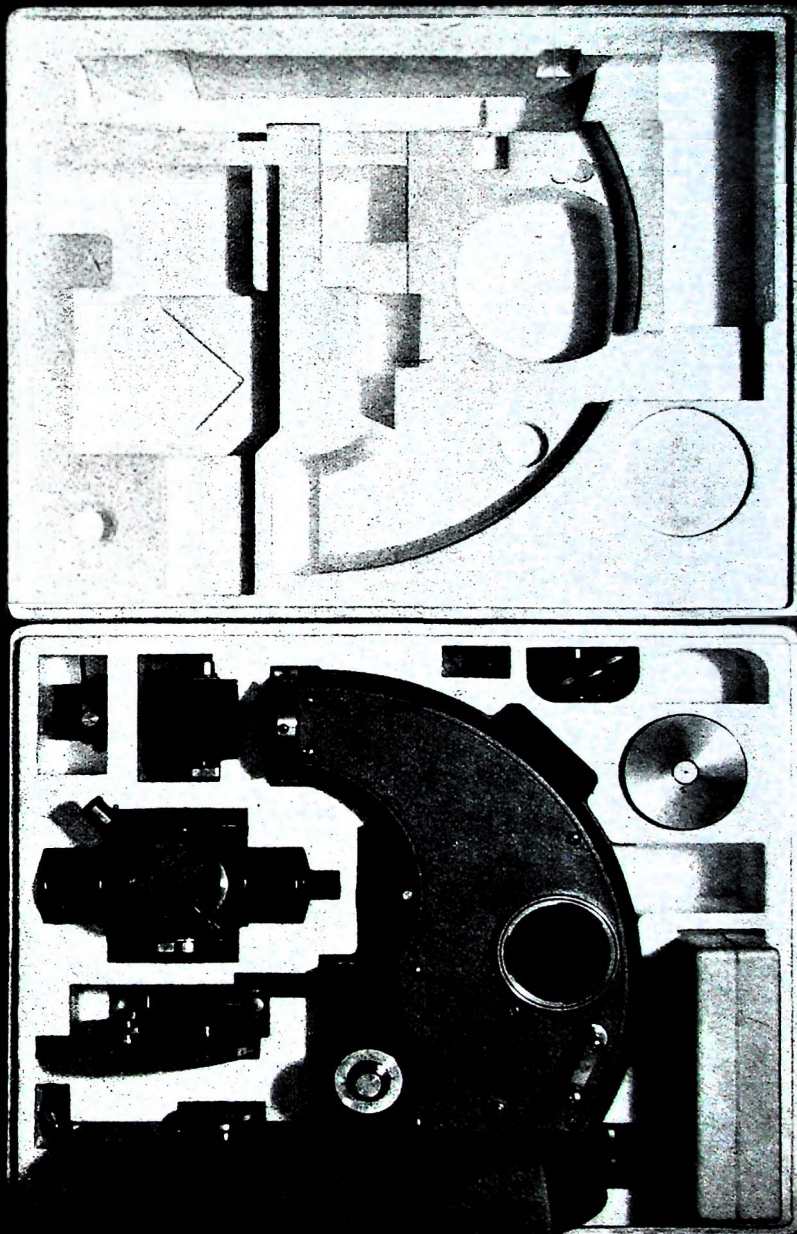
Kein Verschmutzen empfindlicher Güter durch Staubbefreiheit der Verpackung.

Zeitgewinn durch schnelles Verpacken und Entleeren.

Vereinfachte Lagerhaltung durch wenige Verpackungsteile.

Haben auch Sie für Ihre Erzeugnisse schon die richtige Schaumstoffverpackung aus STYROPOR?

Ausführliche Unterlagen senden wir Ihnen gern zu. Bitte schreiben Sie uns.



100 Jahre **BASF**

Styropor **BASF**

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

Bitte senden Sie mir
weiteres Informationsmaterial

A 197-VP 6 4506

Name _____

Beruf _____

Anschrift _____



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Schönberg, Gurre-Lieder

Herbert Schachtschneider (Walde-
mar), Inge Borkh (Tove), Hertha
Töpper (Waldtaube), Kiehl Engen
(Bauer), Lorenz Fehenberger (Klaus-
Narr), Hans Herbert Fiedler
(Sprecher); Chor und Sinfonie-Or-
chester des Bayerischen Rundfunks;
Dirigent: Rafael Kubelik

Im Schaffen Schönbergs nehmen die „Gurre-Lieder“ eine Sonderstellung ein. Die 1901 vollendete Komposition ist das Werk eines Sechszwanzigjährigen. Sie ist ein Dokument der Spätromantik und steht noch ganz im Zeichen der großen Sinfonien Mahlers und von Wagners „Tristan“. Ebenso wie dort, ist auch hier Iodestrunkene Liebessehnsucht das Sujet, das mit kaum noch zu überbietendem Aufwand an musikalischen Mitteln in Klänge umgesetzt wird. Eine sinnverwirrende Fülle von Melodien läßt noch nichts von dem späteren Zwölftöner Schönberg ahnen, dem es erst 1911 wegen materieller Sorgen möglich war, die Partitur zu vollenden. Sie fordert einen so ungeheuren Aufwand — man hat gelegentlich von einer „Hypertrophie der Klangmittel“ gesprochen —, daß dieses Werk zu denjenigen gehört, die in einer Generation nur wenige Male aufgeführt werden. Ein Solistenquintett, ein Sprecher, drei vierstimmige Männerchöre sowie ein achtschimmiger gemischter Chor werden neben dem Orchester mit vier großen und vier kleinen Flöten, fünf Oboen, sieben Klarinetten, drei Fagotten, zwei Kontrafagotten, zehn Hörnern, je sieben Trompeten und Posaunen, vier Harfen, Celesta, elfachtem Schlagzeug sowie zehnfach geteilten Violinen und je achtfach geteilten Bratschen und Violoncelli hier aufgeboten, um von Liebe, Tod und Wilder Jagd zu erzählen. Der Text — eine Liederfolge — ist die Übersetzung eines Gedichts des dänischen Dichters Jens Peter Jacobsen. Es schildert die Geschichte von König Waldemar von Dänemark, der um die Mitte des 14. Jahrhunderts herrschte, und dem Mädchen Tove auf Schloß Gurre. Königin Helvig läßt Tove ermorden. Die Waldtaube aber erzählt den anderen Töuben von Gurre von dieser Freveltat. Waldemar, von maßlosem Schmerz überwältigt, klagt Gott der Ungerechtigkeit an. Er verliert die ewige Ruhe und muß fortan mit seinen Mannen als Wilde Jagd über das Land reiten. Der Bauer in seiner Hütte bekreuzigt sich ob des Wilden Heeres, Klaus-Narr, der Hofnarr Waldemars, jammert, daß er mitjagen muß, und erst die aufgehende Morgensonne ver-

treibt den nächtlichen Spuk. Mit dem gewaltigen Hymnus an die Sonne klingt das Werk aus: „Lächelnd kommt sie aufgestiegen aus den Fluten der Nacht, läßt von lichter Stirne fliegen Strahlenlokenpracht.“

Der Musikfreund wird der Deutschen Grammophon dankbar sein, daß sie dieses nur selten zu hörende bedeutende, am Ende einer Stillepoche als krönender Schlußstein stehende gigantische Werk in einer künstlerisch und technisch überzeugenden Stereo-Aufnahme herausgebracht hat. Es ist der Mitschnitt eines öffentlichen Konzerts des Bayerischen Rundfunks. Wenn in der Vergangenheit gelegentlich berechtigte Bedenken gegen den Mitschnitt solcher Auführungen vorgebracht wurden, weil die Qualität der Aufnahmen nicht immer den von Studio-Aufnahmen her gewohnten Ansprüchen gerecht wurde, so können solche Bedenken erfreulicherweise hier beiseite geschoben werden. Die Tontechnik hat offenbar manches dazugelernt, denn es ist höchster Anerkennung wert, wie sie hier durch sinnvollen Einsatz der technischen Möglichkeiten der Stereophonie das Klangbild aufgenommen und aufgelöst hat. Es ist kaum denkbar, daß sich ein einigermaßen befriedigender musikalischer Eindruck mit den konventionellen Mitteln der Mono-Aufnahmetechnik hätte erreichen lassen. Diese Aufnahme ist eine der wenigen, bei denen eine Überbetonung der Basisbreite (wie sie bei einigen wenigen Typen von Hi-Fi-Verstärkern möglich ist) zur Vertiefung des künstlerischen Genusses beitragen kann. Frequenzumfang und Dynamik lassen keinen Wunsch offen, nur hin und wieder wird bei sehr leisen Stellen ganz leise ein ziemlich tiefes Rauschen (des Aufnahmerraumes?) hörbar, das aber niemals den musikalischen Eindruck beeinträchtigt oder gar stört.

Rafael Kubelik erweist sich als berufener Interpret dieses anspruchsvollen Werkes. In souveräner Art beherrscht er nicht Orchester, Chor und Solisten, sondern führt sie mit sehr viel Einfühlungsvermögen als Diener am Werke Schönbergs. Berückend schön ist schon die Einleitung mit ihren zar-ten impressionistischen Klangmalereien, die den Einbruch der Abenddämmerung schildern, großartig Toves Liebeslied und das lange Zwischenspiel als Überleitung zur Stimme der Waldtaube, unheimlich die Wilde Jagd und geradezu ekstatisch der Ausklang mit der Apotheose an die Sonne.

Dieser überragenden Leistung des Dirigenten stehen die Solisten und der Sprecher, dessen Part nach Tonhöhe und Rhythmus in der Partitur genau vorgeschrieben ist, ebenbürtig zur Seite. So entstand eine Aufnahme, die nicht nur höchsten künstlerischen Genuß bietet, sondern der man zugleich auch musikgeschichtliche Bedeutung beimessen kann.

Deutsche Grammophon
138 984/5 SLPM (Stereo)

Louis Marchand (1669—1732)

Michel Chapuis an der Historischen Orgel von Souvigny

Die Reproduktion des Klangbildes alter Orgeln stellt an Aufnahme- und Wiedergabetechnik besonders hohe Anforderungen, weil nur bei Erfüllung höchster Ansprüche alles das zur Wiedergabe gelangen kann, was den schönen Klang dieser wertvollen und in ihrer Art oft einzigartigen Instrumente ausmacht. Mit der Serie „Historische Orgeln“ hat harmonia mundi sich zum Ziel gesetzt, wertvolle Aufnahmen aus französischer Produktion auch dem deutschen Publikum zugänglich zu machen. Die hier besprochene Aufnahme wurde schon 1964 mit einem Grand Prix ausgezeichnet. Mit Recht, denn die Werke von Louis Marchand, die Michel Chapuis hier auf der Historischen Cluquot-Orgel der Abtei von Souvigny zu Gehör bringt, verdienen dieses Prädikat, obwohl manchmal ein leichtes Rumpeln vom Band her hörbar wird. Der weite Frequenzumfang und ein kaum wahrnehmbares Plattenrauschen lassen den schönen Klang der teilweise sehr obertonreichen Register sauber zur Geltung kommen. Ein Zeichen für die gute Wiedergabe der Einschwingvorgänge, ohne die das Klangbild verwischt erscheinen würde. Eine bei vielen Orgelplatten zweckmäßige leichte Anhebung der Tiefen ist hier zur Erzielung des besten Höreindrucks nicht notwendig, weil diese Orgel keine größeren als 8-Fuß-Register hat. Marchand, 1669 in Lyon geboren, galt zu seiner Zeit als der größte Organist Frankreichs. Über den musikalischen Inhalt der hier zu hörenden Stücke aus seinem 1. und 2. Orgelbuch erfährt der Musikfreund Näheres aus dem der Platte beigelegten Blatt. Bedauerlich nur, daß der Orgelfreund nicht auch Details über die Orgel selbst erfährt, um so mehr, als diese berühmte Orgel bei uns nicht allgemein bekannt ist.

harmonia mundi
HMSO 530 532 (Stereo)

Ravel, Klavierkonzerte G-dur und D-dur (Konzert für die linke Hand)

Monique Haas, Klavier; Orchestre National Paris; Dirigent: Paul Paray
Diese beiden gleichzeitig im Frühjahr 1930 begonnenen und im Herbst des darauffolgenden Jahres beendeten Klavierkonzerte sind die vorletzten Schöpfungen des 1937 verstorbenen Komponisten. Er schrieb damals: „Ich bin der Ansicht, daß die Musik eines Konzerts fröhlich und brillant sein kann und daß es nicht notwendig ist, nach Tiefe und nach dramatischer Wirkung zu streben.“ Dem entspricht voll und ganz das G-dur-Konzert, denn es ist ein unbeschwertes, spielerisches konzertantes Werk nach Mozartscher Manier, dessen erster Satz mit einer von der Piccoloflöte geblasenen Tanzmelodie beginnt. Interessant sind die in beiden Exsätzen erkennbaren Jazz-Elemente. Das Klavier wird hier ebenso als Melodieträger wie als rhythmisches Schlaginstrument eingesetzt. Der mit einem breit angelegten Solo des Klaviers beginnende langsame Mittelsatz lehnt sich bewußt eng an das Thema aus Mozarts Klarinetten-Quintett an. — Ganz anders das D-dur-Konzert, das Ravel dem österreichischen Pianisten Paul Wittgenstein gewidmet hat, der im ersten Weltkrieg den rechten Arm verlor. Das durchkomponierte Werk zeigt viele Jazz-Effekte, ist aber schwerfällig und voller Tragik und steht damit in scharfem Kontrast zu dem leichten und freudeerfüllten Konzert in G-dur. Beide Klavierkonzerte sind mit ihrem Ringen um neue Ausdrucksmöglichkeiten typisch für die Zeit zwischen den beiden Weltkriegen.

Monique Haas ist beiden Werken eine blendende Interpretin. Sie gibt dem G-dur-Konzert etwas von jenem französischen Geist voller Esprit und Elan, der den besonderen Reiz dieses Werkes ausmacht. Für den Hörer ist es ein Genuß, ihr zu lauschen. Der Klavierist ist sauber und voll, in den Klangmalereien der Piano-Stellen oft von filigranartiger Feinheit und Durchsichtigkeit. Besonders erwähnenswert ist der Mittelsatz des ersten Konzerts mit den nach der Klaviereinleitung solistisch eingesetzten Holzbläsern, der voller melodischer Schönheiten bei mit sparsamen Mitteln effektvoller Instrumentation ist. Eine künstlerisch und technisch gleichermaßen voll befriedigende Platte in echter Hi-Fi-Qualität.

Deutsche Grammophon
138 988 SLPM (Stereo)

ATS: Applications Technology Satellites

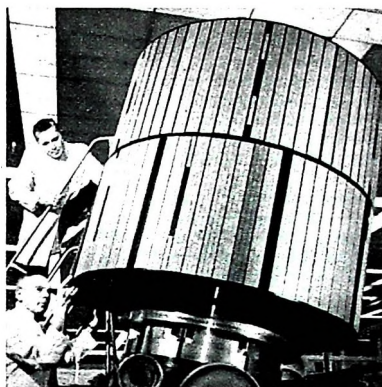
Stets der Erde zugewandte neue Satelliten von Hughes

Hughes Aircraft Company hat von der NASA einen 39-Millionen-Dollar-Auftrag für die Entwicklung und Lieferung einer Serie von fünf Applications Technology Satellites (ATS) erhalten, und zwar werden diese Satelliten in zwei Prototypen hergestellt. Der erste ATS, dessen Start gegen Ende 1966 erfolgen soll, sowie ein weiterer ATS benutzen die Technik der Spin-Stabilisierung und der Steuerung mittels Gasdüsen, wie sie von Hughes für den „Syncom“-Satelliten und den „Early Bird“-Fernmeldesatelliten schon früher entwickelt wurde.

Eine der Hauptaufgaben des ersten Satelliten der ATS-Serie wird die Erprobung einer neuartigen Antenne sein, die die Signalleistung des Satelliten bedeutend erhöht. Diese von Hughes entwickelte Anordnung ermöglicht eine Konzentrierung des Nachrichtenstrahls in Richtung auf die Erde (statt in alle Richtungen auszustrahlen), obgleich sich der Satellit dreht.

Die späteren ATS werden an ihrem Ober- teil vier je etwa 130 ft. (40 m) lange, an den Enden beschwerte Ausleger ausfahren. Mit diesen Auslegern will man ein neuartiges Schwerkraft-Gradienten-System für die Stabilisierung der Satelliten erproben. Falls dieser Versuch glückt, werden die in diesen Satelliten fest eingebauten Antennen stets auf die Erde gerichtet sein, und zwar auch ohne Nachsteuerung der Satelliten mit Hilfe von Gasdüsen.

Mit der neuen Satelliten-Familie wird man über zwanzig Untersuchungen und Studien auf den Gebieten der Nachrichtentechnik, Wetterforschung, Ionentriebwerke, Satellitenstabilisierung, Wolkenfotografie und schädlicher Sonnenstrahlung durchführen. Die Satelliten sollen nach dem Start des ersten ATS in Abständen von etwa sechs Monaten auf ihre jeweilige Bahn geschickt werden und zu-



Modell des zur Stabilisierung mit Gasdüsen ausgerüsteten ersten Satelliten der ATS-Serie

mindest je drei Jahre auf dieser Bahn bleiben.

Drei Aufgabenarten sind für die ATS geplant:

1. Ein Satellit mit einer Umlaufbahn im Abstand von 6000 Meilen (etwa 9700 km) von der Erde; Versuche mit der Schwerkraft-Gradienten-Stabilisierung, Messungen schädlicher Strahlung, Registrierung von Partikeln, Aufnahmen der die Erde umgebenden Wolken mit hochauflösenden Kameras.
2. Zwei spin-stabilisierte Synchronsatelliten auf Umlaufbahnen im Abstand von 22 300 Meilen (etwa 35 800 km) von der Erde; nachrichtentechnische und meteorologische Untersuchungen, Experimente mit Ionentriebwerken, Wolkenaufnahmen.
3. Zwei Synchronsatelliten mit Schwerkraft-Gradienten-System; Versuche mit Ionentriebwerken, meteorologische Untersuchungen und Strahlungsmessungen. j.

Satelliten-Fernsehen in der UdSSR

Prof. A. D. Fortuschenko hat der Fernmeldeunion (UIT) einen Bericht über die Erfolge des Satelliten „Molyna I“ erstattet, dem folgende Angaben zu entnehmen sind. Im Gegensatz zu den amerikanischen Synchronsatelliten, die in 35 800 km Distanz am Himmel festzustehen scheinen, war das Ziel der russischen Forscher, einen Fernmeldesatelliten auf eine extrem elliptische Bahn zu bringen. Sie sollte derart geneigt sein, daß der Satellit möglichst lange über dem Territorium der Sowjetunion zu liegen kommt und somit eine länger dauernde Übertragung von Telefongesprächen und Fernsehprogrammen über dem ganzen Gebiet zwischen Moskau und Wladiwostok ermöglicht. Demgemäß wurde vorerst eine Umlaufbahn mit den folgenden Daten erreicht: Erdferne 39 380 Kilometer, Erdnähe 497 km, Neigung gegen den Äquator 65° und Umlaufzeit 11 h 48 min. „Molyna I“ umkreist die Erde in

nahezu 24 Stunden zweimal, wobei er zuerst die UdSSR, Westeuropa, Afrika und Asien und in der Folge Nordamerika überfliegt.

Sofort nach dem Start am 23. April 1965 konnten Fernsehprogramme zwischen Moskau und Wladiwostok über eine Dauer von 8 Stunden ohne Unterbrechung und in beiden Richtungen ausgetauscht werden. Um jedoch noch eine längere Dauer der Sendungen zu erreichen, wurde mit Hilfe einer Korrekturrakete des Satelliten am 2. Mai 1965 die Bahn geändert; sie beträgt seither 39 957 km Erdferne und 584 km Erdnähe. Die ununterbrochene Übertragungszeit wurde dadurch auf mehr als 9 Stunden erhöht.

Die Stromversorgung erfolgt mit Sonnenbatterien, die den Boden der Kapsel mit den elektronischen Apparaturen ringförmig umgeben und zudem auf sechs sternförmig angeordneten Paddeln angebracht

sind. Diese werden während der Erdumkreisung automatisch gegen die Sonne gerichtet, um eine möglichst hohe Leistung zu erreichen. Außerdem sind Akkumulatoren zur Überbrückung von Schattenzeiten vorhanden. Zwei Parabelspiegelantennen dienen für die Verbindung mit der Erde, davon eine als Reserve. Sie werden automatisch zur Erde gerichtet und haben einen solchen Öffnungswinkel, daß sie für einen sehr großen Teil des überflogenen Gebietes gute Verbindung gewährleisten.

Im allgemeinen täglich werden Fernsehprogramme, Telefongespräche, Bildtelegramme und Morsetelegramme gesendet. Vom 23. bis 29. Mai wurden außerdem Farbfernsehsendungen zwischen Moskau und Wladiwostok durchgegeben, die einwandfreien Empfang ergaben und auch von mehreren anderen in der Sowjetunion aufgestellten Bodenstationen einwandfrei empfangen wurden.

»Backöfen« in Satelliten zum Regenerieren von Solarzellen

Wissenschaftler von Westinghouse haben einen Sonnen-„Backofen“ zur Verlängerung der Betriebsdauer von Satelliten und Raumsonden vorgeschlagen. Wenn auch Satelliten und andere Raumfahrzeuge viele Jahre auf ihrer Bahn verbleiben, sind sie aber nur so lange von Nutzen, wie sie Informationen zur Erde geben. Das können sie aber nur bei intakten Solarzellen für die Stromversorgung. Durch ständige Bombardements mit sehr schnellen von kosmischen Strahlen und Sonnenstrahlen oder von anderen Quellen herührenden Partikeln, die durch das Magnetfeld der Erde beschleunigt werden, fällt nun die Leistung der Solarzellen innerhalb von wenigen Monaten meistens auf über die Hälfte ab. Untersuchungen in den Westinghouse-Laboratorien haben jedoch gezeigt, daß durch Aufheizung auf etwa 850 °F (rund 455 °C) die Solarzellen in einigen Minuten nahezu wieder auf ihre ursprüngliche Leistung zu bringen sind. Das könnte nach dem Vorschlag von Westinghouse mit Hilfe von in den Satelliten eingebauten speziellen Sammellinsen erfolgen, die (auf Funkkommando von der Erde aus) die Sonnenstrahlung auf die Solarzellen fokussieren.

Entsprechende schädliche Strahlungen wurden in den Westinghouse-Laboratorien künstlich erzeugt, und zwar mit sehr schnellen Elektronen, die eine Energie von über 2 MeV hatten. Wie im Raum, so wurden bei Bestrahlung der Solarzellen mit diesen Elektronen die Halbleiterübergänge im Innern des Siliziummaterials der Zellen aufgerissen. Nach einer entsprechenden Aufheizung konnte die Original-Konfiguration des Siliziums jedoch schnell wieder hergestellt werden. Die Aufheizung erfolgte mit Sonnenlicht über eine spezielle Linsenanordnung aus Fresnel-Linsen, wobei innerhalb von zwei Minuten die meisten Solarzellen wieder 100 % ihrer ursprünglichen Leistung abgaben. Die Beheizung kann nach Bedarf mehrmals wiederholt werden. „Der Heizprozeß muß im Vakuum erfolgen“, sagte Dr. H. K. Sun, der Nuklear-Spezialist von Westinghouse. „Aber das ist gar kein Problem im Raum; dort ist das Vakuum – in dem sich die Satelliten hauptsächlich bewegen – viel besser, als wir es auf der Erde erzeugen können.“ j.

Sender-Endstufen mit Transistoren

Obwohl kein wesentlicher Unterschied zwischen Sender- und Empfänger-Endstufen besteht, werden die Sender-Endstufen wegen ihrer anders gearteten Betrachtungsweise und Forderungen gern separat behandelt. Im allgemeinen wird die Sender-Endstufe als Umformer betrachtet, da hier eine gegebene Gleichstromleistung in eine Hochfrequenzleistung umgewandelt wird. Vom Wirtschaftlichen her gesehen, soll dies möglichst mit hohem Wirkungsgrad erfolgen.

Da Verzerrungen des Collectorstromes in der Sender-Endstufe keine Rolle spielen, vornehmlich nicht, wenn der Sender amplitudenmoduliert wird, kommt hier vorwiegend der Klasse-C- und Eintakt-B-Betrieb zur Anwendung.

Eine zweite Gruppe von Sender-Endstufen, die bei Einseitenbandmodulation (SSB) eingesetzt wird, arbeitet im A-, Gegentakt-B- und bedingt im Eintakt-B-Betrieb, da bei dieser Modulationsart möglichst große Verzerrungsfreiheit vorhanden sein soll, das heißt, die Ausgangsspannung muß proportional der Steuerspannung sein.

In der erstgenannten Gruppe der Sender-Endstufen spielen, wie schon hervorgehoben, die Verzerrungsfreiheit des Collectorstromes und zuweilen der Verstärkungs-

$$\frac{P_C}{P_c} = \eta \quad (1)$$

Der Wirkungsgrad wird also um so größer, je kleiner der mittlere Collectorgleichstrom I_0 und damit die zugeführte Gleichstromleistung $I_0 \cdot U_B$ ist. Wie gezeigt werden kann, wird der mittlere Collectorgleichstrom geringer, wenn der Stromflußwinkel θ des Collectorwechselstromes abnimmt.

In den Bildern 1, 2 und 3 sind die Aussteuerungs- und Leistungsverhältnisse der Endstufen im C-, B- und A-Betrieb dargestellt. Um recht übersichtliche Verhältnisse zu bekommen, sind die Kennlinien als Geraden $I_C = k \cdot U_{BE}$ ($n=1$) aufgetragen. Ferner wird im folgenden Beispiel angenommen, daß die Collectorkniespannung 10 % der Betriebsspannung U_B beträgt, womit $U_{CE} = 0,9 U_B$ wird, das heißt, die Betriebsspannung wird zu 90 % ausgenutzt.

Weitere Werte beim C-Betrieb ($\theta \approx 60^\circ$ und $n=1$) sind $I_0 = 0,218 \cdot I_{sp}$, $I_C = 0,391 \cdot I_{sp}$. Damit wird der Wirkungsgrad beim Verstärker im C-Betrieb, wenn

$$P_c = 1/2 \cdot 0,9 \cdot U_B \cdot 0,391 \cdot I_{sp} = 0,176 \cdot U_B \cdot I_{sp} \text{ und die aufgenommene Gleichstromleistung}$$

Beim A-Betrieb der Endstufe mit

$$P_c = 1/2 \cdot 0,9 \cdot U_B \cdot I_{sp}/2 = 0,225 \cdot U_B \cdot I_{sp} \text{ und}$$

$$P_C = 0,5 \cdot U_B \cdot I_{sp}$$

wird der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{0,225 \cdot U_B \cdot I_{sp}}{0,5 \cdot U_B \cdot I_{sp}} = \frac{0,225}{0,5} = 45\%$$

2. Ausgangsleistung

Bei jeder Endstufe ist nicht nur der Wirkungsgrad von Interesse, sondern vor allen Dingen auch die Ausgangsleistung.

Es zeigt sich allerdings ein gewisser Widerspruch in dem Verlangen nach großer Ausgangsleistung bei großem Wirkungsgrad. Das kommt daher, weil das Verhältnis i_1/I_{sp} (zum Beispiel bei $\theta = 30^\circ$ gleich 0,21; s. Bild 4) und damit die Amplitude der Grundwelle klein wird. Außerdem kann die Collectorwechselspannung wegen der Grenzfrequenzen des Transistors nicht beliebig groß gemacht werden.

Wird die Ausgangsleistung groß, dann ist der Wirkungsgrad relativ klein, da der mittlere Collectorgleichstrom auf Grund der Aussteuerung schneller ansteigt als das Verhältnis i_1/I_{sp} (zum Beispiel i_1/I_{sp}

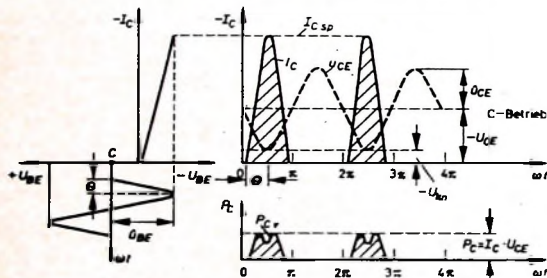


Bild 1. Aussteuerungs- und Leistungsverhältnisse einer Endstufe im C-Betrieb

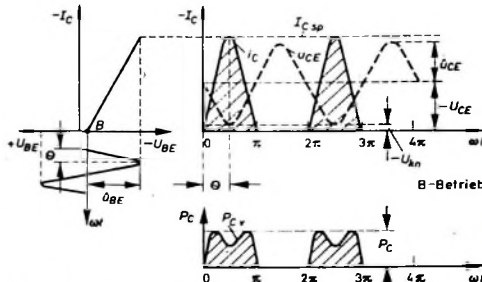


Bild 2. Aussteuerungs- und Leistungsverhältnisse einer Endstufe im B-Betrieb

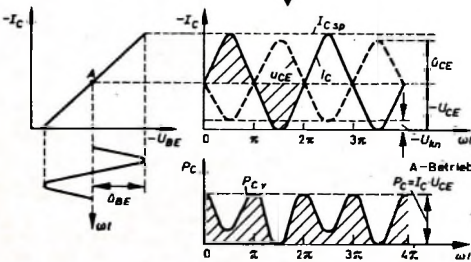


Bild 3. Aussteuerungs- und Leistungsverhältnisse einer Endstufe im A-Betrieb

grad keine Rolle, dagegen ist ein hoher Wirkungsgrad erwünscht. Die Verzerrung des Collectorstromes kann bei Sender-Endstufen beliebig groß sein, denn die unerwünschten Oberwellen können nachträglich durch abgestimmte Schwingkreise weitgehend unterdrückt und so von der Antenne ferngehalten werden.

1. Wirkungsgrad

Wie kann nun ein hoher Wirkungsgrad der Sender-Endstufe erreicht werden? In einem früheren Aufsatz über Frequenzvervielfacher mit Transistoren wurde gezeigt, daß der Wahl des Arbeitspunktes Beachtung geschenkt werden muß [1].

Unter dem Wirkungsgrad einer Sender-Endstufe versteht man das Verhältnis der abgegebenen hochfrequenten Wechselleistung

$$P_c = \frac{U_{CE} \cdot I_C}{2}$$

zur aufgenommenen Gleichstromleistung

$$P_C = U_B \cdot I_0$$

also das Verhältnis

Bild 4. Verhältnis der Amplitude I_1 der Grundwelle zum Collectorspitzenstrom I_{sp} in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel θ

$$P_C = U_B \cdot 0,218 \cdot I_{sp}$$

ist,

$$\eta = \frac{0,176 \cdot U_B \cdot I_{sp}}{0,218 \cdot U_B \cdot I_{sp}} = \frac{0,176}{0,218} \approx 81\%$$

Beim Verstärker im B-Betrieb ($\theta = 90^\circ$ und $n=1$) wird der Wirkungsgrad mit

$$P_c = 0,225 \cdot U_B \cdot I_{sp} \text{ und } P_C = 0,318 \cdot U_B \cdot I_{sp}$$

$$\eta = \frac{0,225 \cdot U_B \cdot I_{sp}}{0,318 \cdot U_B \cdot I_{sp}} = \frac{0,225}{0,318} \approx 71\%$$

= 0,53 und $I_0/I_{sp} = 0,41$ bei $\theta = 120^\circ$; s. Bilder 4 und 5). Man wird also hier einen Kompromiß zwischen Ausgangsleistung und Wirkungsgrad wählen müssen.

Die Ausgangsleistung der Sender-Endstufe läßt sich nach einer grafischen Methode bestimmen [1]. Hierzu sind in Bild 4 drei Kurven dargestellt, die das Verhältnis der Amplitude der Grundwelle zum jeweiligen Collectorspitzenstrom in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel θ angeben. Bild 5

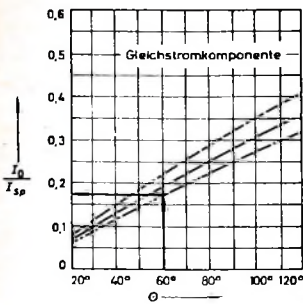


Bild 5. Verhältnis der Gleichstromkomponente I_0 zum Collectorspitzenstrom I_{sp} in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel θ

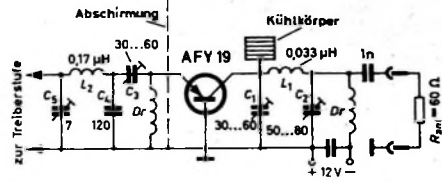


Bild 6. Schaltung einer mit einem AFY 19 bestückten Sender-Endstufe

gibt das Verhältnis der Gleichstromkomponente zum Collectorspitzenstrom in Abhängigkeit von θ wieder.

Als Beispiel sei eine Sender-Endstufe (Bild 6) betrachtet, die mit einem Valvo-Transistor AFY 19 im 145-MHz-Bereich arbeitet. Die Aussteuerung der Arbeitskennlinie ist aus Bild 7 ersichtlich. Der AFY 19 arbeitet in Basisschaltung. Der Grund hierfür ist die Grenzfrequenz des Transistors, die in den Datenblättern für die Basisschaltung mit rund 180 MHz angegeben ist. Als Betriebsspannung wurde $U_B = 12$ V gewählt und als Collectorspitzenstrom $I_{Csp} = 300$ mA, gemäß den vorgeschriebenen Grenzwerten. Die Basis erhält hier keinerlei Vorspannung, das heißt, der Arbeitspunkt liegt bei $U_{EB} = 0$.

Aus Bild 7 entnimmt man, daß bereits eine Emitter-Basis-Wechselspannung U_{EB} von 250 mV notwendig ist, damit überhaupt ein Collectorstrom zu fließen beginnt. Weitere 250 mV (u_{EB}) werden benötigt, um einen Collectorspitzenstrom von 300 mA fließen zu lassen.

Damit wird die benötigte Amplitude u_{EB} der Steuerspannung zwischen Emittor und Basis

$$u_{EB} = |U_{EB}| + |u_{EB}| = (250 + 250) \cdot 10^{-3} = 0,5 \text{ V.} \quad (2)$$

Das Spannungsverhältnis ist

$$\frac{U_{EB}}{u_{EB}} = \frac{0,25}{0,5} = 0,5. \quad (3)$$

Diesem Wert ist nach der Cosinus-Funktion ein Winkel von 60° zugeordnet. Da der Stromflußwinkel θ des Collector- und Emittorstromes angenähert dem Spannungsverhältnis $\frac{U_{EB}}{u_{EB}}$ entspricht, wird θ ebenfalls 60° .

Die Endstufe arbeitet also bereits im C-Betrieb.

Beim nächsten Schritt entnimmt man den Bildern 4 und 5 die Stromverhältnisse $i_1/I_{sp} = 0,32$ und $I_0/I_{sp} = 0,175$ für den Stromflußwinkel von $\theta = 60^\circ$. Hiermit bestimmt man die Amplitude des Collectorwechselstromes zu

$$i_{c1} = 0,32 \cdot I_{Csp} = 0,32 \cdot 300 \cdot 10^{-3} = 96 \text{ mA}$$

und den mittleren Collectorgleichstrom zu

$$I_0 = 0,175 \cdot I_{Csp} = 0,175 \cdot 300 \cdot 10^{-3} = 52 \text{ mA.}$$

Wählt man beim AFY 19 eine Knie-spannung $U_{kn} = 2$ V, dann wird die Amplitude der Collectorwechselspannung

$$u_{CB} = |U_B| - |U_{kn}| = 12 - 2 = 10 \text{ V.} \quad (4)$$

Somit erhält man eine Collectorwechselspannung von

$$P_C = \frac{u_{CB} \cdot i_{c1}}{2} = \frac{10 \cdot 96 \cdot 10^{-3}}{2} = 480 \text{ mW.} \quad (5)$$

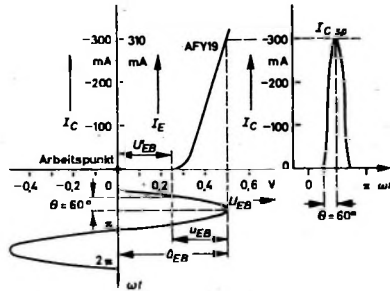


Bild 7. Aussteuerung der Arbeitskennlinie eines AFY 19

Mit der Betriebsspannung $U_B = 12$ V und dem mittleren Collectorgleichstrom $I_0 = 52$ mA wird die benötigte Gleichstromleistung

$$P_C = U_B \cdot I_0 = 12 \cdot 52 \cdot 10^{-3} = 624 \text{ mW.}$$

Der Wirkungsgrad der Endstufe wird mit Gl. (1)

$$\eta = \frac{P_C}{P_C} = \frac{480 \text{ mW}}{624 \text{ mW}} = 77\%.$$

Der Wirkungsgrad der im Bild 6 dargestellten Schaltung entspricht in der Praxis nicht dem ermittelten Wert ($\eta = 77\%$), sondern liegt knapp über 50%. Die Ursache hierfür liegt darin, daß der Transistor bereits in der Nähe seiner Grenzfrequenz betrieben wird. In diesem Bereich ist der Ausgangsstrom bereits mit erheblichen Phasenfehlern behaftet, das heißt, er setzt sich in der Nähe der Grenzfrequenz aus einem Wirk- und Blindstrom zusammen. Da aber nur der Wirkanteil des Ausgangsstromes zur Ausgangsleistung beiträgt, muß - wenn obige Ausgangs-

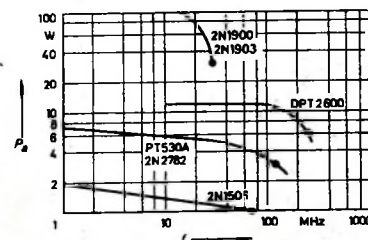


Bild 8. Maximale Ausgangsleistung P_A in Abhängigkeit von der Frequenz f für einige Transistoren der Pacific Semiconductors

leistung erreicht werden soll - eine höhere Eingangsleistung (Input) aufgewendet werden, und zwar in diesem speziellen Fall $P_C = 960$ mW.

Zur Illustration der Abhängigkeit der maximal möglichen Ausgangsleistung einiger HF-Leistungstransistoren von der Frequenz sind im Bild 8 einige Kurven von

Transistoren der Pacific Semiconductors, USA, wiedergegeben.

Ermittelt man die Collectorverlustleistung P_{Cv} des Transistors im Beispiel, dann folgt nach dem Erhaltungssatz der Energie

$$P_{Cv} = P_C - p_C = (624 - 480) \cdot 10^{-3} = 144 \text{ mW} \quad (6)$$

oder für die gemessenen Werte der Schaltung nach Bild 6

$$P_{Cv} = (960 - 480) \cdot 10^{-3} = 480 \text{ mW.}$$

Der letztgenannte Wert liegt noch weit unterhalb des zulässigen Maximalwertes der Collectorverlustleistung, die mit $P_{Cv} = 800$ mW in den Datenblättern angegeben ist.

3. Grenzwiderstand der Sender-Endstufe

Als nächstes bestimmt man den Grenzwiderstand (Arbeitswiderstand) der Sender-Endstufe. Das ist der Widerstand, der im Ausgangsstromkreis der Stufe vorhanden sein muß, damit die Ausgangswechselspannung (Output) maximal wird. Nimmt dieser Widerstand zu, dann steigt die Collectorwechselspannung an. Dadurch wird während der negativen Halbwelle der Collectorwechselspannung die Collectorgleichspannung so klein, daß sie in den Knie-spannungsbereich gelangt. In diesem Gebiet nimmt der Collectorstrom sehr stark ab und damit auch die Collectorwechselspannung. Wird jedoch der Widerstand im Collectorkreis kleiner, dann nimmt die Collectorwechselspannung und ebenfalls die Collectorwechselleistung ab, da die Collectorgleichspannung jetzt nicht mehr voll ausgenutzt wird.

Ist also die Collectorwechselspannung größer als $|U_B| - |U_{kn}|$, dann spricht man bei Sender-Endstufen vom „überspannten Zustand“. Ist die Collectorwechselspannung kleiner als $|U_B| - |U_{kn}|$, dann arbeitet die Endstufe im „unterspannten Zustand“.

Der Grenzwiderstand R_{agr} im Beispiel ist bestimmt durch

$$R_{agr} = \frac{|U_B| - |U_{kn}|}{i_{c1}} = \frac{12 - 2}{96 \cdot 10^{-3}} = 104 \text{ Ohm.} \quad (7)$$

4. Eingangssteuerleistung

Um die Eingangssteuerleistung der Senderstufe zu ermitteln, entnimmt man aus Bild 7 (oder den Kennlinienblättern des Transistors) den zum Collectorspitzenstrom $I_{Csp} = 300$ mA gehörenden Emitterspitzenstrom $I_{Esp} = 310$ mA. Bild 4 ergibt ferner für $\theta = 60^\circ$ ein Stromverhältnis $i_1/I_{sp} = 0,32$.

Mit diesen Werten wird der Steuerstrom

$$i_{st} = 0,32 \cdot I_{Esp} = 0,32 \cdot 310 \cdot 10^{-3} \approx 100 \text{ mA.} \quad (8)$$

Die dazugehörige Steuerwechselspannung $u_{st} = u_{EB}$ war bereits in Gl. (2) mit 0,5 V ermittelt worden.

Aus Steuerstrom und -spannung folgt die erforderliche Steuerleistung des Transistors zu

$$P_{st} = \frac{u_{st} \cdot i_{st}}{2} = \frac{0,5 \cdot 100 \cdot 10^{-3}}{2} = 25 \text{ mW.} \quad (9)$$

Die Praxis zeigt auch hier wieder, daß die errechnete Steuerleistung bei Transistoren, die in der Nähe ihrer Grenzfrequenz betrieben werden, um etwa den Faktor zwei zu klein ist; gemessen wurden 47 mW. Damit wird die Leistungsverstärkung der Stufe

$$V_p = \frac{480 \text{ mW}}{47 \text{ mW}} = 10,2 \pm 10 \text{ dB.}$$

5. Ermittlung der Daten der Schwingkreise

Bei der praktischen Ausführung des Collectorschwingkreises sollte man darauf achten, daß die verwendeten Kondensatoren und auch die Spule einen kleinen Verlustwinkel haben. Die Verluste im Schwingkreis können ganz erheblich sein, wenn das Verhältnis Q_L/Q_0 klein ist. Der Leistungsverlust im Schwingkreis ist also bestimmt durch $1 - Q_L/Q_0$. Hat man zum Beispiel ein Q_L von 10 und ein Q_0 von 100, dann wird nur $1/10$ der vom Transistor gelieferten Leistung im Ausgangsschwingkreis verlorengehen.

Es sei ein Betriebs- Q (Q_L) des Schwingkreises von 5 gewählt, ferner ein Leerlauf- Q (Q_0) von 80 ... 100, das bei der Frequenz 145 MHz, wenn man die mechanischen Abmessungen ein wenig geschickt wählt, zu realisieren ist. Gegeben seien weiterhin ein Antennenfußpunktwiderstand $R_{ant} = R_L = 60 \text{ Ohm}$ und ein Grenzwiderstand $R_{gr} = 104 \text{ Ohm}$ (entspricht hier R_0). Damit kann man die Werte der Kondensatoren C_1 und C_2 bestimmen:

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega (R_L + \sqrt{R_L \cdot R_a})} \quad (10)$$

Mit $\omega = 2\pi f = 6,28 \cdot 145 \cdot 10^6 = 910 \cdot 10^6$ wird

$$C_2 = \frac{2 \cdot 5}{910 \cdot 10^6 (60 + \sqrt{60 \cdot 104})} \approx 79 \text{ pF}$$

Für C_1 findet man mit Gl. (11)

$$C_1 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega (R_a + \sqrt{R_L \cdot R_a})} \quad (11)$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot 5}{910 \cdot 10^6 (104 + \sqrt{60 \cdot 104})} \approx 60 \text{ pF}$$

Das für den PA-Kreis benötigte L_1 ist

$$L_1 = \frac{R_L + R_a + 2 \sqrt{R_L \cdot R_a}}{2 \cdot Q_L \cdot \omega} \quad (12)$$

$$L_1 = \frac{60 + 104 + 2 \sqrt{60 \cdot 104}}{2 \cdot 5 \cdot 910 \cdot 10^6} = 0,033 \text{ } \mu\text{H}$$

Den notwendigen Wert für C_4 des Eingangsschwingkreises der PA ermittelt man mit Gl. (10). Für C_5 setzt man Gl. (11) ein. L_2 bestimmt man mit Hilfe von Gl. (12).

Die Werte von R_0 und R_L zur Bestimmung der C- und L-Schwingkreiselemente des Eingangskreises erhält man aus den nachstehenden Gleichungen.

R_a in diesem Fall der Arbeitswiderstand der Treiberstufe, ist bestimmt durch die erforderliche Steuerleistung der Endstufe plus den Verlusten im Eingangsschwingkreis, der ja gleichzeitig der Ausgangsschwingkreis der Treiberstufe ist. Ist nun die von der Treiberstufe aufzubringende Leistung etwa 50 mW, dann wird der Arbeitswiderstand

$$R_a = \frac{(|U_B| - |U_{BE}|)^2}{2 \cdot \rho_C \cdot \tau} = \frac{(12 - 0,5)^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} = 1,32 \text{ kOhm} \quad (13)$$

R_L entspricht dem Eingangswiderstand der PA; ihn erhält man angenähert aus

$$R_{L1a} = \frac{\hat{u}_{a1}}{\hat{i}_{a1}} = \frac{0,5}{100 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ Ohm} \quad (14)$$

Mit Hilfe von C_3 (Bild 6) kann man die Amplitude der Steuerspannung korrigieren, da - je nach Streuung der Transisto-

ren - mehr oder weniger Spannung (Leistung) benötigt wird.

Betrachtet man nochmals sorgfältig Bild 6, so fällt auf, daß die Kreiskapazitäten recht große Werte haben, vornehmlich im PA-Schwingkreis. Diese Werte werden um so größer, je mehr man an Ausgangsleistungen denkt, die zum Beispiel 0,5 W übersteigen. Hinzu kommt noch, wenn man ein größeres Betriebs- Q des Kreises wählt, daß die Kreiskapazitäten bei hohen Ausgangsleistungen nochmals größer werden. Diese Tatsache dürfte bei Frequenzen um 145 MHz zu technischen Schwierigkeiten führen, weil einerseits die Kondensatoren zu groß werden, andererseits das L zu klein wird und dann nicht mehr realisierbar ist.

Eine andere Möglichkeit, den Eingangs- und Ausgangsschwingkreis zu gestalten, ist im Bild 9 dargestellt. Diese Sender-Endstufe ist mit einem 2N1900 der Pacific Semiconductors bestückt und liefert etwa 100 W Ausgangsleistung bei einer Betriebsspannung von 60 V. Der Wirkungsgrad schwankt zwischen 65 % und 90 % je nach Betriebsart (B- oder C-Betrieb).

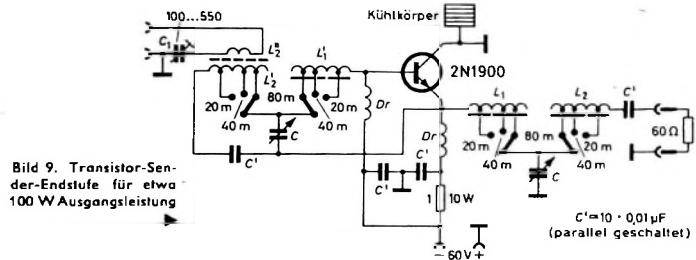


Bild 9. Transistor-Sender-Endstufe für etwa 100 W Ausgangsleistung

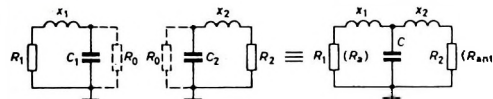


Bild 10. Ersatzschaltung für die Berechnung der Schwingkreise

Die Bestimmung des Ausgangs- und Eingangsschwingkreises der PA kann man, wie als Beispiel für den Ausgangsschwingkreis nachstehend gezeigt, etwa so vornehmen: Man denkt sich den Schwingkreis aus zwei getrennten Schwingkreisen entstanden, wie im Bild 10 dargestellt. Dabei geht man davon aus, daß ein kleiner Widerstand in Serie mit einer Induktivität sich in eine andere Induktivität mit einem großen Parallelwiderstand umwandeln läßt. Schaltet man zur Serienschaltung $L_1 + R_1$ einen Kondensator C_1 , dann erhält man einen Parallelschwingkreis. Wird dieser Parallelschwingkreis in seiner Resonanzfrequenz betrieben, so ist der Parallelwiderstand reell und gleich R_0 .

Das Übersetzungsverhältnis von R_1 (beziehungsweise R_2) auf R_0 ist gegeben durch

$$R_0 = x_1^2/R_1 \text{ oder } R_0 = x_2^2/R_2$$

Schaltet man die beiden Schwingkreise zusammen, dann bekommt man den im Bild 10 rechts dargestellten Schwingkreis, der dem Ausgangs- und dem Eingangsschwingkreis im Bild 9 entspricht. C_1 und C_2 sind dann parallel geschaltet ($C_1 || C_2 = C$), ebenfalls die beiden Widerstände R_0 .

Das Übersetzungsverhältnis von R_2 auf

R_1 ist $\hat{u} = \sqrt{R_2} = \frac{x_2}{x_1}$. Es ist also gegeben

durch das Verhältnis der induktiven Blindwiderstände x_2 und x_1 . Unter der

Annahme $R_1 < 0,1 |x_1|$ und $R_2 < 0,1 |x_2|$ gilt

$$x_1 = \sqrt{R_1 \cdot R_0} \quad (15)$$

und

$$x_2 = \sqrt{R_2 \cdot R_0} \quad (16)$$

wobei $x_1 = \omega L_1$ und $x_2 = \omega L_2$ gleich den induktiven Blindwiderständen der Spulen sind.

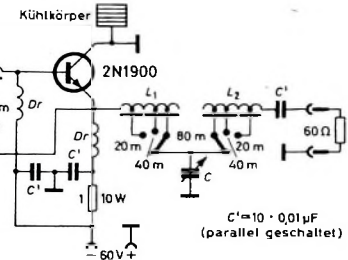
R_1 stellt den benötigten Grenzwiderstand (Arbeitswiderstand) für die Endstufe dar; R_2 ist der Fußpunktwiderstand der Antenne oder beim Eingangsschwingkreis der Eingangswiderstand der Endstufe.

R_0 ist, wie bereits erwähnt, der Widerstand, auf den man zunächst die Widerstände R_2 und R_1 in jedem Schwingkreis transformiert.

Das Betriebs- Q des Kreises ist gegeben durch

$$Q_L = \frac{R_0}{2 x_C} \quad (17)$$

wobei x_C gleich dem kapazitiven Blindwiderstand des Kreises ist. Ihn bestimmt



man aus der Parallelschaltung der induktiven Blindwiderstände x_1 und x_2 . Da im Resonanzfall $x_L = x_C$ ist, folgt

$$x_C = \frac{x_1 \cdot x_2}{x_1 + x_2} \quad (18)$$

Die Werte für das L und C des Schwingkreises ergeben sich zu

$$L_{1,2} = \frac{x_{1,2}}{\omega} \quad (19)$$

$$C = \frac{1}{\omega x_C} \quad (20)$$

Als Beispiel sei hierzu eine PA-Stufe nach Bild 9 mit 100 W Ausgangsleistung angenommen. Es sei ferner $U_B = 60 \text{ V}$, $U_{BE} = 1 \text{ V}$, $R_0 = 1200 \text{ Ohm}$. Der Ausgangsschwingkreis für das 80-, 40- und 20-m-Band soll bestimmt werden.

Aus Gl. (13) ergibt sich der Grenzwiderstand

$$R_{gr} = \frac{(60 - 2)^2}{2 \cdot 100} = 16,8 \approx 17 \text{ Ohm}$$

Die induktiven Blindwiderstände lassen sich mit Gl. (15) und Gl. (16) errechnen:

$$x_1 = \sqrt{17 \cdot 1200} = 143 \text{ Ohm}$$

$$x_2 = \sqrt{60 \cdot 1200} = 268 \text{ Ohm}$$

Die Kreisfrequenzen bei 80, 40 und 20 m sind

$$\omega_{80} = 2\pi f = 6,28 \cdot 3,5 \cdot 10^6 \approx 22 \cdot 10^6,$$

$$\omega_{40} = 6,28 \cdot 7,0 \cdot 10^6 \approx 44 \cdot 10^6,$$

$$\omega_{20} = 6,28 \cdot 14,0 \cdot 10^6 \approx 88 \cdot 10^6.$$

Damit wird mit Gl. (18) der erforderliche kapazitive Blindwiderstand x_C des Schwingkreises

$$x_C = \frac{143 \cdot 268}{143 + 268} = 92,5 \text{ Ohm}.$$

Die benötigten Induktivitäten L_1 und L_2 und die Kreiskapazität C ergeben sich mit Hilfe von Gl. (19) und Gl. (20).

80-m-Band:

$$L_1 = \frac{143}{22 \cdot 10^6} = 6,5 \mu\text{H},$$

$$L_2 = \frac{268}{22 \cdot 10^6} = 12,2 \mu\text{H},$$

$$C_{80} = \frac{2}{22 \cdot 10^6 \cdot 92,5} = 490 \text{ pF}.$$

40-m-Band:

$$L_1 = \frac{143}{44 \cdot 10^6} = 3,25 \mu\text{H},$$

$$L_2 = \frac{268}{44 \cdot 10^6} = 6,1 \mu\text{H},$$

$$C_{40} = \frac{1}{44 \cdot 10^6 \cdot 92,5} = 245 \text{ pF}.$$

20-m-Band:

$$L_1 = \frac{143}{88 \cdot 10^6} = 1,65 \mu\text{H},$$

$$L_2 = \frac{268}{88 \cdot 10^6} = 3,05 \mu\text{H},$$

$$C_{20} = \frac{1}{88 \cdot 10^6 \cdot 92,5} = 125 \text{ pF}.$$

Das Betriebs-Q des Schwingkreises wird mit Gl. (17)

$$Q_L = \frac{1200}{2 \cdot 92,5} \approx 6.$$

Die Spulen L_1 und L_2 wird man praktischerweise so konstruieren, daß man die Windungszahl für das 80-m-Band bestimmt und Anzapfungen für 40 und 20 m anbringt.

Das Kreis-C läßt sich zusammenstellen aus einem 500-pF-Drehkondensator und einer 50-pF-Festkapazität; beim 80- und 20-m-Band kann man dann ein wenig variieren.

Für den Eingangsschwingkreis ist die gleiche Anordnung zu verwenden. $L_1 = L_2$ wird an die Basis des Transistors angeschlossen. Als Übersetzungsverhältnis $L_2 : L_1$ der Ankopplungsspule wählt man etwa 1 : 1. Mit C_1 wird die restliche Blindkomponente des Ankopplungskreises ausgeglichen.

Ein weiteres Beispiel (Bild 11) zeigt die Zusammenschaltung einer Sender-Endstufe und einer Treiberstufe. Die Schaltung ist für das 10-m-Band ausgelegt und mit zwei Valvo-Transistoren BLY 17 bestückt.

Die Endstufe liefert bei einer Betriebsspannung von 20 V in diesem Frequenz-

bereich (28 MHz) bei Abschluß mit 50 Ohm etwa 15 W Ausgangsleistung. Der Wirkungsgrad ist rund 50 %, und die benötigte Eingangsleistung der Treiberstufe ist etwa 1,5 W.

Windungszahlen, Spulendurchmesser und Drahtdurchmesser können Bild 11 entnommen werden.

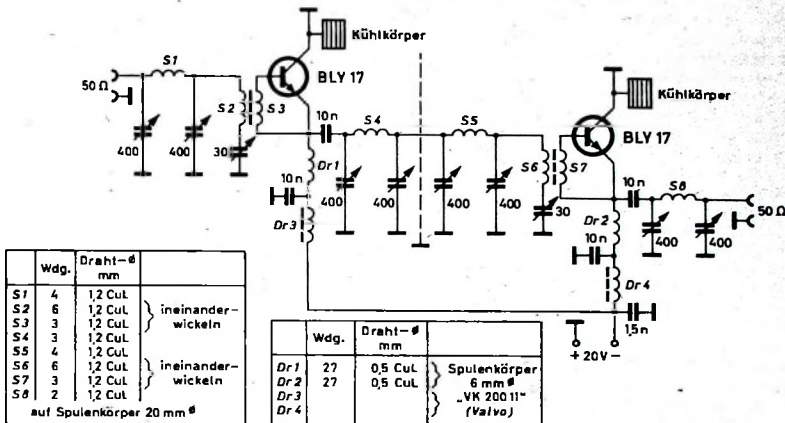


Bild 11. Schaltung einer Sender-Endstufe mit zwei Transistoren BLY 17

6. Linear-Verstärker in der PA-Stufe

Endstufen mit A- und Gegentakt-B-Betrieb gehören zu den Linear-Verstärkern. Die Berechnungsgrundlagen für ihre Verwendung in der PA-Stufe sind die gleichen wie für NF-Verstärker-Leistungsstufen [2]. Hier werden lediglich die im Eingangs- und Ausgangskreis verwendeten Transformatoren durch entsprechende Schwingkreise - zum Beispiel für das 80-, 40- und 20-m-Band - ersetzt, wie allgemein aus der Sendertechnik her bekannt. Eingesetzt wird die Linear-Endstufe hauptsächlich in der Einseitenbandtechnik (SSB).

Einen besonderen Platz unter den Linear-Endstufen nimmt die sogenannte Linear-B-Endstufe ein, die im Eintakt-B-Betrieb arbeitet.

Ein linearer Verstärker ist so eingestellt, daß sich die Ausgangsspannung proportional mit der Steuerspannung ändert. Das kann man bei der erwähnten Verstärkerart (Eintakt-B-Betrieb) erreichen, indem man den Arbeitspunkt in den unteren Teil der Arbeitskennlinie legt, wie im Bild 12 dargestellt.

Man projiziert den verlängerten geraden Teil der Kennlinie auf die U_{BE} -Achse; der Schnittpunkt mit der U_{BE} -Achse ergibt die notwendige Basisvorspannung, die Projektion dieses Punktes mit Spiegelung an der Arbeitskennlinie auf die Collectorstromachse den Arbeitspunkt fließenden Collectorruhestrom I_Q .

Der Linear-Verstärker ist also ähnlich wie ein Niederfrequenz-B-Verstärker eingestellt, jedoch mit dem Unterschied, daß er nicht im Gegentakt-B-Betrieb (push-pull) arbeitet und ein im Ausgangskreis vorhandener Schwingkreis die entstandenen Harmonischen eliminiert.

Steuert man einen solchen Verstärker mit einem modulierten HF-Signal aus, dann ist, wie Bild 12 ebenfalls zeigt, die Modulation im Ausgangskreis völlig unverzerrt. Diese Verstärkerart hat in Sender-Endstufen gegenüber dem A-Verstärker ganz offensichtliche Vorteile. Neben der erwähnten Linearität ist der Wirkungsgrad

relativ hoch, und die Ausgangsleistung ist größer als beim Senderverstärker im A-Betrieb.

Der Stromflußwinkel ist etwas größer als 90° (B-Betrieb). Ein sehr wichtiger Umstand in dieser Schaltung ist, daß die Basisspannung äußerst stabil sein muß, da sonst die Linearität darunter leidet. Wird

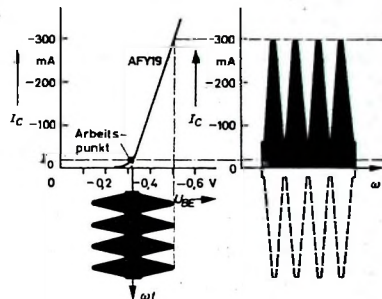


Bild 12. Eintakt-B-Betrieb mit dem Transistor AFY 19

zum Beispiel ein Spannungsteiler zur Vorspannungserzeugung benutzt, dann sollte der Querstrom mindestens 10mal so groß wie der entnommene Teilerstrom sein.

Schrifttum

- [1] Hellbarth, H.: Frequenzvervielfacher mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 16, S. 616-618, u. Nr. 17, S. 687 bis 688, 691
- [2] Kammerloher, J.: Transistoren, Teil 1. Füssen 1959, Winter'sche Verlags-handlung

Berichtigung

Einfache Messung von Induktivitäten. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 16, S. 623-624
Im Bild 6 muß es (an Stelle von 180° < β) richtig 180° - β heißen.

Hochempfindlicher Hochfrequenzmesser mit Transistoren (Chopper-Resonanzfrequenzmesser). Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 22, S. 914

In der Gesamtschaltung Bild 3 sind beim Transistor T 2 Collector und Emitter zu vertauschen (der Emitterpfad gehört also zum in der Zeichnung linken Anschluß); das Prinzipschaltbild (Bild 2c) und auch die Vorlage für die gedruckte Platte (Bild 8) sind richtig gezeichnet.

Einseitenbandsender-Baustein »HS 1000A«

Moderne Amateurfunkgeräte werden immer komplizierter. Es übersteigt oft die verfügbare Zeit und die Fähigkeiten des Amateurs, alle Teile eines Gerätes selbst zu bauen. Mancher gibt es angesichts dieser Lage auf, selbst etwas zu basteln, und kauft sich ein komplettes Gerät. Damit geht die enge Verbundenheit mit dem benutzten Gerät naturgemäß etwas verloren. Einen Ausweg aus dieser Situation bieten fertige Baugruppen (Modulatoren, Zwischenfrequenzverstärker, Oszillatoren usw.). Ihre Verwendung erspart dem Amateur die Kleinarbeit der Verdrahtung, gibt ihm aber immer noch die Möglichkeit, die Baugruppen in seine Anlage so einzufügen, wie es seinen Wünschen entspricht.

Der nachstehend beschriebene Einseitenbandsender-Baustein „HS 1000A“ (Bild 1) faßt alle Stufen, die mit der Erzeugung eines SSB-Signals zusammenhängen, auf einer 200 mm × 88 mm großen gedruckten Platine aus Epoxylharz zusammen. Er ist mit 10 Transistoren und 9 Dioden bestückt. Außerdem enthält er 6 Quarze (4 im Filter). Das SSB-Signal wird nach der Filtermethode erzeugt. Die wichtigsten technischen Daten des Bausteins sind in Tab. I zusammengefaßt.

Ein Überblick über die einzelnen Stufen ist aus der Blockschaltung (Bild 2) ersichtlich. Der Baustein enthält einen dreistufigen NF-Verstärker, den Trägeroszillator, den Balance-Modulator, eine Trägerfrequenzstufe, das SSB-Filter und einen Emittterfolger im Ausgang. Außerdem ist eine automatische Sprachsteuerung (Voice-Control) und eine Anti-Trip-Schaltung eingebaut, die verhindert, daß die Sprachsteuerung von Tönen aus dem Empfängerlautsprecher betätigt werden kann.

Der Transistor T 1 (Bild 3) verstärkt die von einem niederohmigen Mikrofon kommende Spannung. An seinem Collector liegt über die Anschlüsse C, D, E ein Potentiometer, mit dem man die NF-Verstärkung und damit die Aussteuerung des Senders einstellen kann. Da dieser Regler häufiger bedient werden muß, wird er nicht auf der Platine angebracht, sondern an der jeweiligen Sender-Frontplatte. T 2 verstärkt das Signal weiter, während T 3 für den Signalkanal als Emittterfolger arbeitet. Von seinem Emittter gelangt die Sprachspannung zum Balance-Modulator (D 6 ... D 9). Als Koppelkondensator dient hier ein Kunststoffkondensator, da schon geringe Gleichspannungen am Balance-

Modulator, wie sie zum Beispiel infolge der Leckströme von Elektrolytkondensatoren entstehen könnten, die Trägerunterdrückung verschlechtern.

Der Transistor T 8 erzeugt quartzgesteuerte Signale, deren Frequenzen entweder auf der oberen oder der unteren Flanke des Quarzfilters liegen. Durch Umschaltung der Oszillatorfrequenz kann man das gewünschte Seitenband einstellen. Der Umschalter wird an den Lötösen F, G, H und I angeschlossen. Mit den Trimmern C 2 und C 3 läßt sich die genaue Frequenz der Quarze einstellen.

Für Telegrafiebetrieb schaltet man mit dem oben erwähnten Betriebsartenschalter C 4 zum Quarz „XF 902“ parallel und zieht dessen Frequenz dadurch in den Durchlaßbereich des Filters. Gleichzeitig hebt man die Balance des Modulators durch eine an den Anschluß N angelegte Gleichspannung auf. Es erscheint dann am Ausgang ein quartzgesteuertes Signal mit etwa 9 MHz, das genauso wie das Einseitenbandsignal auf die Arbeitsfrequenzen gemischt werden kann. Getastet wird eine Mischstufe.

Der vom Oszillator gelieferte Träger gelangt vom Collector des Transistors T 8 zum Balance-Modulator. Die Dioden D 6 ... D 9 mischen das von T 3 kommende NF-Signal so mit der Trägerfrequenz, daß diese unterdrückt wird und nur die zwei modulierten Seitenbänder übrigbleiben. Mit C 5 und R 6 stellt man die Trägerunterdrückung ein.

T 9 verstärkt das aus L 1 ausgekoppelte Doppelseitenbandsignal. Das Quarzfilter „XF 9a“ (Kristallverarbeitung Neckar-

bischofsheim) läßt das gewünschte Seitenband durch und unterdrückt das unerwünschte um mehr als 45 dB. Um das Filter gegenüber den folgenden Stufen zu entkoppeln, wurde hinter dem Filter ein Emittterfolger (T 10) angeordnet, der über die Anschlüsse P, Q etwa 0,2 V_{eff} SSB an einen Widerstand von 100 Ohm abgeben kann. Diese Spannung reicht völlig aus, um Transistormischstufen auszusteuern. Wenn man das Signal in einer Röhrenstufe mischen will, empfiehlt es sich, an ihrem Gitter einen Schwingkreis anzuschließen, in den die Ausgangsspannung des „HS 1000A“ über eine Koppelstufe einge-

Tab. I. Technische Daten des „HS 1000A“

Betriebsarten:	unteres Seitenband, Telegrafie
Eingangswiderstand:	5 kOhm
Empfohlene Mikrofonimpedanz:	200 Ohm
Empfindlichkeit:	0,1 mV NF für Vollaussteuerung
Frequenzgang:	400 Hz ... 3,2 kHz (– 6 dB)
Welligkeit des Übertragungsbereichs:	≤ 1 dB zwischen 800 Hz und 2500 Hz
Seitenbandunterdrückung:	≥ 45 dB (Modulationsfrequenz 1 kHz)
Trägerunterdrückung:	55 dB
Ausgangsspannung:	0,2 V _{eff} ; Ausgangsimpedanz etwa 50 Ohm
Platinenabmessungen:	88 mm × 200 mm
Bestückung:	10 Transistoren, 9 Dioden, 6 Quarze
Hersteller des Bausteins:	W. Schilling, 7401 Nehren

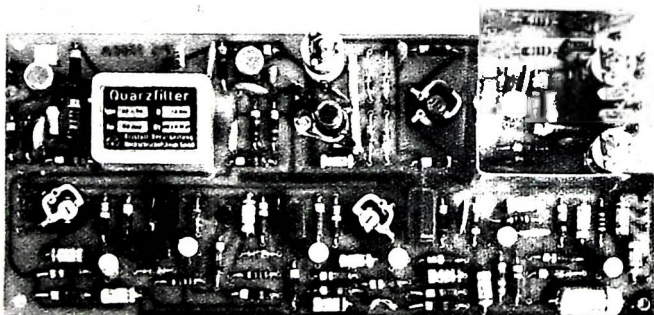


Bild 1. Der SSB-Sender-Baustein „HS 1000A“. Oben rechts ist der Trägeroszillator erkennbar, links daneben der Balance-Modulator, der Trägerfrequenzverstärker, das SSB-Filter und der Emittterfolger. In der unteren Hälfte von rechts nach links: dreistufiger NF-Verstärker, Voice-Control und Anti-Trip

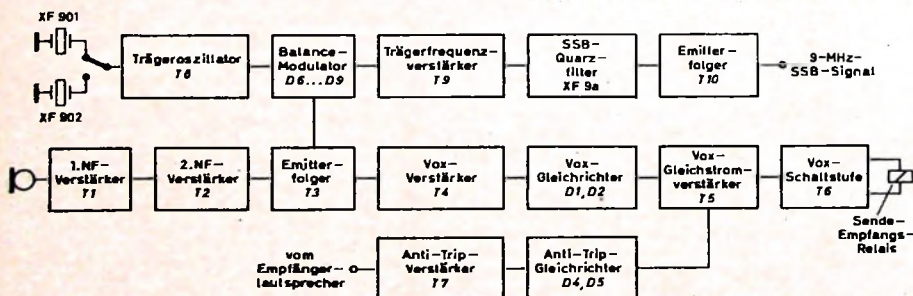
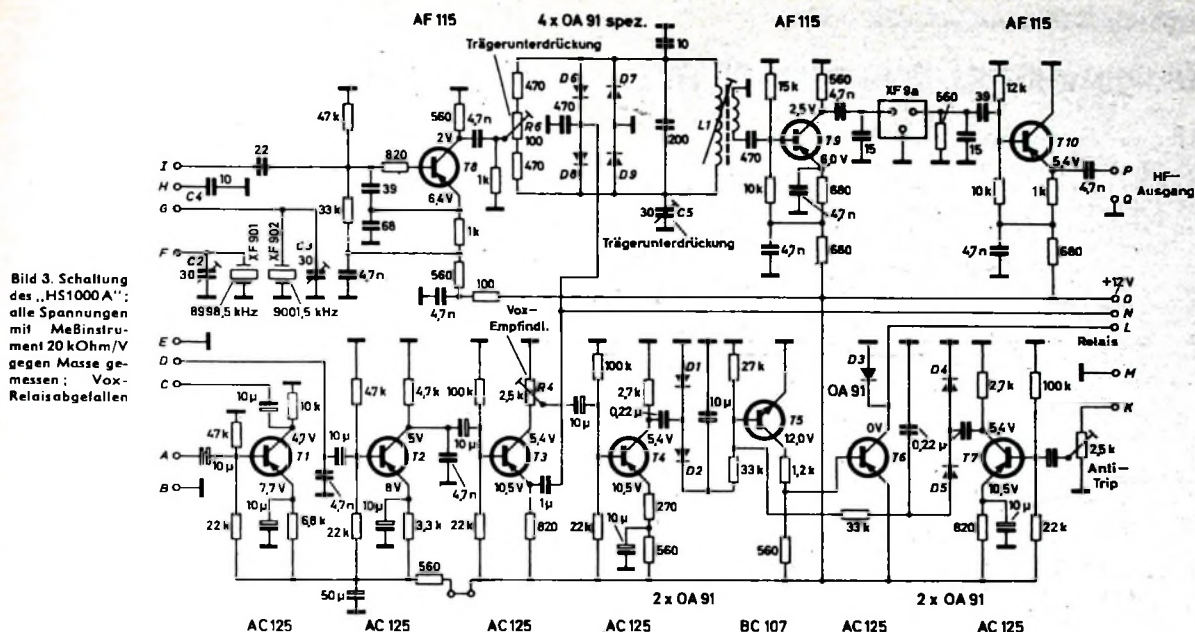


Bild 2. Blockschaltbild des „HS 1000A“



speist wird. Zwischen Ausgang des Bausteins und Eingang der folgenden Mischstufe kann man ein bis zu 1 m langes Koaxialkabel einfügen.

Das Signal zum Betätigen der automatischen Sprachsteuerung entnimmt man am Collector von T 3, der für die Voice-Control als gegengekoppelter Verstärker arbeitet. Mit R 4 läßt sich die Ansprechschwelle einstellen. T 4 arbeitet als gegengekoppelter Spannungsverstärker. Die beiden Dioden D 1 und D 2 richten die Sprachwechselspannung gleich. Der Gleichstromverstärker mit dem Silizium-Planartransistor T 5 erzeugt den notwendigen Strom, um über den Schalttransistor T 6 und den Anschluß L ein Send-Empfangs-Relais zu schalten. D 3 schützt T 6 vor induktiven Spannungsspitzen, die beim Abschalten des Relais entstehen. Als Relais ist der Typ „Trls 154 d“ (Siemens) mit vier Umschaltkontakten geeignet. Weil zwei parallel geschaltete Kontakte des Relais die Antenne zwischen Sender und Empfänger umschalten sollen, kann es nicht auf der Platine, sondern nur in unmittelbarer Nähe der Antennenbuchse angeordnet werden.

Der Transistor T_7 verstärkt einen Teil der über die Anschlüsse M, K unmittelbar vom 4-Ohm-Lautsprecherausgang des Empfängers abgegriffenen Spannung. D_4 und D_5 richten diese Wechselspannung gleich, die an die Basis von T_5 geführt wird. Wirken nun laute Töne aus dem Empfängerlautsprecher auf das Mikrofon, dann gelangt diese Stör-NF schließlich zum Vox-Gleichrichter und versucht, die beiden Schalttransistoren T_5 und T_6 umzuschalten. Dies verhindert jedoch die über T_7 von D_4 , D_5 erzeugte Gleichspannung, da sie die aus dem Vox-Kanal kommende Gleichspannung an der Basis von T_5 aufhebt.

Das vom „HS 1000A“ abgegebene 9-MHz-SSB-Signal muß noch auf die jeweils gewünschte Betriebsfrequenz gemischt werden. Das 80- und 20-m-Band kann man erreichen, indem man das SSB-Signal mit einem variablen Oszillator, der zwischen 5 und 5,5 MHz schwingt, mischt. Für andere Bänder wird der variable Oszillator zu-

nächst mit der Spannung eines Quarz-
oszillators gemischt. Die Ausgangsspan-
nung eines solchen „synthetisierten Oszilla-
tors“ setzt das SSB-Signal dann auf die
gewünschten Bereiche um. Eine Treiber-
stufe mit einer Röhre EL 803 kann beispie-
lsweise eine Endstufe mit 2×6146 auf
180 W Leistung aussteuern.

Die technischen Daten einiger Exemplare des Bausteins „HS 1000A“ wurden vom Verfasser überprüft. Alle Bausteine hiel-

ten die vom Hersteller angegebenen technischen Daten gut ein. Bei der Seitenband- und Trägerunterdrückung ergaben sich häufig bessere Werte als in den technischen Daten angegeben. Das erzeugte SSB-Signal war frei von Verzerrungen und hatte einen ausgewogenen Klangcharakter, der wohl im wesentlichen auf die sorgfältige Auslegung des Bausteins und auf das verwendete Filter zurückzuführen ist. Auch am Aufbau des Bausteins gab es nichts auszusetzen; es wird nur Material deutscher Markenfirmen verwendet.

KW-Amateur-Kurznachrichten

Neue Übersichtslisten für KW-Amateure:
Eine neu bearbeitete Broschüre von **Blaupunkt** (DIN A5 quer, 8 S.) enthält die DXCC-Länderliste der ARRL nach dem Stand vom 1. 6. 1965 und Tabellen für die Amateurfunkdiplome WAZ und WAS. Die Übersichtsliste wird von **Blaupunkt**, Hildesheim, kostenlos abgegeben. Eine ebenfalls neue Übersichtsliste von **Blaupunkt** für das Deutschland-Diplom (DLD) und das Diplom „Worked all Europe“ (WAE) enthält alle bis zum 1. 10. 1965 vorgenommenen Änderungen und Zusätze.

Gastlizenzen für Funkamateure

Österreich und die Schweiz erteilen schon seit längerer Zeit Funkamateuren aus den Nachbarländern befristete Urteilslicenzen, wenn sich die Antragsteller durch ihre Heimatlicenz ausweisen. Dieses recht unkomplizierte Verfahren hat die Generaldirektion für die Post- und Telegraphenverwaltung in Wien für Österreich jetzt noch weiter vereinfacht, wenn es sich um Gäste von Clubveranstaltungen handelt. Für solche Amateurtreffen, zu denen im allgemeinen zahlreiche Funkfreunde aus dem benachbarten Ausland erscheinen, erteilt sie ein generelles Clubstations-Rufzeichen, das durch X nach der Landeskenner-Ziffer gekennzeichnet ist (zum Beispiel OE7XZZ für ein Treffen).

ten in Tirol). Der ausländische Gast darf dieses Rufzeichen mitbenutzen, wenn er mit einem Schrägstrich sein Heimatrufzeichen anhängt (zum Beispiel OE7XZZ/HB9MX). Damit hat die Fernmeldebehörde die Lizenzierung der Ausländer dem Österreichischen Versuchs-Sender-Verband (ÖSVV) übertragen, der lediglich nach Schluß der Veranstaltung mitteilen muß, welche Auslandsgäste Sendebetrieb abwickelten.

Elektronisch sortierte QSL-Karten

Das Verteilen der QSL-Karten, die beim QSL-Büro des DARC in München eingehen, ist wegen der ständig steigenden Anzahl der Amateurstationen sehr zeitraubend (jährlich gehen bis zu 1,5 Mill. Karten in München ein). Hinzu kommt, daß aus den amtlichen Rufzeichen der deutschen Funkamateure nicht deren Wohnsitz hervorgeht. Vom DARC wurde jetzt in eigener Regie eine halbelektronische Sortiereinrichtung entwickelt. Amateure aus dem Raum Wuppertal bauen die elektronische Auswertemaschine, in die das jeweilige Rufzeichen eingetastet wird. Das Verteilergestell mit „Briefkästen“ für die einzelnen Ortsverbände wird jetzt in München errichtet. Die „Wuppertaler Maschine“ wird nach ihrer Fertigstellung ebenfalls in München installiert werden.

Rechteckimpuls-Generator »PP 1122« • Arbeitsweise und Anwendungsbeispiele

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 956

3.3. Messung kleiner Kapazitätswerte

Mit Hilfe der im Abschnitt 3.2. beschriebenen Abgleichmethode kann man auch kleine und kleinste Kapazitätswerte messen. Nach Bild 9 besteht hier der Spannungsteiler aus einem Widerstand R_1 und einem umschaltbaren Querwiderstand R_2 .

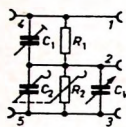


Bild 9. Messung kleiner Kapazitäten

Gleichzeitig mit der Umschaltung des Querwiderstandes wird der Wert des Kondensators C_2 schrittweise so geändert, daß die Gesamtzeitkonstante des Querzweiges (Summe von Anfangskapazität des Kondensators C_2 und Kapazitätswert von C_1 multipliziert mit dem eingeschalteten Widerstand R_2) für jeden Widerstandswert R_2 konstant und gleich der Zeitkonstante des Längszweiges ist. Führt man den Klemmen 4 und 5 ein Rechtecksignal zu und kontrolliert man es an den Klemmen 2 und 3, dann muß das Übertragungsverhalten dieses Abschwächers ideal sein, wenn C_2 auf seinen kleinsten Wert eingestellt ist.

Wird nun an die Klemmen 1 und 2 eine kleine Kapazität geschaltet, zum Beispiel die Gitter-Katoden-Kapazität einer Röhre, dann ändert sich die Form des Ausgangssignals. Durch Veränderung des geeichten Kondensators C_2 stimmt man auf ideales Übertragungsverhalten nach und kann von der notwendigen Nachstimmung auf die Größe der Kapazität des Prüflings schließen. Hat beispielsweise C_2 eine C-Variation von 10 pF und ist das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 ebenfalls 10, dann ist der Meßbereich für den Prüfling 0...1 pF. Wählt man dagegen R_1 und R_2 durch Umschalten von R_2 gleich, dann erweitert sich der Meßbereich auf 0...10 pF. Mit dieser Meßmethode lassen sich Kapazitäten in der Größenordnung von 0,01 pF und kleiner meßtechnisch erfassen.

3.4. Übertragungseigenschaften von Kabeln, Netzwerken und Breitbandverstärkern

Zur Messung der Übertragungseigenschaften von Kabeln, Netzwerken und Breitbandverstärkern wird dem Eingang des Prüflings ein Rechtecksignal zugeführt. Aus der Formveränderung des Ausgangssignals kann man dann auf die Übertragungseigenschaften schließen. Dabei kann der Oszillograf mit dem Vorimpuls getriggert und der Hauptimpuls zeitlich verzögert an den Prüflingseingang gegeben werden, so daß die Zeitablenkung des Oszillografen erst kurz vor Beginn des Meßablaufs einsetzt. Die Anstiegsflanke der Ausgangsspannung wird dann voll dargestellt.

Zwischen der Anstiegszeit T_r und der oberen Grenzfrequenz f_{go} (3-dB-Dämpfung) besteht der Zusammenhang

$$f_{go} = 0,35/T_r.$$

Diese Beziehung gilt, wenn die Bandbreite des Prüflings groß ist, und bei Gleichspannungsverstärkern. In gleicher Weise können auch Laufzeiten bei Kabeln gemessen werden. Grundsätzlich wird auch hier das im Abschnitt 3.1. angegebene Meßverfahren benutzt.

Sehr einfach lassen sich Anpassungsfragen von Kabeln meßtechnisch klären. Man speist unter Verwendung eines abgeschlossenen Verbindungskabels am Eingang des zu prüfenden Kabels ein Rechtecksignal ein und verändert die Last am Kabelaussgang so lange, bis die Ausgangskurveform nahezu der Eingangskurveform entspricht. Mit Hilfe des variablen Abschlußwiderstandes am Meßkabelaussgang ist man in der Lage, die Generatorimpedanz in gewissen Grenzen zu variieren und damit den Generatorausgang an den Prüflingseingang anzupassen.

3.5. Schaltverhalten von Dioden und Transistoren

3.5.1. Übergangsverhalten von Dioden

Bei Dioden, die im Schalterbetrieb arbeiten, muß oft die beim Umschalten vom Sperr- in den Durchlaßbereich (bei hohen Strömen und kurzen Anstiegszeiten) wirksame Durchlaßfähigkeit berücksichtigt werden, das heißt die Tatsache, daß der Durchlaßwiderstand im Einschaltaugenblick wesentlich größer sein kann als der statische Durchlaßwiderstand. Dies kann besonders bei Ansteuerung der Diode aus einer Quelle mit großem Innenwiderstand (Stromsteuerung) zu sehr hohen Augenblickswerten der Diodenverlustleistung und zur Zerstörung der Diode führen.

Der Verlauf des Spannungsabfalls an einer Diodenstrecke nach dem Einschalten ist im Bild 10a dargestellt. Die Spannung ist nach

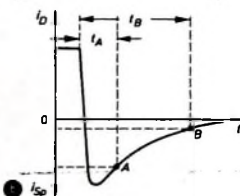
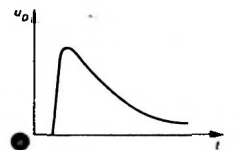
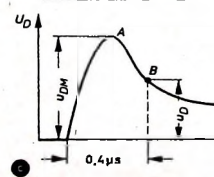
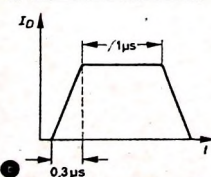
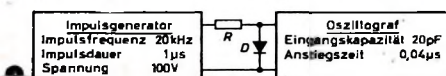


Bild 10. Schaltverhalten einer Diode; a) Spannungsverlauf an einer Diode beim Einschalten mit hohem Strom, b) Stromverlauf in einer Diode beim Ausschalten



dem Einschalten zunächst unverhältnismäßig hoch, um dann innerhalb sehr kurzer Zeit auf einen Bruchteil des Maximalwertes abzusinken. Da bei hochohmiger Ansteuerung der Strom sofort erzwungen wird, überschreitet die Einschaltleistung die zulässige Belastung der Diodenstrecke. Bild 10b zeigt das Ausschaltverhalten der Diode (Umschalten vom Durchlaß- in den Sperrbereich). Mit den Punkten A und B kann der Übergang in den Gleichgewichtszustand charakterisiert werden.

Im Bild 11a ist die Meßschaltung dargestellt, mit der sich das Einschaltverhalten einer Diode messen läßt. Der Impuls-generator »PP 1122« kann hierzu verwendet werden, da er einen 100-V-Ausgang hat. Die Ausgangsimpedanz der Buchse Bu 3 des Generators wird mit dem Widerstand R vergrößert, so daß der Strom hauptsächlich durch diesen Widerstand bestimmt wird. In Serie zu diesem Widerstand liegt als Prüfling die Diode D , an deren Polen der Oszillograf angeschlossen ist. Bild 11b zeigt den Durchlaßstrom i_D der Diode in Abhängigkeit von der Zeit t . Die Anstiegsflanke dieses Stromimpulses ist etwa 0,3 μs und die Impulsbreite 1 μs, gemessen am Impulsdach. Im Bild 11c ist die Diodenspannung u_D bei schneller Auftastung angeeignet. Unter Berücksichtigung der Anstiegsflanke des Stroms erreicht der Spannungsfall an der Diode nach einer kurzen Zeit den Scheitelwert u_{DM} (Punkt A). Diese Spannung fällt innerhalb sehr kurzer Zeit auf den Punkt B ab, der als Kennzeichnung der maximalen Durchlaßspannung u_D nach Ablauf der angegebenen Zeit verwendet wird.

Bild 12 zeigt die Meßanordnung für die Ermittlung des Übergangsverhaltens (Umschalten) einer Diode. Zwei niederohmige Spannungsquellen 16 V und 26 V sind hier gegeneinandergeschaltet und speisen über den Widerstand R die Diode. Mittels eines Quecksilberrelais wird abwechselnd das Katodenpotential der Diode um den Betrag der einen Speisespannung (26 V) variiert. Aus den Arbeitsbedingungen des Relais folgt für das Verhältnis Leitzeit der Diode zur Periodendauer der Wert $V_T = 0,2$. Die Differenz der Speisespannungen ergibt die Sperrspannung $-U_D$ (zum Beispiel 10 V). Während 20 % der Periodenzeit arbeitet die Diode in Durchlaßrichtung, um nach Umschaltung des Relais in die rechte Stellung in etwa 80 % der Periodenzeit mit 10 V gesperrt zu sein. Der sich aus der Diodenartigkeit ergebende, negative kurzzeitige Sperrstrom durchfließt den 2-kOhm-Widerstand und

Bild 11. Beispiel einer Messung zur Ermittlung des Spannungsverlaufs an einer Diode beim Einschalten; a) Meßschaltung, b) Durchlaßstrom, c) Spannungsverlauf

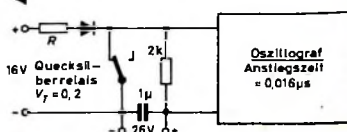


Bild 12. Meßanordnung zur Ermittlung des Umschaltverhaltens einer Diode

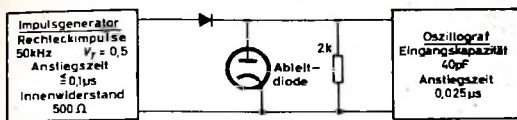


Bild 13. Meßaufbau für höhere Umschaltgeschwindigkeiten

Bild 14. Schaltverhalten eines Transistors; a) Blockschaltung, b) Eingangs-Basisstrom, c) Ausgangs-Collectorstrom

erzeugt an ihm eine stromproportionale Spannung, die mit dem Oszillografen aufgezeichnet wird. Nach Einleitung des Sperrvorgangs (Kontakt des Relais offen) muß nach einer gewissen Zeit (t_B) dieser Sperrstrom auf einen bestimmten Wert absinken. Dieser Wert $-I_D$ charakterisiert das Übergangsverhalten und wird vom Hersteller angegeben. Mit R wird der Durchlaßstrom I_D bei kurzgeschlossenem Relaiskontakt festgelegt.

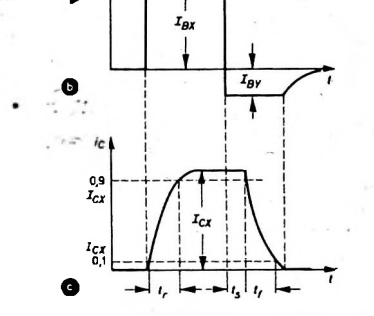
Die Umschaltgeschwindigkeit mittels Quicksilberrelais ist aber begrenzt, so daß man bei höheren Folgefrequenzen einen Impulsgenerator verwenden muß. Im Bild 13 ist eine entsprechende Meßanordnung angegeben. Die Umschaltung wird hier durch den Impulsgenerator in Verbindung mit einer Ableitdiode durchgeführt. Während 50% der Periodenzeit ist die Diode leitend ($V_T = 0,5$), die übrige Zeit gesperrt. Der Durchgangsstrom I_D der Diode wird bei Verwendung des Impuls-generators „PP 1122“ durch eine Spannungsquelle in Serie mit der Diode (zum Beispiel eine Sekundärbatterie) erzeugt, da bei diesem Impulsgenerator während der Wartezeit der heiße Pol der Ausgangsbuchse Chassispotential hat. Dieser Strom durchfließt die Ableitdiode und wird somit am Eingangswiderstand des Oszillografen vorbeigeleitet. Erst wenn der Impuls-generator durch einen negativen Impuls auf Sperrung umschaltet, fließt der entgegengesetzt gerichtete Sperrstrom $-I_D$ durch den 2-kOhm-Widerstand. Der Spannungsabfall wird dem Oszillografen zugeführt.

3.5.2. Schaltzeiten von Transistoren

Speist man in einen Transistor (zum Beispiel in Emitterschaltung) einen rechteckförmigen Generatorstrom i_B ein und oszillografiert die Spannung an einem Lastwiderstand R_L , dann kann man am verformten Ausgangssignal gemäß Bild 14c folgende Schaltzeiten ermitteln:

1. Anstiegszeit (rise-time) t_r
2. Speicherzeit (storage-time) t_s
3. Abfallzeit (fall-time) t_f

Bild 14a zeigt die Blockschaltung des Meßaufbaus in Form einer Stromersatzschaltung. Diese Schaltung setzt voraus, daß der steuernde Rechteckspannungsimpuls so verzerrt wird, daß der dem Transistor zugeführte Basisstrom rechteckförmig ist. Man wird den Generatorausgang über einen Längswiderstand mit der Basis des Transistors verbinden. Da der Transistor eingangsseitig kapazitätsbelastet ist, ist es notwendig, den Längswiderstand durch eine veränderbare Kapazität so zu überbrücken, daß der an einem kleinen Serienwiderstand abfallende Spannungswert ein ideales Rechteckverhalten zeigt. Diese Spannung ist im Bild 14b dargestellt. Der einschaltbare Basisstrom ist mit I_{BX} bezeichnet, der nach dem Ausschalten verbleibende entgegengerichtete Sperrstrom mit I_{BY} . Bild 14c stellt den Ausgangs-Collectorstrom dar. Die Anstiegs-, Speicher- und Abfallzeiten sind in diesem Bild auswertbar. Die Zusammenhänge zwischen den Zeiten und den Einschaltzeitkonstanten eines Transistors sind gegeben durch



$$t_r = \tau \cdot \ln \frac{m - 0,1}{m - 0,9}, \quad t_s = \tau_1 \cdot \ln \frac{k + m}{k + 1}, \quad (6a, b)$$

$$t_f = \tau_f \cdot \ln \frac{k + 1}{k + 0,1} \quad (6c)$$

Darin bedeutet

$$m = \text{Übersteuerungsfaktor} = \frac{B_N \cdot I_{BX}}{I_{CX}}$$

I_{BX} = Einschalt-Basisstrom,

I_{CX} = Einschalt-Collectorstrom,

$$k = \text{Ausschaltfaktor} = - \frac{B_N \cdot I_{BY}}{I_{CX}}$$

I_{BY} = Ausschalt-Basisstrom

(bei nichtgesperrter Emittterdiode),

B_N = Gleichstromverstärkung (bei I_{CX} und $U_{CB} = 0$).

Eine zweckmäßige Meßschaltung ist im Bild 15a wiedergegeben. Der Transistor ist in Emitterschaltung angeordnet. Durch eine zusätzliche Spannung von 0,8 V wird er gesperrt und zu einer bestimmten Zeit durch einen negativen Impuls von 2,5 V aufgetastet (Bild 15b). Nach einer zeitlichen Verzögerung von t_d beginnt der Transistor zu leiten (Bild 15c); an t_d schließt sich die Anstiegszeit t_r an. Es folgt schließlich die Leitzeit, die nach dem Abbau der eingangsseitigen Ansteuerung endet. Selbst wenn eingangsseitig keine Steuerspannung mehr vorhanden ist, zieht der Transistor für eine kurze Speicherzeit t_s weiterhin den Maximalstrom. Nach Beendigung der Speicherzeit folgt der Flankenabfall mit der Abfallzeit t_f .

Bild 16a zeigt die Meßschaltung für das Übergangsverhalten eines diffusionslegierten Germanium-HF-Leistungstransistors. Während der Ruhezeit ist der Transistor eingangsseitig sicher gesperrt; er wird durch einen negativen Impuls kurzzeitig aufgetastet. Zur Kompensation der Ausgangskapazität befindet sich im Collector-Kreis eine kleine Induktivität. Der Verlauf der Eingangs- und der Ausgangsspannung ist in den Bildern 16b und 16c dargestellt.

Abschließend ist im Bild 17 die Verwendung zweier Rechteckimpulse zur Ermitt-

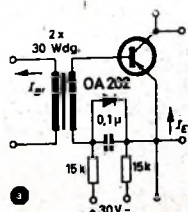


Bild 17. Ermittlung des Verlaufs der Ausgangsspannung an einem Transistor bei hohem Strom; a) Meßaufbau, b) Emitterstrom als Funktion der Zeit, c) Einschalt-Basisstrom, d) Spannungsverlauf während des Schaltvorgangs

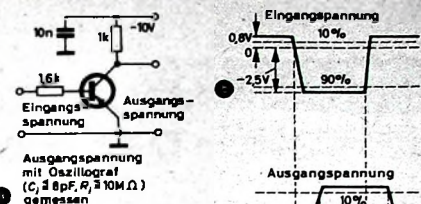


Bild 15. Ermittlung der Schaltzeiten eines Transistors; a) Meßschaltung, b) Eingangsimpuls und c) Ausgangsimpuls

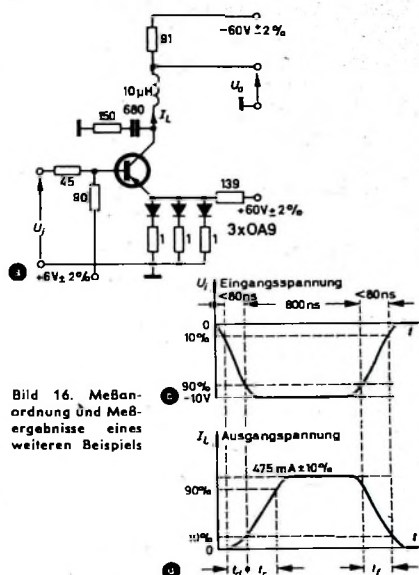
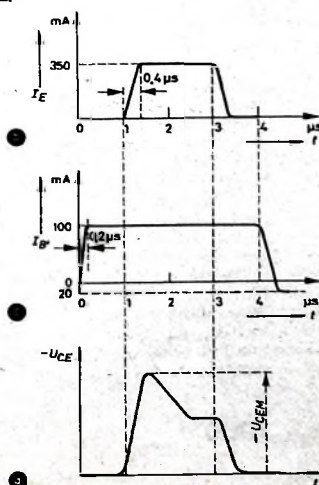


Bild 16. Meßanordnung und Meßergebnisse eines weiteren Beispiels

lung der Kenndaten für den Stromschalterbetrieb eines Transistors angedeutet. Nach Bild 17a ist der Transistor durch die Vorspannung +30 V an der Eingangsstrecke sicher gesperrt. In Serie zu dieser Vorspannung liegt in der Basisleitung ein Trenntransformator, über den mit einem Rechteckimpuls (Bild 17c) die Sperrspannung etwa 1 µs vor dem Anlegen des Emitterstromimpulses plötzlich so weit aufgehoben wird, daß der Eingang sicher übersteuert ist. Bild 17b zeigt in Betrag und Phase den einzuschaltenden Emitterstromimpuls. Im Bild 17d ist schließlich die Collector-Emitter-Spannung $-U_{CEM}$ aufweist. Dieser Scheitelwert darf ein Maximum nicht überschreiten.



Der elektronische Druckknopf

Prinzip

Im „Elektronischen Druckknopf“ wird eine Kaltkathodenröhre GK 11 (Bild 1) von Cerberus in Miniaturausführung verwendet. Bei der GK 11 ist nicht wie üblich die Steuerelektrode zwischen Anode und Starter im gemeinsamen Kolben angeordnet, sondern ihr Starter wurde außerhalb

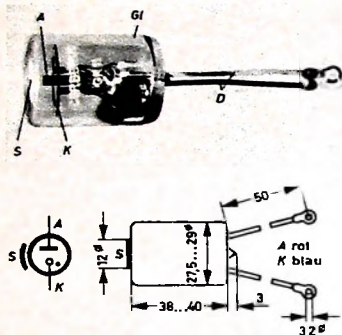


Bild 1. Ansicht, Schaltsymbol und Abmessungen der Kaltkathodenröhre GK 11 (elektronischer Druckknopf) von Cerberus; A Anode, K Kathode, Gl Glaskolben, D Anschlußdrähte, S Außenelektrode

des Kolbens angebracht und als Berührungselektrode ausgebildet. Werden nach Bild 2 an diese Glühmöhre zwischen Kathode und Anode die vorgeschriebene Anodengleichspannung U_{a0} von etwa 220 V und zwischen Kathode und Erde die notwendige Steuerwechselspannung U_{st}

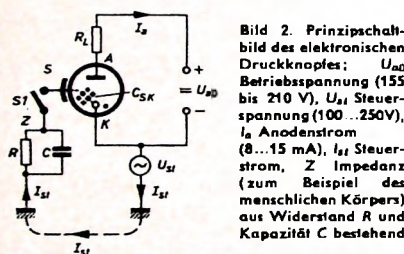


Bild 2. Prinzipschaltbild des elektronischen Druckknopfes; U_{a0} Betriebsspannung (155 bis 210 V), U_{st} Steuerwechselspannung (100...250 V), I_a Anodenstrom (8...15 mA), I_{st} Steuerstrom, Z Impedanz (zum Beispiel des menschlichen Körpers) aus Widerstand R und Kapazität C bestehend

von etwa 110 V oder mehr gelegt, dann erfolgt folgendes:

1. Bei geöffnetem Schalter S 1 fließt praktisch kein Strom durch die Röhre; die Röhre sperrt. Dieser Zustand entspricht der Stellung „Aus“ eines mechanischen Schalters.

2. Beim Schließen von S 1 fließt ein Steuerwechselstrom I_{st} von der Kathode K über Erde, die Steuerimpedanz Z (aus R und C gebildet), die Steuerelektrode S , die innere Röhrenkapazität C_{SK} und zurück zur Kathode. Dieser Starterzündstrom bewirkt die Zündung der Hauptstrecke K - A der edelgasgefüllten Röhre, so daß diese schlagartig einen Strom von etwa 10 mA zu führen beginnt. Dieser Schaltzustand entspricht der Stellung „Ein“ des Schalters. Er ist durch ein an der Kolbenstirnseite deutlich sichtbares rötliches Glühlicht gekennzeichnet. Die Schaltstellung ist daher auch im Dunkeln weit hin gut erkennbar; das hilft Schaltfehler vermeiden.

Die Stelle des im Bild 1 angenommenen Schalters S 1 ersetzt in der Praxis beim elektronischen Druckknopf der menschliche Finger. Es ergeben sich folgende Schaltzustände:

1. Bleibt die Außensteuerelektrode S unberührt, dann sperrt die Röhre; die Schaltstellung ist „Aus“.

2. Wird die Außensteuerelektrode S mit dem Finger berührt, dann stellt der menschliche Körper die Impedanz Z dar, über die der schwache Steuerwechselstrom I_{st} über Erde nach K fließt. (Der den Körper durchfließende Strom ist völlig ungefährlich und nicht spürbar, da er nur in der Größenordnung von einigen Mikroampere liegt.) Die Röhre zündet und führt Strom; die Schaltstellung entspricht „Ein“.

Schaltet man an Stelle des Lastwiderstandes R_L ein kleines, robustes elektromagnetisches Relais (zum Beispiel für 6 A und 220 V), dann kann man mit Hilfe dieses Relais einen Stromkreis ein- oder ausschalten.

Die Lebensdauer des elektronischen Druckknopfes ist wesentlich höher als die eines mechanischen Schalters, zumal er ja nur im eingeschalteten Zustand Strom führt. Die Lebensdauererwartung liegt für den elektronischen Druckknopf und für das mit ihm in Reihe zu schaltende elektromagnetische Relais bei mehr als 10 Millionen Schaltungen. Ausschlaggebend für viele Anwendungen ist das intensive Glühlicht, das den jeweiligen Schaltzustand deutlich anzeigt. In explosionsgefährdeten Räumen gewährleistet der elektronische Druckknopf höhere Sicherheit als ein mechanischer Schalter, denn das elektromagnetische Relais kann notfalls auch außerhalb des gefährdeten Raumes angebracht werden.

Aufbau und Montage des elektronischen Druckknopfes

Versuche haben ergeben, daß die Ansprechempfindlichkeit des elektronischen Druckknopfes außerordentlich hoch ist. Er spricht auch noch bei einer durch $R = 10^3$ Ohm und $C = 10$ pF gebildeten Impedanz an. Diese Grenze liegt noch jenseits der Werte, die sich bei Betätigen des Druckknopfes durch einen behandschuhten Finger bei trockenem Boden und Schuhen mit Gummisohle ergeben können.

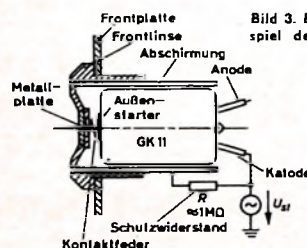


Bild 3. Einbaubeispiel der GK 11

Um sicheres Zünden und Löschen zu gewährleisten, ist darauf zu achten, daß die Anodengleichspannung auch bei eventuellen Netzspannungsschwankungen keinesfalls größer als 210 V ist; die untere Grenze liegt bei etwa 155 V. Auch soll die

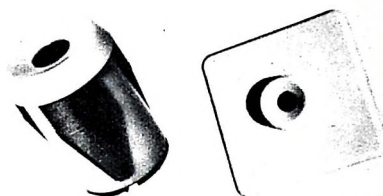


Bild 4 (links). Abschirmfassung „GKF 11“ des elektronischen Druckknopfes. Bild 5 (rechts). Beispiel einer Frontplatte zur Montage des elektronischen Druckknopfes mit Abschirmfassung

Isolation des Druckknopfes genügend groß sein. Das läßt sich durch eine zweckmäßige Abschirmfassung (Bilder 3, 4 und 5) erreichen. Dabei ist es wichtig, daß der Isolationswiderstand zwischen der transparenten Abdeckung (Frontlinse) und der Metallplatte, die über eine Feder die leitende Verbindung zur Starterelektrode S herstellt, mindestens 10^{10} Ohm beträgt; das ist mit modernen Isoliermaterialien für die Frontlinse (Polyäthylen, Polycarbonat usw.) bequem zu erreichen.

Die Frontplatte, in die der elektronische Druckknopf eingeschraubt wird, ist zweckmäßigerweise zu erden oder über einen Kondensator von 0,1 μ F auf Erdpotential zu legen. Die metallische Abschirmung der Fassung der GK 11 erhält über einen Schutzwiderstand Kathodenpotential, um berührungssicher zu sein.

Anwendungsbeispiele

Ein-Aus-Schaltung eines Verbrauchers

Nach Bild 6 sind zwei Röhren GK 11 als Flip-Flop geschaltet. Beim Berühren der

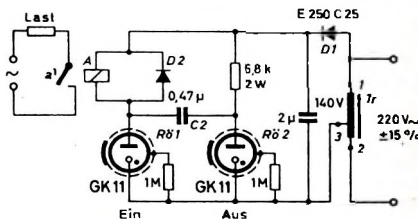
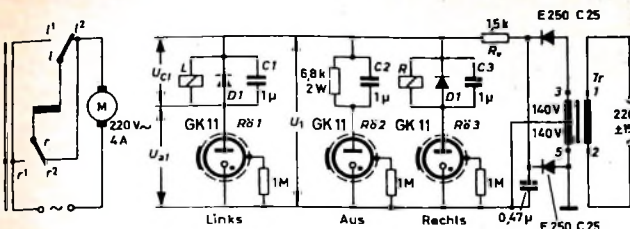


Bild 6. Schaltungsbeispiel einer Ein-Aus-Schaltung mit zwei GK 11; Relais A: Wicklungswiderstand $R = 6,5$ kOhm, Ansprechleistung 400 mW, zulässige Dauerleistung 2 W, Kontaktbelastung 6 A, 220 V ~; Kondensator C 2 (in μ F) bei Relaiswiderstand R (in kOhm): $C_1 = 3,3/R$

Außenelektrode von $Rö$ 1 zündet diese und leuchtet auf (Schaltzustand „Ein“); $Rö$ 2 ist gesperrt und bleibt dunkel. Das Relais A zieht an und schaltet über Kontakt a^1 einen Stromkreis (Last) ein.

Zum Ausschalten des Stromkreises berührt man die Metallplatte der Fassung von $Rö$ 2, die bei ihrer Zündung aufleuchtet und damit den Schaltzustand „Aus“ anzeigt. Am Anodenwiderstand von $Rö$ 2 entsteht ein Spannungsabfall, der als negativer Impuls über C 2 auf die Anode von $Rö$ 1 übertragen wird. Dadurch wird die Anodenspannung von $Rö$ 1 kurzzeitig unter ihre Brennspannung gesenkt, so daß sie löscht; ihr Leuchten verschwindet, das Relais A fällt ab und öffnet seine Kontakte.



Reversieren eines Motors

Mit der Schaltung nach Bild 7 läßt sich ein kleiner Motor (zum Beispiel für 800 W, wie er unter anderem für kleine Werkzeugmaschinen oder in Laboratorien verwendet wird) in seiner Drehrichtung umsteuern.

1. Soll der Motor nach rechts laufen, dann berührt man kurz die Metallplatte der Abschirmfassung von R5 3 („Rechts“). Relais R zieht an und schaltet auf Kontaktstellung r^1 um. Da das Relais L hierbei abgefallen ist, ist sein Kontakt r^2 geschlossen.

2. Soll der Motor nach links laufen, dann wird R5 1 („Links“) berührt. Relais L schließt den Kontakt l^1 , während Relais R auf Kontaktstellung r^2 zurückfällt.

3. Soll der Motor stehenbleiben, dann wird R5 2 („Aus“) berührt. Das zuvor angezogene Relais R oder L fällt ab, und der Motor ist bei geschlossenen Kontakten r^2 , l^1 (wie im Bild 7 gezeichnet) von seiner Speisepannung getrennt.

Zum Zünd- und Löschvorgang sei kurz erwähnt: Nach Zündung von beispielsweise R5 1 wird C 1 auf U_{C1} aufgeladen. Wird

Bild 7. Reversierschaltung mit drei GK 11 für einen kleinen Einphasenkollektormotor. Relais L und R wie im Bild 6; Kondensatoren C 1, C 2, C 3 (in μF) bei Relaiswiderstand R (in kOhm): $C_1, C_2, C_3 = 6,6/R$

nun beispielsweise R5 3 berührt, dann ist kurzzeitig U_1 gleich U_{Ba3} (U_{Ba} Brennspeisung, maximal 85 V). Der Strom wird dabei durch R_0 begrenzt. Es gilt dann ebenfalls kurzzeitig: $U_{a1} = U_{Ba3} - U_{C1}$. Dadurch löst R5 1; sie ist wieder funktionsbereit, wenn C 3 geladen und C 1 entladen ist. Die Dioden D 1 (500 V, 16 mA) verhindern das Auftreten von Schaltüberspannungen, die Fehlzündungen der Röhren verursachen könnten.

Diese für drei Röhren ausgelegte Schaltung kann für andere Anwendungen beliebig erweitert werden. Sie erlaubt den Einsatz einer unbeschränkten Anzahl von Röhren.

Schrifttum

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

Für Werkstatt und Labor

Transistor-Multivibrator im Tastkopf

Als Hilfsmittel bei der Fehlersuche in Rundfunkempfängern und Verstärkern ist oft ein Signalgenerator nützlich, der ein breites Frequenzspektrum abgibt. Rechteckschwingungen sind aus unendlich vielen harmonischen Sinusschwingungen (Oberwellen) abnehmender Amplitude zusammengesetzt. Bei einer im Tonfrequenzgebiet liegenden Grundwelle des Rechtecksignals reichen die Oberwellen mit noch ausnutzbarer Amplitude bis weit in den Kurzwellenbereich hinein. Damit kann man also sowohl NF- als auch ZF- und HF-Stufen eines Rundfunkempfängers untersuchen. Vorteilhaft ist dabei, daß alle Oberwellen mit der Grundfrequenz gestastet erscheinen, das heißt ein mit Tonfrequenz modulierte Signal sind.

Das Multivibratorsignal wird – vom Empfänger Ausgang zum Empfängereingang hin – nacheinander den einzelnen Stufen zugeführt. Bleibt das im Lautsprecher hörbare Signal beim Antasten einer bestimmten Stufe aus, so ist sie mit den üblichen Methoden zu untersuchen, und die Meßwerte sind mit den Sollwerten der Service-Unterlagen zu vergleichen.

Ein sehr einfacher Rechteckgenerator ist der selbstschwingende (astabile) Multivibrator. Wie Bild 1 zeigt, läßt sich die Schaltung mit nur wenigen Bauelementen ausführen. Als Transistoren eignen sich die meisten Kleinsignaltypen, wenn ihre

Gleichstromverstärkung B nicht kleiner als etwa 40 ist. Die Grundfrequenz wird vor allem von den aus R 1, C 2 und R 2, C 1 gebildeten Zeitgliedern bestimmt. Sind beide Zeitglieder außerdem gleich groß, dann ist die Rechteckschwingung symmetrisch. Mit der angegebenen Dimensionierung erhält man ein symmetrisches Signal mit etwa 1 kHz Grundfrequenz (Bild 2). Die nicht ganz exakte Rechteckform rührt von der Belastung mit dem Kondensator C 3 am Ausgang her. Abhilfe wäre mit einem dritten Transistor zu erreichen, der C 2 vom Ausgang entkoppelt. Für niedrigere Frequenzen müssen C 1 und C 2 vergrößert werden. Statt dessen R 1 und R 2 zu vergrößern, ist nicht ratsam, weil ein ausreichender Basisstrom zum Durchsteuern der Transistoren fließen muß.

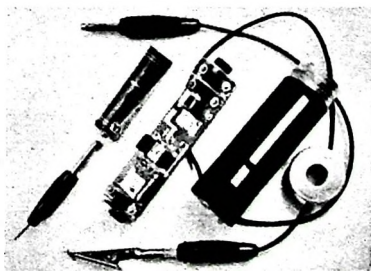


Bild 3. Einzelteile des Multivibrator-Tastkopfes

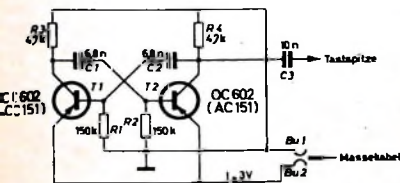


Bild 1. Schaltung des Multivibrators

Bild 2. Oszillogramm des Rechtecksignals

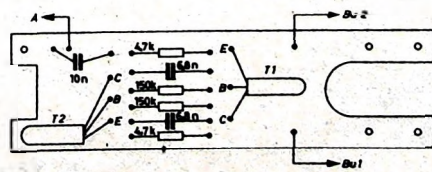
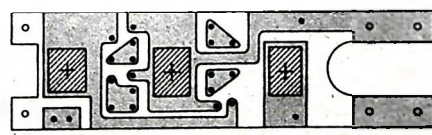
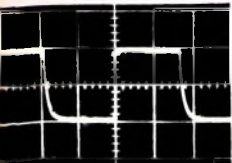
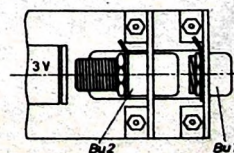


Bild 4. Platine für den Multivibrator (Maßstab etwa 1:1): a) Leiterseite, auf die schraffierten Flächen werden die Einzelteile der Batteriehalterung gelötet, b) Bauelementenseite mit Bauelementenanordnung

Bild 5 (unten). Teilansicht mit Buchsenkombination; Bu 1 ist direkt mit Masse verbunden und kurz hinter der Mutter abzugsig, Bu 2 wird isoliert eingebaut und mit dem Minuspol der Batterie verbunden



Aufbauhinweise

Bild 3 zeigt den Multivibrator-Tastkopf. Das „Chassis“ ist eine in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführte Platine (Bild 4). Die 3-V-Stabbatterie wird mit Hilfe einer auf der Leiterseite der Platine aufgelöteten Halterung eingebaut, während alle anderen Bauelemente auf der Bestückungsseite untergebracht sind. Als Gehäuse dient eine Tablettenröhre (24 mm $\Phi \times 80$ mm). Sie muß aus Metall bestehen, um unerwünschte Einstreuungen in das zu untersuchende Gerät zu vermeiden. Die Tastspitze besteht aus einem Stricknadelstück, das in einen Bananenstecker gelötet ist. Das Einschalten des Gerätes wird durch Einführen des Bananensteckers des Massekabels in die hintere Buchsenkombination (Bild 5) vorgenommen. Der Minuspol der Batterie wird dabei an Masse gelegt. Auf die genauen Maßangaben der Winkelstücke wurde verzichtet, da sich die Abmessungen nach der verwendeten Tablettenröhre richten.

Die Kupferseite wird nach dem Einlöten der Bauteile mit einem Radierstift gesäubert und anschließend mit farblosem Lack zur Konservierung überzogen. Das Gehäuse erhält vorn eine exzentrische Bohrung zur Durchführung der Ausgangsbuchse und im Schraubendeckel eine zentrische Bohrung für die Buchsenkombination. Zum Schluß kann man das Gehäuse noch mit Kunstleder bekleben.

Die Kondensatoren und Widerstände sind handelsübliche Miniaturtypen. Allerdings muß der Kondensator C 3 eine hohe Spannungsfestigkeit (etwa 400 V) haben, um den Multivibrator zuverlässig vor der hohen Anodenspannung des zu prüfenden Gerätes zu schützen.

C. Hamann



Stereo-Klangregel-Baustein

Der nachstehend beschriebene Klangregel-Baustein eignet sich gut als Vorstufe für den schon beschriebenen Stereo-Verstärker¹⁾. Wegen möglicher Einstreuungen vom Stereo-Verstärker auf die Klangregelstufe ist es zweckmäßig, die NF-führenden Leitungen abzuschirmen. Der Klangregel-Baustein arbeitet mit zwei Doppeltrioden ECC 83. Da beide Kanäle

ist mit 1 MOhm bemessen. Im Katodenkreis liegt die RC-Kombination R 3, C 6. Über R 5 und C 8 wird die verstärkte NF ausgekoppelt. Damit die Höhen nicht zu sehr geschwächt werden, ist R 5 mit C 7 (470 pF) überbrückt.

Die erste Stufe arbeitet mit einer Gegenkopplung über den Widerstand R 6 (4,7 MOhm) vom Anodenkreis zum Gitter

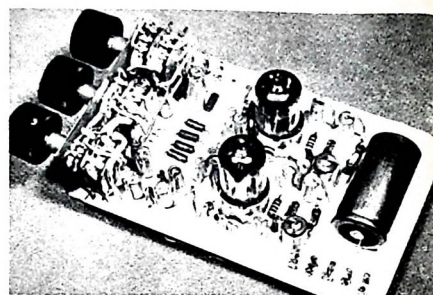


Bild 2. Ansicht des Stereo-Klangregel-Bausteins

Einzelteilliste

Tandem-Potentiometer „Preostat 24“
1x Typ „1-6452“, 2x 1,3 MOhm, pos. log. 3 dB
2x Typ „1-4870“, 2x 1 MOhm, lin. 6 dB (Preh)
Röhrensockel „5747/A“ mit Abschirmkragen „5359“ und Abschirmhaube „5360/46“ (Preh)
Widerstände, 0,5 W (Resista)
Rollkondensatoren, 400 V (Wima)
Elektrolytkondensatoren, 50 µF, 6 V (Wima)
Elektrolytkondensator, 25 µF, 450/550 V (Telefunken/NSF)
Drehknöpfe (Rim)
Nietlötlösen (Stocko)
Röhren, 2 x ECC 83 (Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

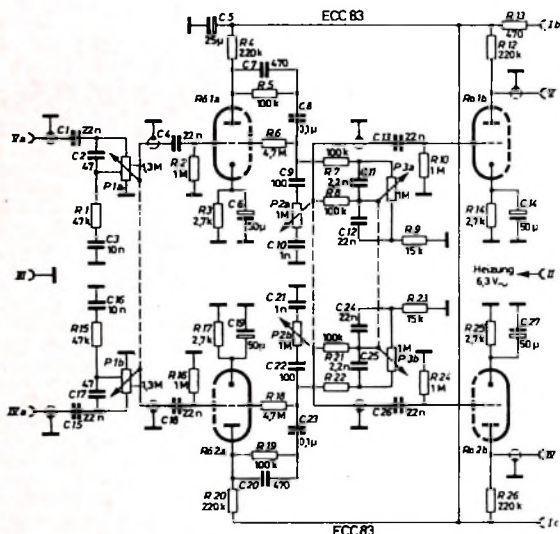
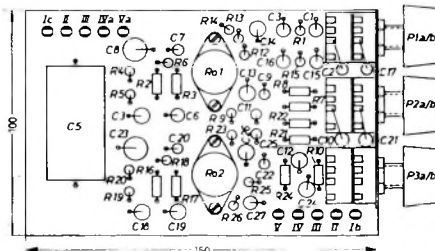


Bild 1. Schaltung des Stereo-Klangregel-Bausteins

Bild 3. Einzelteilanordnung auf der Montageplatte



gleich aufgebaut sind, wird nur die Schaltung eines Kanals kurz erläutert.

Schaltung

Das Eingangssignal gelangt über den Kopplungskondensator C 1 (Bild 1) an den gehörigen Lautstärkereglern. Das Lautstärkepotentiometer P 1a ist bei 0,3 MOhm (vom Fußpunkt aus gesehen) angezapft. C 2, R 1, C 3 bewirken einen Nebenschluß für mittlere und hohe Frequenzen. Die mittleren Frequenzen werden bei mittels P 1a eingestellter geringerer Lautstärke stärker abgesenkt. Das ist für guten Klangeindruck bei leiser Wiedergabe ratsam.

Vom Schleifer des Potentiometers P 1a wird die geteilte NF-Spannung über C 4 zum Steuergitter der Eingangstriode R 1a geführt. Der Gitterableitwiderstand R 2

von R 1a. Diese Gegenkopplung trägt zur Linearisierung des Frequenzganges und zur Verringerung des Klirrfaktors bei. Am Gegenkopplungszweig liegen der Baßregler und der Höhenregler. Die Baßregelung besteht aus der RC-Kombination R 7, C 11, C 12, R 9, R 8 und P 3a. Die Baßwiedergabe wird durch den Widerstand R 8 gegenüber den Höhen etwas geschwächt. Die Höhen lassen sich mit Hilfe der Kombination C 9, C 10 und P 2a regeln. Über C 13 gelangt das Signal an das Gitter der Endverstärkerröhre R 1b. Die verstärkte NF steht an Lötöse V zur Verfügung.

Mechanischer Aufbau

Als Montageplatte wurde ein 150 mm x 100 mm großes Resopalbrettchen verwendet. An einer Schmalseite der Montageplatte sind die Potentiometer P 1, P 2, P 3 auf einem 85 mm x 35 mm großen Blechwinkel befestigt (Bilder 2 und 3). Neben dem Potentiometer P 3a/b werden die

Lötösen so angebracht, daß sie in ihrer Lage genau mit den Lötösen der Endstufe¹⁾ übereinstimmen.

An der anderen Schmalseite des Resopalbrettchens wird der Elektrolytkondensator C 5 (25 µF) befestigt. Die Röhrensockel der beiden Doppeltrioden ECC 83 liegen in der Mitte des Montagebrettchens. C 10, C 21, C 2, C 17 werden zwischen den Potentiometern stehend montiert.

Zusammenschaltung mit dem Endverstärker

Wenn der Klangregel-Baustein zusammen mit einem anderen Verstärker – also nicht mit dem Stereo-Verstärker-Baustein – betrieben wird, ist es unter Umständen notwendig, die anodenseitigen Ausgangsleitungen der Trioden R 1b und R 2b gleichspannungsfrei zu halten und deshalb in die Verbindungsleitungen von den Anodenanschlüssen zu den Lötösen IV und V jeweils einen 22-nF-Kondensator (Betriebsspannung 400 V) einzufügen. d.

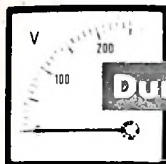
¹⁾ Diefenbach, W. W.: Stereo-Verstärker-Baustein. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 958



DIE SCHNELLIGKEIT
WIRD MITGELIEFERT...

Ersatzteile von Heninger kommen presto

Ersatzteile durch **HENINGER**
der Versandweg ... sehr vernünftig!



P. ALTMANN

Durch Messen zum Wissen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 963

2.4. Messung von Gleichstromwiderständen

Für die Bestimmung von Gleichstromwiderständen gibt es einige wenige, praktisch vollkommen ausreichende Verfahren. Am einfachsten ist die Strom-Spannungs-Methode. Wir bauen uns die Schaltung nach Bild 10a auf und verwenden für den zu messenden Widerstand R_x einen Wert zwischen etwa 100 Ohm und 1 kOhm. Wir messen dann an dem Widerstand die Spannung U mit dem Volt-

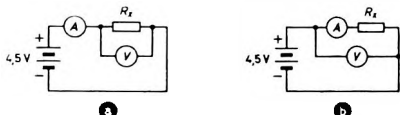


Bild 10. Widerstandsmessung durch Strom-Spannungs-Messung

meter V sowie den Strom I mit dem Amperemeter A . Der Widerstand errechnet sich nunmehr einfach zu $R = U/I$. Die Messung ist so lange genügend genau, wie R_x klein gegenüber dem Instrumentenwiderstand von V ist. Das Instrument A mißt nämlich die Summe aus dem Strom durch R_x und dem Voltmeterstrom. Solange R_x klein gegenüber dem Voltmeterwiderstand ist, überwiegt der Strom durch R_x bei weitem, und A zeigt praktisch nur diesen Strom an. Kommt jedoch R_x in die Größenordnung des Voltmeterwiderstandes, so ist die Schaltung nach Bild 10b zweckmäßiger. Hier liegt das Voltmeter parallel zur Reihenschaltung von A und R_x . Das Amperemeter mißt jetzt den Voltmeterstrom nicht mehr mit, zeigt also nur den durch R_x fließenden Strom an. Dafür mißt jetzt das Voltmeter V den Spannungsabfall an A mit, der aber in diesem Fall meist vernachlässigt werden kann, weil der Strom durch R_x ohnehin so klein ist, daß er bei hinreichend geringem Amperemeterwiderstand an diesem keinen nennenswerten Spannungsabfall erzeugt. Die Messung ist also wieder genügend genau. Bei niederohmigen zu messenden Widerständen wird man daher stets die Schaltung nach Bild 10a, bei hochohmigen Widerständen dagegen die Schaltung nach Bild 10b bevorzugen.

Die Widerstandsmessung über den Umweg einer Strom-Spannungs-Messung ist umständlich und zeitraubend. Man hat daher Instrumente gebaut, die unmittelbar den Widerstandswert anzeigen, die sogenannten Ohmmeter. Unsere beiden Vielfach-Instrumente können durch eine einfache Umschaltung als Ohmmeter verwendet werden. Um das zu verstehen, betrachten wir Bild 11 und führen auch gleich einen kleinen Versuch durch. Die Schaltung besteht aus der Batterie mit der Spannung U , einem

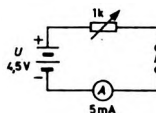
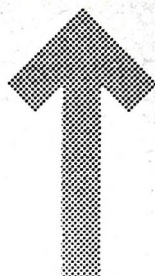


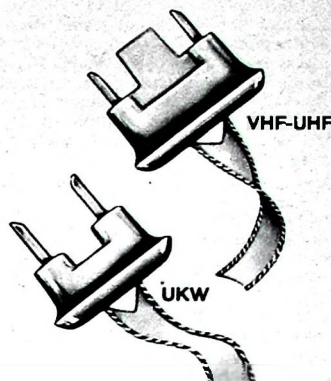
Bild 11. Grundschiung eines Ohmmeters

Regelwiderstand von 1 kOhm und einem Milliampere-meter A mit einem Meßbereich von etwa 5 mA. Der Stromkreis ist beim Anschluß R_x offen.

Wir stellen bei diesem Versuch das Potentiometer auf vollen Widerstandswert und schließen die beiden Klemmen R_x kurz. Das Instrument wird nun fast Vollauschlag zeigen, und durch vorsichtigen Regulieren am Potentiometer können wir genau Vollauschlag, also 5 mA, einstellen. Das Potentiometer soll dann den Widerstand R haben, der jetzt einen Wert von $R = 4,5/0,005 = 900$ Ohm aufweist. Heben wir nun den Kurzschluß der Anschlüsse für R_x auf und schalten dort einen zu messenden Widerstand R_x ein, so wird der Strom kleiner, denn er hat jetzt den Wert $I = U/(R + R_x)$. Zwischen R_x und I besteht daher bei konstanten Werten von U und R ein genau definierter Zusammenhang, das heißt, der angezeigte Strom ist ein Maß für den Widerstand R_x . Der Ausschlag wird also um so kleiner, je größer der eingeschaltete zu messende Widerstand ist. Nach diesem Prinzip arbeiten die bekannten Ohmmeter, die eine direkt in Ohm geeichte Skala haben, denn man kann ja bei konstanter Spannung und kon-



ROKA



ANTENNENSTECKER

für schraub- und lötfreie Montage



Antenne
Erde

nach der neuen
internationalen IEC-
und DIN-Norm

ROBERT KAPST · 1 BERLIN 61

GNEISNAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

RÖHREN-TIEFPREISE

Versand-Angebot FT 24

Fabrikfrische Röhren, garantiert 1. Wahl. Die Lieferung kann nur auf dem Versandwege erfolgen. Aus Gründen der Rationalisierung können Aufträge unter DM 10,- nicht bearbeitet werden. Die Lieferung erfolgt gegen Nachnahme.

AZ 1	2,50	ECC 40	4,20	EF 92	2,95	PC 86	3,95	PL 84	2,40
AZ 11	2,50	ECC 81	2,40	EF 93	1,95	PC 88	4,20	PL 500	5,75
AZ 12	2,95	ECC 82	2,20	EF 94	2,-	PC 92	2,20	PY 81	2,20
AZ 41	2,25	ECC 83	1,95	EF 96	2,60	PC 93	3,90	PY 82	2,10
DF 64	1,25	ECC 85	2,50	EF 98	3,50	PC 96	3,50	PY 83	2,35
DF 91	1,50	ECF 80	3,55	EF 183	2,85	PC 97	4,55	PY 88	2,95
DAF 91	1,50	ECF 82	2,95	EF 184	2,85	PC 900	4,45	UABC 80	2,55
DF 96	2,45	ECF 83	4,20	EH 90	2,85	PCC 84	2,75	UB 41	2,50
DF 97	3,60	ECF 86	3,95	EK 90	2,15	PCC 85	2,80	UBC 41	3,25
DK 92	3,95	ECH 42	5,45	EL 11	5,40	PCC 88	3,60	UBC 81	3,35
DK 96	2,95	ECH 81	2,40	EL 12	5,70	PCC 189	5,95	UBF 80	2,35
DL 94	2,85	ECH 83	3,60	EL 34	4,95	PCF 80	2,95	UBF 89	2,65
DL 96	2,85	ECH 84	3,50	EL 41	3,10	PCF 82	2,95	UC 92	2,70
DY 86	2,50	ECL 80	3,20	EL 83	3,20	PCF 86	4,25	UCC 85	2,95
EAA 91	1,85	ECL 81	3,45	EL 84	1,90	PCF 801	4,60	UCH 42	4,15
EABC 80	2,35	ECL 82	2,90	EL 86	2,90	PCF 802	4,10	UCH 81	2,80
EAF 42	3,15	ECL 83	5,20	EL 90	1,85	PCF 805	5,70	UCL 81	3,60
EB 91	1,85	ECL 84	4,20	EL 95	2,50	PCL 81	2,95	UCL 82	3,45
EBC 81	2,20	ECL 85	4,20	EL 500	7,75	PCL 82	2,95	UF 41	3,20
EBC 91	1,75	ECL 86	3,50	ELL 80	6,40	PCL 84	3,45	UF 80	2,95
EBF 80	2,45	EF 40	3,65	EM 80	2,40	PCL 85	3,40	UF 85	2,70
EBF 83	3,25	EF 41	3,20	EM 84	2,45	PCL 86	3,40	UF 89	2,95
EBF 89	2,45	EF 80	1,90	EY 86	2,35	PF 86	4,95	UL 41	3,25
EC 86	4,25	EF 85	2,10	EZ 80	1,90	PL 36	3,95	UL 84	2,80
EC 88	4,95	EF 86	2,75	EZ 90	1,90	PL 81	2,95	UY 41	2,40
EC 92	2,-	EF 89	2,45	GZ 34	4,40	PL 82	2,45	UY 82	2,45
EC 900	6,30			PABC 80	2,55	PL 83	2,40	UY 85	2,15

Radio
FERN
ELEKTRONIK

43 ESSEN

Kettwiger Straße 56

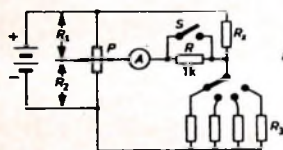
Telefon 2 03 91

stantem Vorwiderstand jedem Zeigeraussschlag einen bestimmten Widerstandswert R_x zuordnen. Die Skala verläuft jetzt allerdings nicht mehr wie bei einem Drehspulspannungsmesser linear, sondern ungleichmäßig, denn nach der umgestellten Formel $R_x = U/I - R$ besteht zwischen R_x und I eine umgekehrte Proportionalität. Dieser Zusammenhang bewirkt, daß sich die Skala bei großen Werten von R_x viel stärker als bei kleinen Werten zusammendrängt.

Um uns davon zu überzeugen, genügt ein Blick auf unser Vielfachinstrument. Die kleinen Werte für den zu messenden unbekannten Widerstand sind viel weiter auseinandergezogen als die großen Werte. Man kann daher große Widerstandswerte nur viel ungenauer als kleinere ablesen, so daß man gern mehrere Widerstandsbereiche verwendet. Das in unserem Vielfachinstrument eingebaute Ohmmeter arbeitet nach dem Prinzip von Bild 11; die Batterie ist im Gehäuse enthalten. Das Instrument „680“ verfügt über fünf Widerstandsmeßbereiche, wobei die ersten drei Bereiche mit der eingebauten Batterie arbeiten, während man für die beiden anderen Bereiche über dem Außenanschluß eine höhere Meßspannung anschließen muß. Bei diesen Bereichen werden nämlich die fließenden Ströme so klein, daß sie von dem Meßwerk nicht mehr deutlich angezeigt werden können. Deshalb muß man die Betriebsspannung erhöhen. Die Meßbereichumschaltung erfolgt in dem Vielfachinstrument nicht einfach durch Umschalten des Vorwiderstandes, sondern es sind einige Zusatzwiderstände vorhanden, um nicht beim Übergang von einem zum anderen Meßbereich den Nullpunkt nachregeln zu müssen.

Neben der Strom-Spannungs-Methode und der Ohmmetermethode spielt noch die Meßbrückenmethode bei der Messung von Gleichstromwiderständen eine große Rolle. Die Wirkungsweise einer Brücke ist uns bereits aus Heft 15/1963, S. 549, vom Bild 32 her bekannt. Dort wurde bereits die Formel für die Berechnung des als unbekannt angenommenen Widerstandes R_3 angegeben. Bild 12

14



$$R_3 = R_4 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Bild 12.
Widerstands-Meßbrücke

zeigt nun, wie man eine solche Brücke mit mehreren Meßbereichen aufbauen kann. R_x ist der unbekannte Widerstand; die Widerstände R_3 sollen hier genau bekannt sein. Ferner braucht man ein Potentiometer P , das allerdings geeicht werden muß. Man nimmt zweckmäßigerweise eine Eichung in Widerstandswerten und in Verhältniswerten R_1/R_2 vor, wobei R_1 den Widerstand zwischen dem Schleifer und dem oberen Anschluß des Potentiometers, R_2 den Widerstand zwischen dem Schleifer und dem unteren Potentiometeranschluß bedeuten soll. Die Eichung eines Potentiometers hat aber nur dann Zweck, wenn man eine einigermaßen solide und genaue Ausführung verwendet. Vor der Eichung wird das Potentiometer an einer passenden Stelle eingebaut und mit einer Skala versehen, auf der die Widerstandswerte aufgetragen werden. Die Eichung selbst kann, wenn kein Ohmmeter zur Verfügung steht, nach der Strom-Spannungs-Methode (Bild 13) erfolgen. Zu jeder Stellung des Widerstands-

schleifers liest man die Spannung und den Strom mit V und A ab und errechnet daraus den zugehörigen Widerstandswert. Die Werte werden in einer Tabelle abhängig von der Stellung des Potentiometerschleifers eingetragen; anschließend können die Einteilung der Skala und die Bezeichnung erfolgen. Am einfachsten ist natürlich die Eichung mit einem Ohmmeter, wie es in den Vielfachinstrumenten zur Verfügung steht. Die Eichung kann nie genauer sein, als es die Genauigkeit des Ohmmeters zuläßt; auf absolute Genauigkeiten kommt es uns hier auch gar nicht an, sondern nur auf eine Möglichkeit zur Demonstration des Meßprinzips.

Bild 14 zeigt das ungefähre Aussehen der geeichten Skala eines Potentiometers mit linearem Widerstandsverlauf. Außen sind die Widerstandswerte aufgetragen, innen kann man das daraus jeweils errechnete Verhältnis R_1/R_2 eintragen. Ein so geeichtes

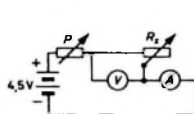
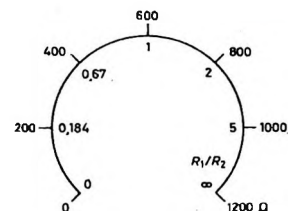


Bild 13. Die Eichung
eines Widerstandes

Bild 14. Skala eines geeichten
einen Regelwiderstandes



Potentiometer läßt sich in der Brücke nach Bild 12 ohne weiteres verwenden. Die Widerstände R_3 stift man zweckmäßigerweise dekadisch ab, und zwar etwa zu 10, 100, 1000 und 10 000 Ohm. Das Potentiometer P soll einen Wert von rund 1 kOhm haben. Zum Schutz des Anzeigeinstrumentes A ist ein Widerstand R von etwa 1 kOhm vorzusehen, der nach erfolgtem Grobabgleich der Brücke mit dem Schalter S kurzgeschlossen werden kann. Dann erfolgt der genaue Feinabgleich. Ist die Brücke abgeglichen, dann liest man an der Skala R_1/R_2 den Verhältniswert ab und multipliziert ihn mit dem gerade eingestellten Wert von R_3 . Handelt es sich dabei um runde dekadische Werte zwischen 10 und 10 000, so kann man die Multiplikation ohne weiteres im Kopf durchführen und der Skala unmittelbar den Wert des gesuchten Widerstandes R_x entnehmen.

Es gibt zahlreiche Abarten von Brückenschaltungen, insbesondere auch zur Messung sehr kleiner Widerstände. Hierfür sind nämlich die einfachen Brückenschaltungen nicht sonderlich geeignet, weil der Widerstand der Zuleitungen eine Rolle spielt. Die Herstellung solcher Brücken ist aber auch mechanisch nicht ganz einfach, da man auf besonders einwandfreie und stabile Kontakte achten muß. Zur Demonstration des Brückenprinzips genügt die beschriebene Anordnung vollat.

Die Meßgenauigkeit einer Brücke hängt von mehreren Faktoren ab. Der Nullindikator muß so empfindlich wie nur möglich sein, das heißt, auch kleinste Brückenströme müssen sich noch nachweisen lassen. Die Absolutgenauigkeit des als Indikator verwendeten Instrumentes ist allerdings belanglos. Sehr stark wird die Genauigkeit durch die Eichung des Potentiometers und durch die Reproduzierbarkeit der Widerstandswerte beeinflusst. Je hochwertiger also das Potentiometer ist, um so exakter lassen sich die Widerstände bestimmen. Es kommt auch sehr auf die



**Rundfunk-
Transformatoren**

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein



KARLGUTH
1 BERLIN 36
Reichenberger Straße 23

Schachtelbare Spulenkörper
Din 41304 M- u. EJ-Serie



METALLGEHÄUSE



für Industrie und Bastler

PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG ALTONA HAUPTSTR. 4-6

genau bekannten Werte von R_3 an. Zweckmäßigerweise verwendet man hierfür engtolerierete Widerstände mit etwa $\pm 1\%$ Genauigkeit, die allerdings teurer als gewöhnliche Festwiderstände sind. Die Widerstände müssen auch hinreichend temperaturunabhängig sein, was dann der Fall ist, wenn man ausdrücklich Widerstände für Meßzwecke verlangt. Will man sich die Ausgabe für diese relativ teuren Typen sparen, kann man auch gewöhnliche Ausführungen verwenden, muß dann allerdings deren Widerstandswert genau bestimmen und bei der Berechnung entsprechend berücksichtigen. Dagegen spielt die Konstanz der Betriebsspannung eine nur untergeordnete Rolle; sie kann in ziemlich weiten Grenzen schwanken und hat höchstens Einfluß auf das exakte Erkennen des Brückengleichgewichtes.

Mit den vorstehend beschriebenen Methoden kommt man in der Praxis bei Widerstandsmessungen stets aus. Es empfiehlt sich sehr, die angedeuteten kleinen Versuche auch wirklich durchzuführen, damit man ein sicheres Gefühl für die Praxis dieser Messungen erhält. (Fortsetzung folgt)

Aus Zeitschriften und Büchern

Aperiodischer Phasendetektor

Für den Frequenzbereich 1 kHz ... 20 MHz läßt sich mit einfachen Mitteln ein Phasendetektor aufbauen, dessen Ausgangsspannung proportional dem Phasenwinkel zwischen zwei Eingangssignalen ist. Bild 1 zeigt die Schaltung des Wandler. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden einen Differenzverstärker für das am Eingang 1 liegende Signal. Es erscheint mit einer Phasenlage von 0° beziehungsweise 180° an den Collectoren des Differenzverstärkers. Das der Basis von T_3 zugeführte Signal 2 erscheint dagegen gleichphasig an den Collectoren von T_1 und T_2 .

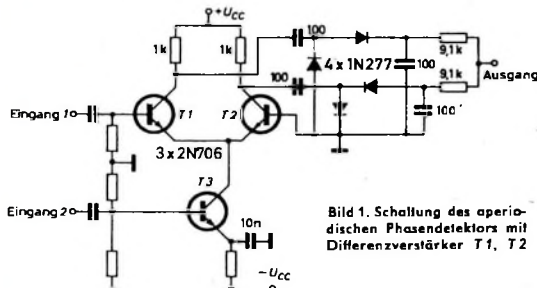


Bild 1. Schaltung des aperiodischen Phasendetektors mit Differenzverstärker T_1 , T_2

Bei 90° Phasenverschiebung zwischen den beiden Eingangssignalen haben die Summenvektoren an den Ausgängen des Differenzverstärkers den gleichen Betrag, und die Gleichrichtung ergibt zwei Spannungen entgegengesetzter Polarität, deren Summe Null ist. Jede andere Phasenlage ergibt am Ausgang eine von Null verschiedene Spannung. Bei schwankenden und unterschiedlichen Eingangssignalen ist es ratsam, vor jeden Eingang einen Begrenzer anzuordnen. Mit je 1 V Signalamplitude an den Collectoren von T_1 und T_2 erhält man 0,8 V Ausgangsspannung für 45° Phasenverschiebung zwischen den Eingangsspannungen. Gu.

(Strenglein, H. F.: Phase demodulator needs no tuning. Electronics Bd. 38 [1965] Nr. 20, S. 59)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nütige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK

Vertriebsabteilung



präsentiert das neue

Universalmeßgerät Modell 680E 20000 Ohm/Volt

Genauigkeit:



Gleichspannung $\pm 1\%$
Wechselspannung $\pm 2\%$

Jetzt mit:

- Eingebautem Wechselstrombereich 0 - 2,5 A
- Spiegelskala
- Drehpulinstrument $40 \mu A$ mit Kernmagnet (keine induktiven Einflüsse mehr)
- 1000fachem Überlastungsschutz in allen 49 Meßbereichen
- Garantie 6 Monate

Preis kompl. mit Tasche und Prüfschnüren **DM124,-**

Generalvertretung der BRD

Erwin Scheicher & Co. OHG

München 59, Brunnsteinstraße 12

Erhältlich in allen Fachgeschäften

Transistortechnik für Freizeit und Beruf



Wollen Sie Transistor-Fachmann werden oder in Ihrer Freizeit mit Transistoren basteln? Möchten Sie Ihre Transistorgeräte (Empfänger, Verstärker, Meßsender, Prüfgeräte, Superhet und viel andere) selbst bauen? Wollen Sie solche Dinge reparieren lernen, zu gutem Nebenverdienst kommen oder zum hochbezahlten Fachmann aufsteigen?

Durch den hochinteressanten Fernlehrgang „Radio-Transistor-Praxis“ bilden wir Sie daheim in Ihrer Freizeit gründlich aus. Sie lernen auf neuartige und außergewöhnliche Weise nicht nur theoretisch, sondern auch praktisch.

Viele hundert Bauteile erhalten Sie neben dem schriftlichen Lehrmaterial. Sie bauen daraus unter Anleitung erfahrener Fachlehrer hochwertige Transistorgeräte auf.

Vorkenntnisse brauchen Sie nicht. Wenn Sie solche besitzen oder sogar Radio-Fachmann sind, können Sie durch diesen Lehrgang Ihre Kenntnisse vervollkommen und zu einem gewissen Abschluß bringen.

Weitere Einzelheiten erfahren Sie durch unsere Broschüre, die wir Ihnen gern kostenlos und unverbindlich zuschicken.



**INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT,
Abt. T7 C, Bremen 17, Postfach 7026**

GUTSCHEIN

Diese interessante Broschüre erhalten Sie kostenlos! „Radio-Transistor-Praxis“

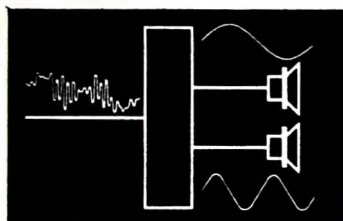
Name:

Anschrift:

Ich bitte um kostenlose und unverbindliche Zusendung der vorgenannten Broschüre.

NEUERSCHEINUNG

ULRICH
PRESTIN



Praxis des Stereo-Decoder-Service

Die Broschüre soll die wegen des vorläufigen Mangels an praktischen Erfahrungen entstehende Kluft überbrücken helfen, um von vornherein die Voraussetzungen für einen systematischen und damit rationellen Ablauf der Kundendienstarbeiten zu schaffen.

INHALT

Allgemeines zum Kundendienst an Stereo-Rundfunkempfängern

Elektrische Anforderungen an Stereo-Decoder und grundsätzliche Fehlermöglichkeiten

Prüfung von Stereo-Rundfunkempfängern

Messungen an Stereo-Rundfunkempfängern

Typische Fehlerquellen

Ausrüstung eines Service-Meßplatzes

70 Seiten • 62 Bilder

Broschiert 7,80 DM

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

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

BERLIN-BORSIGWALDE • Postanschrift: 1 BERLIN 52



Wir suchen für unser Fernsehlabor einen erfahrenen

Entwicklungsingenieur

ferner

Labortechniker

mit guten praktischen Kenntnissen.

Letztere sollten auch Erfahrung besitzen im Bau und in der Instandhaltung von Prüfeinrichtungen.

Wohnungswünsche können im allgemeinen in verhältnismäßig kurzer Zeit realisiert werden.

Ihre Bewerbung bitten wir mit den üblichen Unterlagen an unser Sekretariat zu richten, evtl. genügt auch zur Kontaktaufnahme ein handschriftliches Anschreiben mit kurzem beruflichem Werdegang.

Bitte Lichtbild beifügen und Gehaltswünsche angeben.

KAISER-RADIO-WERKE

7832 Kenzingen, Kaiserstraße

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt
oder Wirtschaftsingenieur

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

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)
Eichborndamm 141-167

Bekannte AG der Elektrofeinmechanik – Sitz Großstadt in Südwestdeutschland – sucht

Gruppenleiter für die Tonbandgerätekonstruktion

Wir denken an einen Herrn, der eine ähnliche Aufgabe erfolgreich gemeistert hat.

Entwicklungsingenieur für Elektronik

(HF-Transistortechnik)
für Spezialaufgaben,
der ideenreich und selbständig arbeiten kann.

Zuschriften werden nur von einem kleinen Kreis besonders verpflichteter Personen geprüft und streng vertraulich behandelt.

Bitte senden Sie eine handschriftliche Kurzbewerbung mit tabellarischem Lebenslauf – und falls vorhanden – ein Lichtbild, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch und frühestem Eintrittstermin an **F. F. 8473**

Wir suchen für unsere RF- und FS-Werkstätte tüchtigen

Rundfunk- u. Fernsehmechaniker(meister)

der die Leitung unserer Werkstatt übernimmt, möglichst zum 1. 1. 1966. Wir sind ein seit 38 Jahren bestehendes Unternehmen und befassen uns vorwiegend mit technischen Problemen. Ein gutes Betriebsklima und kollegiale Zusammenarbeit haben wir von jeher als Grundlage verfolgt. Bewerber, die an einer eventuellen späteren Übernahme des Geschäftes Interessen haben, sind uns willkommen. Bei Vorstellung vergüten wir Reisespesen und ersuchen um Angabe Ihrer Gehaltswünsche.

Radio Stoll oHG

88 Ansbach / Neustadt 4, Telefon 21 57

Wir suchen einen guten

Rundfunk- und Fernsehfachmann

In Weinheim a.d.B. sind wir Inhaber eines sehr entwicklungsfähigen Handwerksbetriebes. Für die ständig steigenden Aufgaben im Reparatur- und Kundendienst stellen wir einen weiteren Mitarbeiter ein, der über gute Fachkenntnisse, betriebsfördernde Einsatzbereitschaft und weitgehende Selbständigkeit verfügen soll. Interessenten möchten bitte Ihre Bewerbung direkt an uns mit den üblichen Unterlagen senden.

H. Heider, Rundfunkmechanikermeister

Weinheim/Bergstr. Bahnhofstr. 29, Telefon 49 27

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christlani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschluszeugnis. 800 Seiten DIN A4. 2300 Bilder. 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christlani, Konstanz, Postf. 1957

Kaufgesuche

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

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

Blaupunkt-Autoradio 1965/66

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

Mainz komplett mit Kassette DM 204,00

Zubehör und Entstörmaterial mit 37 % Rabatt. BOSCH-Autoantennen mit 40 % Rabatt, für alle Fahrzeugtypen ab Lager lieferbar. Prospekte und Preislisten, auch über Kofferradioempfänger, Tonbandgeräte und weitere Artikel kostenlos.

Nachnahmeversand ab Aachen, an Händler und Fachverbraucher.

Wolfgang Kroll, Radiogroßhandlung, 51 Aachen, Postfach 865 – Tel. 3 67 26

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



10020
E. Thälmann-Str. 56

Dieser Wählknopf macht die Bedienung so einfach

Je komplizierter ein Tonbandgerät zu bedienen ist, desto weniger nützt der Amateur die technischen Möglichkeiten. Das gefiel uns nicht. Deshalb wurde das „Magnetophon“ M 203 geschaffen. Ohne Zusatzgeräte – ohne lange zu stöpseln – wählt man mit einer einzigen Schalterdrehung die verschiedenen Möglichkeiten: Multiplay (xfach überspielen) –

Duoplay (getrennt aufnehmen – gemeinsam wiedergeben = erhöhte Sicherheit) – Stereo-Aufnahme oder Wiedergabe – Überspielen von Spur zu Spur – und so weiter.

Wenn Sie Ihren Kunden ein echtes 4-Spur-Stereo-Gerät mit hoher Präzision, aber ohne belastende Technik verkaufen wollen: „Magnetophon“ M 203.

AEG Tonbandgeräte

**AUS
ERFAHRUNG
GUT**



magnetophon 201



magnetophon 300



magnetophon 401