

BERLIN

FUNK- TECHNIK

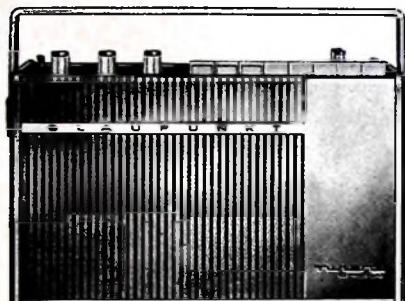
A 3109 D



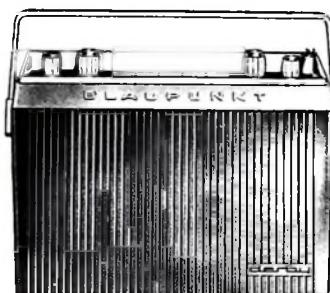
7 | 1965

1. APRILHEFT

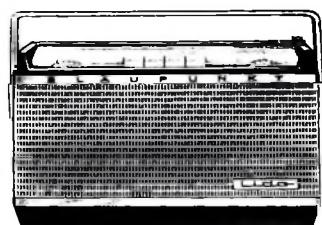
mit Elektronik-Ingenieur



Blaupunkt Riviera Omnimat



Blaupunkt Derby Automatic



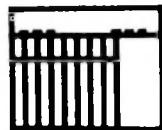
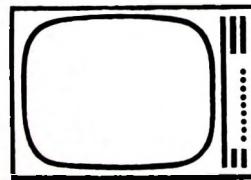
Blaupunkt Lido.

Spitzengeräte von Blaupunkt

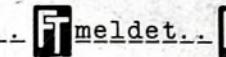
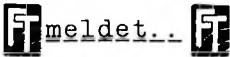
3

Trümpfe für Ihren Umsatz

1. Blaupunkt Riviera Omnimat
Neu für Kofferradio:
3 UKW Stationstasten, Automatik
Autohalterung
2. Blaupunkt Derby Automatic
Mit UKW-Scharfabstimmung und
Automatik Autohalterung
3. Blaupunkt Lido
Ein kleines Gerät mit großer
Empfangsleistung



BLAUPUNKT



Rundfunk- und Fernsehteilnehmerzahlen

Die Anzahl der Fernseh-Rundfunkgenehmigungen im Bundesgebiet und West-Berlin erhöhte sich im Februar 1965 um 166 616 (Vormonat: 216 825, gleicher Vorjahrsmonat: 214 999) auf 10,407 Millionen am 1. März 1965. Im gleichen Zeitraum nahm die Anzahl der Ton-Rundfunkgenehmigungen um 44 379 (Vormonat: 52 989, gleicher Vorjahrsmonat: 65 322) auf 17,591 Millionen zu.

Stereo-Sendungen im SWF-Unterhaltungsprogramm

Neben den bereits in der FUNK-TECHNIK veröffentlichten Stereo-Sendungen mit überwiegend ernster Musik (s. Nr. 5/1965, S. 166) hat der Südwestfunk jetzt auch Unterhaltungsmusik in sein Stereo-Sendeprogramm aufgenommen. Dieses Programm wird seit dem 29. März regelmäßig montags von 17.00 bis 17.25 Uhr gesendet.

Jahrestagung der FTG

Die Fernsehtechnische Gesellschaft e. V. veranstaltet ihre 13. Jahrestagung vom 15. bis 17. September in Berlin. Die Tagung findet im Großen Hörsaal des Elektrotechnischen Instituts der Technischen Universität Berlin statt.

Zusammenarbeit zwischen Tonfunk und Grundig

Im Zuge der Zusammenarbeit zwischen der Tonfunk GmbH, Karlsruhe, und Grundig wurden im Verlaufe weiterer Verhandlungen Tonfunk-Anteile durch Grundig erworben. Die Tonfunk GmbH bleibt aber nach wie vor ein selbständiges Unternehmen, das für verschiedene Abnehmerkreise Fernsehgeräte baut. Dabei lehnt sie auf Grund eines Beratungsvertrages und enger technischer Zusammenarbeit an Grundig-Entwicklungen an und verwendet auch Grundig-Bauteile.

Dr. Lämmchen, einer der beiden Geschäftsführer von Tonfunk, ist am Jahresende

1964 aus der Firma ausgeschieden; alleiniger Geschäftsführer ist jetzt Eugen Benner.

dhfi-Fachhandels-Seminare

Für den Monat Oktober (im Anschluß an die Funkausstellung) werden zwei weitere dhfi-Fachhandels-Seminare vorbereitet. Außerdem soll im Juni ein Chef-Seminar für Inhaber und leitende Angestellte stattfinden. Bei den Teilnehmern des Chef-Seminars werden Fachberater-Kenntnisse vorausgesetzt, da es sich hierbei in gewissem Sinn um einen Fortbildungsk Lehrgang handelt.

Bis Ende Februar 1965 erhielten 45 Fachhändler und 177 Fachberater ihre Anerkennung; weitere Anträge sind noch in der Prüfung und Bearbeitung.

Kuba/Imperial erweitert Produktionskapazität

Im Laufe der nächsten Monate wird die Firmengruppe Kuba/Imperial im Raum Wolfenbüttel/Osterode eine weitere Produktionsstätte in Betrieb nehmen, in der hauptsächlich das tragbare Fernsehgerät „Chico“ gefertigt werden soll. Die Vergrößerung der Produktionskapazität wurde notwendig, weil vorgesehen ist, von diesem Modell 100 000 Exemplare aufzulegen. Zunächst werden in der neuen Produktionsstätte einige hundert Mitarbeiter beschäftigt sein, deren Anzahl bis Ende des Jahres auf 600 ansteigen soll.

Aenderung der Funksicherheitsverordnung

Der Bundesminister für Verkehr hat im Einvernehmen mit dem Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen am 8. Dezember 1964 eine Verordnung zur Änderung der Funksicherheitsverordnung erlassen, die am 9. Dezember 1964 in Kraft getreten ist. Die Änderung betrifft im wesentlichen die technischen Anforderungen an Ortungsfunkanlagen, und zwar den Teil E. Peilfunkanlagen der

Anlage I zur Funksicherheitsverordnung. Der Teil E. hat die Überschrift „E. Ortungsfunkanlagen“ erhalten und ist in die Abschnitte „I. Peilfunkanlagen“ und „II. Sonstige Ortungsfunkanlagen“ gegliedert worden. Der Abschnitt II. behandelt die technischen Vorschriften für Radar-, Decca-Navigator-, Loran-Anlagen usw., über die die Funksicherheitsverordnung bisher nichts aussagte.

Länderabkommen über Ingenieurschulen

Die Deutsche Kommission für Ingenieurausbildung hat in drei an die Kultusminister der Länder gerichtete Entschließungen den Abschluß eines Staatsvertrages über die Vereinheitlichung des Ingenieurschulwesens, die Graduierung der Ingenieurschulabsolventen und eine rückwirkende Graduierung gefordert. Diese Forderungen unterstützen die von der Ständigen Konferenz der Kultusminister der Länder verabschiedete „Vereinbarung der Kultusminister zur Vereinheitlichung des Ingenieurschulwesens“. Die Kultusminister-Konferenz hat inzwischen einstimmig die Vereinheitlichung des Ingenieurschulwesens im Rahmen eines Verwaltungskommens beschlossen.

Personliches

E. Sasse 70 Jahre

Dr. Eugen Sasse, Inhaber der gleichnamigen Fabrik für schwachstromtechnische Bauelemente in Schwabach bei Nürnberg, wurde am 9. März 1965 70 Jahre alt. Große Verdienste hat sich Eugen Sasse um den Wiederaufbau der Gemeinschaftsorganisationen der Elektroindustrie erworben. Er gehörte zu den Gründern der ersten Organisation in Bayern und half bei der Überführung dieses Verbandes in den Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI), dessen Vorstand er auch heute noch angehört. 1947 gründete er den Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI, als dessen Vorsitzer er auf der Mitgliederversammlung im Oktober 1964 wiedergewählt wurde.

Hammarskjöld-Gedenkmünze für G. Kubetschek

Die Association Internationale des Correspondants Diplomatiques hat kürzlich neben fünf ausländischen Persönlichkeiten auch Gerhard Kubetschek, dem Inhaber der Firmengruppe Kuba/Imperial, die Hammarskjöld-Gedenkmünze 1964 in Gold verliehen. In der Verleihungsurkunde wird G. Kubetschek ein „Industriepionier und Neuerer“ genannt und seine „zähe Aktivität für den friedlichen Aufbau der Wirtschaft“ hervorgehoben.

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



A U S D E M I N H A L T

1. APRILHEFT 1965

FT meldet	235
Grenzen und Möglichkeiten für den Selbstbau elektronischer Geräte	241
gelesen · gehört · gesehen	242
NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegenakt-B-Endstufe...	243
Persönliches	244
Transistorisierte Baugruppen für Stereo-Rundfunkempfänger Stereo-Decoder-Baugruppe »327-0001«	245
Abtastung von Stereo-Schallplatten mit Mono-Abtastsystemen	247
Für den Tonbandamateur Universelle Regieanlage mit Richtungsmischern · Summen- und Hallverstärker	248
Universaloszillograf »ROG 7« — Ein vielseitig verwendbarer 7-cm-Oszillograf in Flachbauform.....	249
Unser Reisebericht 800 Jahre Leipziger Messe — Phono-Magnetton-Halbleiter-Bauelemente ...	251
Elektronik-Ingenieur Spannungs- und Stromspeile bei der Analyse von Transistorschaltungen	253
Für Werkstatt und Labor Dimensionierungsfragen bei Glimmstabilisatorröhren	258
Für den KW-Amateur Amateur-Spitzensuper »SB-300 E«	262
Vom Sender zum Bildschirm Moderne Fernsehempfangstechnik	267
Neue Bücher	274
Neue Kataloge und Druckschriften	274



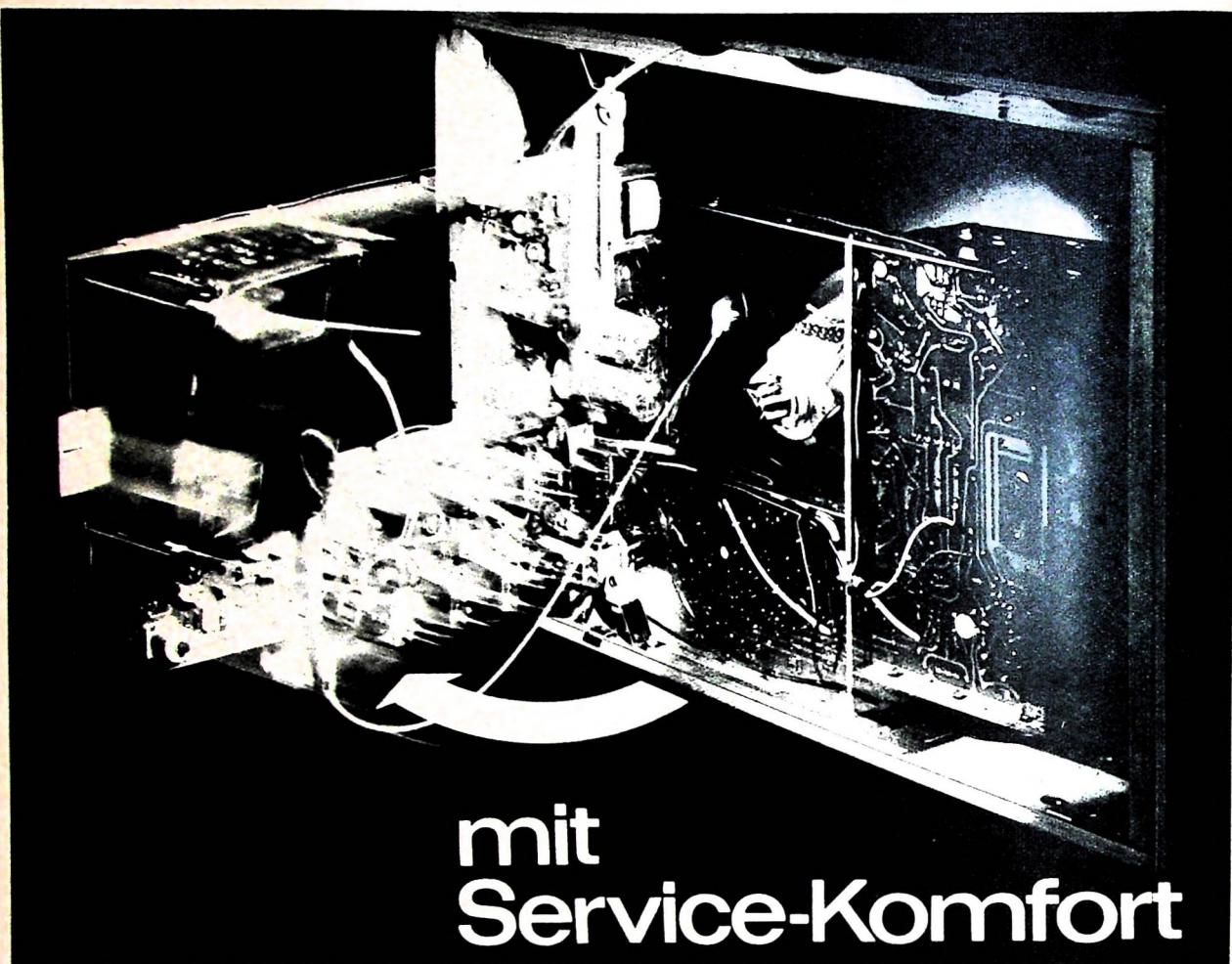
Eines der wichtigsten Themen der Deutschen Funkausstellung 1965 in Stuttgart (27. August bis 5. September) ist „Rundfunk unterwegs“. Dieses Schlagwort kennzeichnet treffend den Trend zum Taschen- und Reiseempfänger und zum fest eingebauten Autosemper. Der Aufschwung des batteriegespeisten Rundfunkempfängers begann eigentlich erst vor zehn Jahren mit der serienmäßigen Einführung des Transistors an Stelle der viel größeren, empfindlicheren und weniger wirtschaftlichen Röhre. Ein Kofferradio alter Art mit Röhren benötigte eine Heizbatterie sowie eine Anodenbatterie mit 60 oder 90 V, während der Transistorempfänger mit vergleichsweise winzigen Batterien von maximal 9 V Spannung auskommt. 1964 war für die „mitzunehmenden“ Rundfunkempfänger ein gutes Jahr. 2,75 Millionen Stück aller Typen einschließlich der fest im Kraftwagen eingebauten Autosuper verließen die Fabriken im Bundesgebiet; sie hatten einen Wert von 457,8 Millionen DM, zu Ab-Werk-Preisen gerechnet. Das bedeutet gegenüber 1963 eine Steigerung um 252000 Stück beziehungsweise 55,4 Millionen DM. Fast alle Empfänger dieser Art enthalten einen UKW-Teil, einige der großen Geräte sind sogar speziell für Kurzwellen-Weltempfänger gebaut und reichen in ihrer Leistung an Spezialgeräte heran.

Unser Titelbild: Der Nachrichten-Synchronsatellit „Early Bird“ ist für den öffentlichen Nachrichtenverkehr zwischen Nordamerika und Europa bestimmt (s. a. S. 242). Unser Bild zeigt den Satelliten bei einer Prüfung der Antenne auf dem Gelände der Hughes Aircraft Company in Los Angeles

Aufnahme: Hughes Aircraft Comp.

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 234, 236–240, 257, 259, 261, 263, 265, 268, 272, 275 und 276 ohne redaktionellen Teil

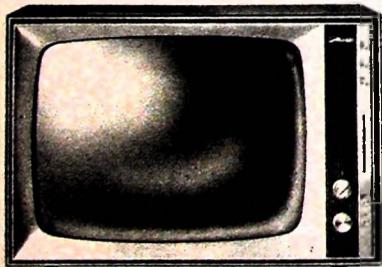
Metz



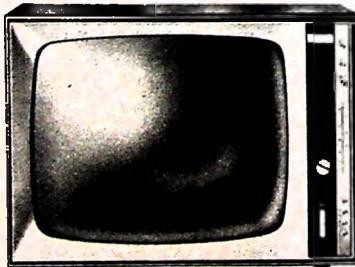
mit Service-Komfort

Das ist wichtig: Bei den neuen Fernsehgeräte-Modellen von Metz lässt sich das Chassis um 90° waagrecht herausschwenken. Für den Service bedeutet das: Eine Schraube lösen und schon sind Bestückungsseite und Lötsseite gleichzeitig bequem zugänglich. Jetzt kann bei Metz-Geräten mit der bewährten, ausgereiften Technik ein eventueller Service noch rationeller, noch schneller durchgeführt werden.

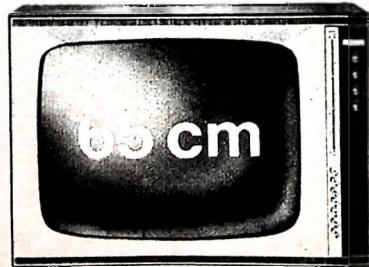
Doch nun zum Äußersten der neuen Modelle im Metz-Programm 1965/66. Sie werden sich gut verkaufen lassen. Denn die neue Linie ist klar konzipiert, modern gestaltet, kurz: publikumsgerecht. Deshalb ist es Ihr Vorteil, Metz-Geräte anzubieten. Eine Auswahl der neuen Modelle zeigen wir Ihnen hier unten.



Metz-Santos 59 cm-Vollautomatik-Gerät mit Programmschnellwahl VHF/UHF und automatischem Abstimmgedächtnis.



Metz Java 59 cm-Vollautomatik-Gerät mit 4 Programmwahl-Tasten für UHF und automatischem Abstimmgedächtnis.



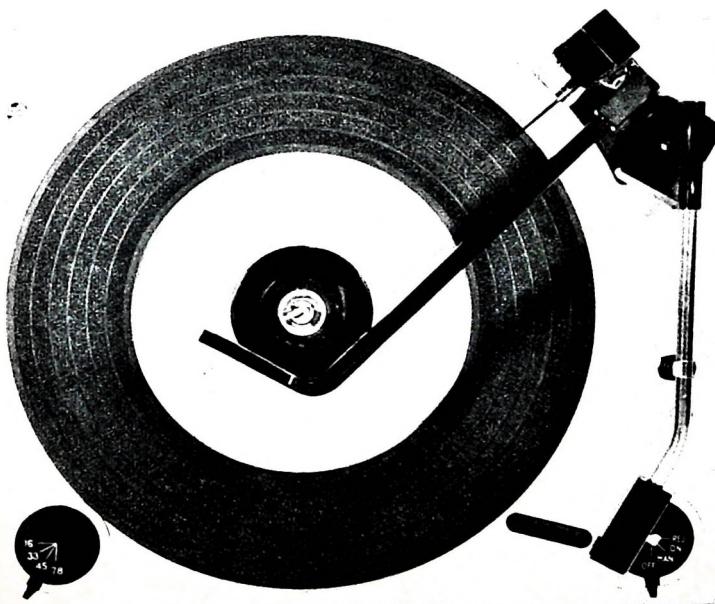
Metz Capri 65 cm - Panorama - Großbild - Vollautomatik - Programmwahltasten für 6 UHF- bzw. VHF-Sender.

BSR bestechend
in Form
und Technik

Sie kennen unsere bewährten Geräte UA 15 und UA 15 SS. Die Abbildung stellt eine weitere Version der Type UA 15 SS dar. Die Grundkonstruktion ist wegen ihrer millionenfach bewiesenen Zuverlässigkeit unverändert. Wir unterrichten Sie gern über alle Variationsmöglichkeiten, bitte schreiben Sie uns.

Technische Daten:

Für 16, 33, 45 und 78 U/min; Mono- und Stereo-Tonkapsel — Kristallsystem mit weitem Frequenzbereich; Gleichlaufschwankungen Wow < 0,2 %, Flutter < 0,06 % (Gaumont-Kalee). Auflagekraft 7 p (variabel). Auf Wunsch Lieferung mit Keramik-Tonkapsel (4 p variabel). Automatische Freistellung des Reibrades in ausgeschaltetem Zustand. Für 110 oder 220 V Netzspannung oder Batteriebetrieb lieferbar. Extrem flache Bauweise: betriebsbereit 100 mm über und 57 mm unter Einbauniveau. Gemischtes Spielen von 17-, 25- und 30-cm-Platten. Stapelachse für 38-mm-Mittelloch.



BSR (Germany) GmbH

3011 Laatzen / Hannover, Münchener Straße 16
Telefon: (05 11) 86 71 27 / 28 — Telex: 09 — 22 632 — Telegramm: PHONOMONARCH

Auf der Hannover-Messe vom 24. 4. — 2. 5. 1985 Halle 11, Stand 68

WIMA-MKS



Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

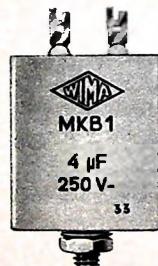
Vorteile:

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



Moderne Baulemente für die Elektronik

WIMA-MKB



Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren in Becherausführung.

Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

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

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

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

WIMA WILH. WESTERMANN SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN 68 MANNHEIM POSTFACH 2346

RIM-Vielzweck-Oszillografen

in moderner Flachbautechnik

Ideal in Form, Größe, Leistung und Preis

Ausführliche Erläuterungen über RIM-Meß- und Prüfgeräte im **RIM-Bastelbuch 1965** 2. Auflage, 336 Seiten

Ladenpreis DM 2,90. Nachnahme Inland DM 4,20. Vorkasse Ausland DM 3,95
(Postcheckkonto München Nr. 13753)
Siehe auch Aufsatz in diesem Heft Seite 249 und 250

7-cm-Oszillograf „ROG 7“



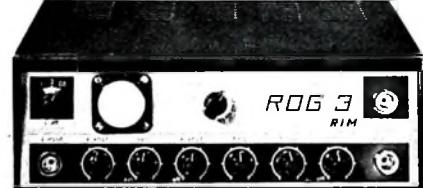
Einige technische Daten:
Elektronenstrahlröhre DG 7-32 Abschirmung durch Mu-Metall-Zylinder.
Y-Verstärker: Frequenzbereich 4 Hz...3 MHz bei 6 dB Abfall
X-Verstärker: Frequenzbereich 7 Hz...2 MHz bei 4 dB Abfall
Empfindlichkeit: 0,7 V_{pp}/cm. Zeitablenkung 7 Hz...500 kHz in 10 Stufen
Abmessungen: 300 x 130 x 220 mm. Gewicht: 5,7 kg.

Preise:
Kompletter RIM-Bausatz mit 8 deutschen Röhren ohne Zubehör DM 369,-
Ausführliche RIM-Baumappe DM 5,80
Betriebsertiges Gerät mit Garantie DM 428,-
Zubehör: HF-Tastkopf DM 29,-, Teilerkopf DM 29,-, Koaxialleitung DM 12,-, Haltebügel komplett DM 26,-

Kleinoszillograf „ROG 3“

Ein Zwei im Format, ein Riese in der Leistung. Paßt in die Aktenmappe. Abmessungen: 250 x 97 x 180 mm.

Ein praktisches HF/NF-Prüfgerät für den Kundendienst!



Einige technische Hinweise:
Elektronenstrahlröhre DG 3-12 A mit Mu-Metallabschirmung. 8 deutsche Röhren.
Y-Verstärkung: Y-Gegentaktverstärker
Frequenzbereich: 5 Hz...3 MHz bei 6 dB Abfall
Empfindlichkeit: 100 mV_{pp}/cm
Interne Verteilung: In Stufen 1:1, 5:1, 20:1; stetig regelbar 5:1
X-Verstärker: regelbar, X-Gegen-

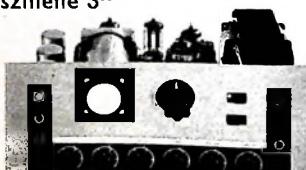
laktverstärker
Frequenzbereich: 7 Hz...2 MHz bei 4 dB Abfall
Empfindlichkeit: 2 V_{pp}/cm

Preise:
Kompletter RIM-Bausatz einschl. Gehäuse ohne Zubehör DM 295,-
Ausführliche RIM-Baumappe DM 6,-
Betriebsertiges Gerät mit Garantie DM 360,-
Zubehör laut Liste.

Kleinoszillograf „Oszillette 3“

Ein preisgünstiger Einbau-Klein-Oszillograf mit guten technischen Daten für Amateure und Lehrzwecke.

Einige technische Hinweise:
Elektronenstrahlröhre DG 3-12 A mit Mu-Metallabschirmung. 5 Röhren
Y-Verstärkung:
Frequenzbereich: 2 Hz...1 MHz bei 3 dB Abfall
Empfindlichkeit: 150 mV_{pp}/cm
Interne Verteilung: In Stufen 1:1, 5:1, 20:1; stetig regelbar 5:1
X-Verstärkung:
Frequenzbereich: 2 Hz...1 MHz bei



3 dB Abfall
Eingangsempfindlichkeit: 5 V_{pp}/cm
stetig regelbar

Preise:
Kompletter Bausatz DM 199,-
Ausführliche RIM-Baumappe DM 3,90

RADIO-RIM

8 München 15, Bayerstraße 25
Abt. F. 2, am Hauptbahnh., Tel. 557221
Fil. Stuttgart S, Marktstraße 10

Shure Unidyne III

Schwierige Probleme, die bei der Tonaufnahme entstehen:

Shure löst sie durch Mikrofone mit echter Nierencharakteristik!

Probleme, die durch mangelhafte Unterdrückung von Störschall entstehen.

Reflexion

Situation:
Rückkopplung durch Lautsprecher, die rückwärtig zum Mikrofon stehen (häufig in Kirchen, Sälen, Konferenzräumen der Fall), oder Rückkopplung durch Verwendung von Mikrofonen mit nicht einwandfreier Richtcharakteristik.

Ursache:
Schallreflexion von Wänden, Boden, Decke und aus dem Publikumsbereich. Die Dämpfung reflektierten Schalls ist in diesem Fall (bei allen Frequenzen und achsenasymmetrisch in allen Ebenen) nicht wirksam genug.

Lösung:
Wirksame Unterdrückung von Schall der auf der Mikrofon-Rückseite auftrifft. Da die Rückseite achttaub ist, wird auch reflektierter Schall durch Unidyne III (vom Boden oder harten Flächen) nicht übertragen. Dämpfung bei allen Frequenzen gleichmäßig.

Lautsprecher-Säulen

Situation:
Unerklärliche Rückkopplung bei Verwendung von Lautsprecher-Säulen (wie sie zur gleichmäßigen Beschallung in Kirchen und Sälen verwendet werden).

Ursache:
Trotz bevorzugter Schallrichtung auf das Publikum haben Lautsprecher seitliche und rückwärtige „Tonkeulen“, die mit den Tonkeulen eines Mikrofons mit nicht geringerer Nierencharakteristik zusammentreffen.

Lösung:
Bei Unidyne III fehlen seitliche oder rückwärtige schallempfindliche „Keulen“, daher können sie nicht mit den Tonkeulen der Lautsprecher zusammentreffen.

Halliger, hohler Klang

Situation:
Störender Nachhalleffekt, hauptsächlich niederfrequenter Schall. Häufig in Kirchen, großen Hallen, Sälen, Sportstadien.

Ursachen:
Manche Mikrofone verlieren bei niederen Frequenzen ihre nierenförmige Richtcharakteristik und akzentuieren bei Aufnahme von Nutzschall die tiefen Frequenzen. Dadurch: Aufnahme und Verstärkung der niederfrequenten Nachhall- und Hohlklangeigenschaften vieler Räume.

Lösung:
Unidyne III unterdrückt Störschall bei allen Frequenzen gleichmäßig, selbst bei 20 Hz. Der Frequenzgang weist im unteren Bereich eine gleichmäßig verlaufende Absenkung auf, dadurch wird eine Betonung des niederfrequenten Nachhalls vermieden und der Effekt eines nachhalligen Raumes vermindert.

Probleme durch begrenzte Aufnahmefähigkeit von Nutzschall durch das Mikrofon

Gruppen-Aufnahmen mit einem Mikrofon

Situation:
Normalerweise ermöglicht ein einzelnes Mikrofon keine gleichmäßige Aufnahme einer Gruppe (Chor, Quartett, Instrumentalgruppe).

Ursachen:
Es fehlt häufig an gleichmäßiger Aufnahmearakteristik; daher verschlechterndeartige Wiedergabe von Lautstärke und Tonqualität einzelner Stimmen.

Lösung:
Unidyne III ermöglicht Aufnahme einer Gruppe mit gleichmäßiger Lautstärke und Tonqualität.

Aufnahme mit mehreren Mikrofonen

Situation:
Unterschiede im Aufnahmepiegel und der Tonqualität bei erwünschtem breitem Aufnahmebereich, z. B. Bühnenaufnahmen, Konferenzen und Veranstaltungen mit Publikumsbeteiligung.

Ursachen:
Der Aufnahmebereich der Mikrofone ist zu schmal, Frequenzgang unterschiedlich. Es entstehen „Schalllöcher“ und „Schallbrennpunkte“.

Lösung:
Gleichmäßige Aufnahme mit dem Unidyne III. Echte Nierencharakteristik ermöglicht Aufnahmen in ausgedehntem Bereich (Schallfeld). Harmonisches Zusammenwirken mehrerer Mikrofone.

Entfernte Aufnahmen

Situation:
Zu hoher Geräuschpegel (Störschall) oder Rückkopplung bei Aufstellung des Mikrofons in bestimmter Entfernung von der Schallquelle.

Ursachen:
Weitbereich-Mikrofone sind bei niederen Frequenzen wenig gerichtet. Weiterhin: „Keulen“, „Schallbrennpunkte“, von hinten kommender Schall wird aufgenommen.

Lösung:
Unidyne III unterdrückt bei Weitbereichsaufnahmen Schall aller Frequenzen, der auf der Rückseite auftrifft.



Ausführliche Information und Bezugsquellen nachweis durch:
Deutschland: Braun AG, Frankfurt/Main, Rüsselsheimer Straße 22
Schweiz: Tellon AG, Zürich, Alblauerstrasse 232
Österreich: H. Lurf, Wien I, Reichsratsstraße 17
Niederlande: Tempofon, Tilburg

Dieses Gerät ist **GRUNDIG** **qualitätsgeprüft**

Je kleiner der Service, je zuverlässiger ein Tonbandgerät, desto größer Ihre Gewinnspanne !

Prüfen und nochmals prüfen — das ist seit jeher oberstes Gesetz bei GRUNDIG. Bevor ein Gerät in Ihre Hände gelangt, hat es zahlreiche Zwischenkontrollen durchlaufen, um schließlich in einer harten Endabnahme nochmals auf „Herz und Nieren“ geprüft zu werden. Der hier abgebildete elektronische Prüfroboter — eine eigene Entwicklung der GRUNDIG WERKE GMBH — führt bei der Endabnahme der GRUNDIG Tonbandgeräte allein 45 einzelne Funktionsprüfungen durch. Er schließt menschliche Unzulänglichkeiten aus und ist in seinem Urteil unbestechlich. Das GRUNDIG Qualitätssiegel garantiert Ihnen GRUNDIG Präzision.

Disponieren Sie deshalb GRUNDIG Tonbandgeräte — es ist Ihr eigener Vorteil !

Millionen hören und sehen mit **GRUNDIG**

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

GRUNDIG

Chefredakteur: WILHELM ROTH
 Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

Grenzen und Möglichkeiten für den Selbstbau elektronischer Geräte

für den Interessenten am Selbstbau elektronischer Geräte ist es im Gegen-
 satz zu der Zeit vor noch nicht einmal 20 oder 30 Jahren heute oft proble-
 matisch, ein lohnendes Betätigungsfeld zu finden. Während in früheren
 Jahren der Bau eines (damals noch verhältnismäßig einfachen) Rund-
 unkempfängers auch ohne komplizierte Meßgeräte möglich war, ist das
 mit der Einführung der UKW-FM-Technik und erst recht mit dem Beginn
 des Stereo-Rundfunks kaum noch durchführbar. Auch der Selbstbau eines
 Fernsehempfängers stellt den Bastler, der nicht mindestens über Wobbel-
 sender und Oszilloskop verfügt, vor eine praktisch unlösbare Aufgabe.
 In ähnlichen Situation sieht sich aber auch mancher KW-Amateur
 gegenübergestellt, der angesichts der dichten Belegung der Amateura-
 länder mit einem leicht aufzubauenden Geradeausempfänger und einem
 kleinen Sender nur geringe Chancen hat, ihn befriedigende QSO's zu
 erhalten.

Der Selbstbau von größeren Geräten erfordert neben entsprechendem
 Aufwand schon recht erhebliche finanzielle Mittel, die man nur dann
 aufbringen wird, wenn die Leistungsfähigkeit des oft mühsam erbauten
 Gerätes den Vergleich mit entsprechenden Industrieprodukten nicht zu
 schließen braucht. Aber gerade das ist bei der heute hochentwickelten
 Technik trotz der großen Auswahl an hervorragenden Bauelementen
 in Frage gestellt, wenn es an einem bestimmten Maß von Fachkenntnissen
 und an den unbedingt notwendigen Meßmitteln fehlt.

In dieser Situation kann der noch weniger erfahrenen Bastler von den
 recht preisgünstig angebotenen Experimentierbaukästen Gebrauch
 machen, die es ihm ermöglichen, seine Fachkenntnisse systematisch zu
 erweitern. Außerdem bieten ihm eine große Auswahl von leicht ver-
 ständlichen Fachbüchern und die Fachzeitschriften weitere Möglichkeiten
 zur Vertiefung seines Wissens. Dabei sollte sich niemand von der Vielzahl
 an zunächst noch nicht recht verständlicher Beiträge entmutigen lassen.
 Die Rubriken für den Bastler oder den jungen Techniker enthalten zahl-
 liche einfache Bauvorschläge und Funktionsbeschreibungen. Auch kann
 man sich in systematisch aufgebauten Beitragsreihen — gestützt auf prakti-
 sche Versuche — die notwendigen Grundkenntnisse aneignen.

Denjenigen, der nur über wenig Freizeit verfügt, sei auf die zahlrei-
 chen Bausteine und Bausätze hingewiesen, mit denen sich beispielsweise
 Empfänger, Verstärker, Amateursender und auch viele Meßgeräte auf-
 bauen lassen. Einige Bausätze sind so ausführliche Anleitungen für den
 Zusammenbau beigegeben, daß man praktisch nichts falsch machen kann.
 Das ist für den weniger erfahrenen Bastler aber oft entscheidend, weil
 die Schaltung und die dazugehörigen Bauteile bei komplizierten HF-
 Geräten noch keine Garantie für den erfolgreichen Zusammenbau geben.

It sind es jene Unwägbarkeiten wie Schaltkapazitäten und wilde Kopp-
 lungen infolge ungünstigen Aufbaus, die den Erfolg in Frage stellen.

Man kann in solchen Fällen bei kritischen Gerätestufen ebenfalls auf Bau-
 steine ausweichen. Der KW-Amateur beispielsweise hat die Möglichkeit,
 über Steuersendern, HF-Bausteinen und Konvertern für die verschiede-
 nsten Bänder zu wählen. Das erschließt ihm unter anderem die interessante
 „Suchsarbeit“ im 2-m- und im 70-cm-Band. — Auch ist die Technik der
 „Trickten Schaltung“ heute jedem Bastler zugänglich. Vom Handel
 werden sowohl kupferkaschierte Hartpapierplatten als auch Lochstreifen-
 titten sowie die dazugehörigen Chemikalien und Verarbeitungsvor-
 schriften angeboten. Für manche Bauanleitungen kann man auch schon
 günstige Platinen beziehen, die nur noch mit den Bauelementen be-
 setzt werden müssen und sehr betriebssichere Bausteine ergeben.

In Zukunft werden vielleicht aber auch einmal Baueinheiten in Mikro-
 modul- oder Dünnenschicht-Technik für den Amateur und Bastler an Inter-
 esse gewinnen. Diese Bausteine stehen heute — allerdings sind sie noch
 recht teuer — bereits für verschiedene logische Schaltkreise in der Elek-
 tronik sowie als Kleinsignalverstärker zu Verfügung. Andere neu-
 artige Bauelemente, wie beispielsweise piezoelektrische Festfrequenz-
 filter, bei denen der oft schwierige Abgleich entfällt, sind schon seit einiger
 Zeit preisgünstig erhältlich.

Diejenigen KW-Amateure und Bastler, die auf dem Gebiet der HF-Technik
 und Elektronik weiter vordringen wollen, werden auf eine Reihe von Meß-
 und Prüferäten nicht verzichten können. Der Selbstbau solcher
 Geräte ist insofern besonderer reizvoll, als man dabei vielleicht am stärk-
 sten zum Durchdenken der theoretischen Voraussetzungen gezwungen wird. Eines der schwierigsten Probleme ist erfahrungsgemäß immer wieder
 die Eichung der Meßgeräte. Ein Röhrenvoltmeter kann man noch leicht
 mit Hilfe eines guten Vielfachmeßgerätes (das zur Grundausrüstung geh-
 hört und dessen Selbstbau sich nicht lohnt) eichen; in vielen anderen
 Fällen ist aber guter Rat teuer. Bessere meßtechnische und theoretische
 Kenntnisse würden manchem den Weg zeigen, wie er auch mit weniger
 kostspieligen Meßgeräten zum Ziel kommt. Deshalb ist der Bastler gut
 beraten, wenn er seine Aufmerksamkeit besonders auf solche Veröffent-
 lichungen richtet, in denen der praktische Umgang mit Meßgeräten und
 deren vielseitige Anwendungsmöglichkeiten behandelt werden.

Das wohl am universellsten einsetzbare Meßgerät ist der Elektronen-
 strahl-Oszilloskop, für den es heute auch schon preiswerte Bausätze gibt.
 Mit seiner Hilfe kann man nämlich auch viele Eichaufgaben insbesondere
 aus der Frequenzmeßtechnik lösen. Die dabei auftretende Frage nach
 geeigneten Eichfrequenzen ist oftmals leichter zu beantworten, wenn man
 sich auf vernünftige, den praktischen Bedürfnissen angemessene Ge-
 nauigkeitsforderungen beschränkt. Um einen Tongenerator zu eichen,
 kann man zum Beispiel von der Netzfrequenz, dem über das Telefon
 „beziehbaren“ Normalstimmton (440 Hz) oder auch einem Klavier aus-
 gehen. Mit Hilfe des Oszillosgrafen (Lissajousfiguren) und eines Tonband-
 gerätes, mit dem man die ermittelten Vielfachen der Normalfrequenz
 aufzeichnet und so neue „Normalfrequenzen“ gewinnt, kann man
 diese Aufgabe trotz etwas „zappiger“ Oszillosgramme recht gut
 lösen.

Aber auch der Bastler mit kleinem Geldbeutel und weniger perfektio-
 nistischen Neigungen kann zu seinem Recht kommen. Eine Vielzahl ein-
 facher Schaltungen, von der elektronischen Diebstahlsicherung im Kraft-
 fahrzeug bis zum automatischen Feuchtigkeitsindikator für den Blumen-
 topf, ist mit nur geringem Aufwand zu verwirklichen. Dazu braucht man
 neben den Bauteilen allenfalls ein kleines Vielfachinstrument und — last
 but not least — ein wenig Geduld und Liebe zur Sache.

Alles in allem wird man zugeben müssen, daß heute beim Selbstbau und
 bei der Prüfung elektronischer Geräte mit Glimmspannungsprüfer und
 Drehseiseninstrument allein nicht mehr viel anzufangen ist. Aber ebenso
 sicher ist, daß man keineswegs über einen Meßgerätepark für mehrere
 tausend Mark verfügen muß, um überhaupt noch sinnvoll basteln zu
 können. Der wichtigste Unterschied gegenüber der „guten alten Zeit“
 besteht doch wohl darin, daß die Anforderungen an das Wissen und die
 Kenntnisse ungleich höher geworden sind. Aber das gilt schließlich für
 alle Gebiete, auf denen man heute erfolgreich sein will. Gu.

Nachrichten-Synchronsatellit Early Bird

„Early Bird“ (s. Titelbild) ist der erste für den öffentlichen Nachrichtenverkehr zur Verfügung stehende Satellit und soll in Kürze auf eine Umlaufbahn gebracht werden. Er ist eine technische Weiterentwicklung der beiden ersten Synchronsatelliten, die heute noch über dem Stillen und dem Indischen Ozean stehen und ihren Dienst versehen. Der neue Synchronsatellit soll über dem Atlantischen Ozean „geparkt“ werden und der Nachrichtenverbindung zwischen Nordamerika und Europa dienen. Die von der *Hughes Aircraft Company*, Los Angeles (USA), für die *Communications Satellite Corporation* gebaute Raumkapsel wiegt nur 36 kg. Sie enthält nachrichtentechnische Geräte für 240 Zweiweg-Telefonverbindungen oder eine Zweiweg-Fernsehverbindung. Während der Übertragung von Telefongesprächen können gleichzeitig auch Fernschreib- und Faksimile-Übertragungen durchgeführt werden.

Neue Geräusch-Schallplatten

Für die Arbeit des Ton-Amateurs erschienen bei *Philips* zwei weitere 17-cm-Langspielplatten aus der Serie „Geräusche“. Die 6. Folge ist dem Sport gewidmet (Stadion, Fußball, Steherrennen, Schwimmen, Boxen im Ring, Eishockey, Fahrradrennen), während die 7. Folge „Bei der Arbeit“ heißt und Geräusche aus dem Büro, aus Handwerk und Gewerbe sowie Baugeräusche bringt. Die 9. Folge führt „Rund um den Flughafen“ und bringt Flughafenatmosphäre (Lautsprecher-Ansagen in mehreren Sprachen, startende und fliegende Flugzeuge), Düsenflugzeuge, Motorflugzeuge und Hubschrauber.

Neue Lautsprecher von Isophon

Eine neue Kompakt-Stereo-Box „KSB 12-20“ (Übertragungsbereich 60 ... 20 000 Hz) mit

einem Volumen von nur 6 l und zwei Spezial-Lautsprechersystemen ist von *Isophon* angekündigt worden. Das Tieftonsystem hat bei einem Durchmesser von 5“ eine Resonanzfrequenz von 45 Hz. Außerdem wurden der neue Zusatzlautsprecher „TW 4“ für universelle Anwendung und der besonders für Kraftfahrzeuge geeignete Einbaulautsprecher „EL 6“ in das Fertigungsprogramm aufgenommen.

Neue Fernsehempfänger

Metz

Das Fernsehempfänger-Programm 1965/66 von *Metz* umfaßt insgesamt acht verschiedene Modelle. Die Tischgeräte „Santos“, „Java“ (4 UHF-Stationstasten), „Samoa“ (4 UHF-Stationstasten), „Mallorca“ (6 VHF/UHF-Stationstasten) sowie das Standgerät „Hawai“ (6 VHF/UHF-Stationstasten) sind mit einer 59-cm-Bildröhre ausgestattet, während die Tischempfänger „Hellas“ (4 UHF-Stationstasten), „Capri“ (6 VHF/UHF-Stationstasten) und das Standgerät „Sizilia“ (6 VHF/UHF-Stationstasten) mit der neuen 65-cm-Bildröhre bestückt sind.

Nordmende

Zwei weitere neue Fernseh-Tischempfänger stellt *Nordmende* jetzt für die Saison 1965/66 vor. „Konsul“ hat eine 59-cm-Bildröhre, während „Falstaff“ mit einer 65-cm-Bildröhre ausgestattet ist; beide Geräte haben 5 VHF/UHF-Stationstasten.

Jeder Vierte will Stereo

Über einen Zeitraum von drei Wochen von der Deutschen Post in Ost-Berlin veranstaltete Stereo-Vorführungen erfaßten rund 20 000 Personen aller Bevölkerungsschichten. Sie wurden in einem Abhörraum mit optimalen Bedingungen sowohl in Studioqualität als auch mit einem handelsüblichen Industriemöpfer durchge-

führt. 1815 Zuhörer, davon 73% im Alter zwischen 18 und 40 Jahren, erklärten sich bereit, einen vorbereiteten Testbogen auszufüllen.

Einen deutlichen Unterschied zwischen monophoner und stereophoner Wiedergabe stellten rund 96% der Befragten fest. Sie bezeichneten die Stereophonie als absolute Verbesserung der bisherigen Schallübertragung. Rund 65% hielten die bei der stereophonen Übertragung erreichte Verbesserung des räumlichen Klangeindrucks für wichtiger als die Möglichkeit, einzelne Schallquellen zu lokalisieren. Sich sofort einen Stereo-Empfänger anzuschaffen, waren 26% der Befragten bereit. Rund 61% wollen dies jedoch erst bei einer eventuellen Neuanschaffung tun. Bemerkenswert für das Interesse an dieser Vervollkommenung des Rundfunks ist, daß 65% der Befragten Fernsehteilnehmer waren. Wie die Studientechnik Rundfunk der Deutschen Post dazu feststellt, läßt dieses Ergebnis alle Bemühungen der Rundfunkorganisationen um beschleunigte Einführung der Rundfunk-Stereophonie berechtigt erscheinen. Im Zuge des weiteren Aufbaues wurde daher am 28. Februar 1965 mit der Ausstrahlung von Stereo-Versuchssendungen über den UKW-Sender Leipzig der Programmgruppe „Radio DDR II“ (Kanal 23, 93,85 MHz, 10 kW) begonnen. Sie laufen montags und mittwochs von 17.15 bis 18.00 Uhr und ergänzen die dienstags und donnerstags von 18.25 bis 19.00 Uhr über den UKW-Sender Berlin-Köpenick der Programmgruppe „Berliner Welle“ (Kanal 42, 99,7 MHz, 10 kW) laufenden Stereo-Versuchssendungen, die gelegentlich auch sonn- und feiertags durch Stereo-Sonderprogramme erweitert werden.

Silizium-Höchstfrequenztransistoren

Transitron stellte eine Reihe neuer Silizium-Höchstfrequenztransistoren in Planar-Epitaxial-Technik vor, von denen der Typ 2N3633 eine Transitfrequenz von 1300 MHz hat und gegen Kernstrahlung unempfindlich ist. Die übrigen Typen haben Transitfrequenzen von 1000 MHz (2N2784), 800 MHz (2N709A) sowie 600 MHz (2N709).

Kurzwellen-Drehstandantennen

Mit Hilfe der von *Telefunken* errichteten Drehstandantennen kann man gleichzeitig zwei Kurzwellenprogramme in jede ge-

Mäßigiger Optimismus bei SEL für den Rundfunk- und Fernsehmarkt

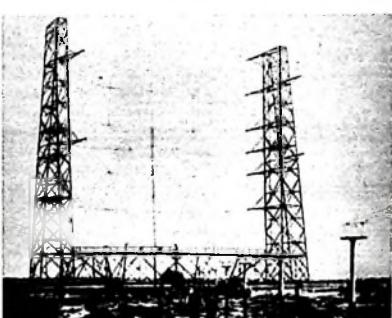
Man beurteile den Rundfunk- und Fernsehmarkt mit mäßigem Optimismus, erklärte Dr. H. H. Griesmeier, stellvertretendes Vorstandsmitglied der SEL, auf einer Schaub-Lorenz-Fachpressekonferenz in Baden-Baden. Der Umsatz des Geschäftsbereichs „Rundfunk Fernsehen Photo“ hat nach seinen Worten im vergangenen Jahr mit 307 Mill. DM fast ein Drittel der SEL-Umsätze erreicht. Ohne die Konzern-Innenumsätze entspricht das einem Zuwachs von fast 16 Prozent gegenüber 1963. Die Zahl der verkauften Fernsehempfänger erreichte 1964 fast 300000 Stück (stückzahlmäßiger Zuwachs insgesamt 37 Prozent, auf dem Inlandsmarkt 27 Prozent). Obwohl die Zahl der Beschäftigten Ende 1964 mit 9100 um 600 niedriger lag als zum gleichen Zeitpunkt des Vorjahrs, konnte infolge weitgehender Rationalisierung trotzdem die Produktion gesteigert werden. Die Erfolgslage hat sich verbessert und entwickelt sich weiterhin günstig. Diese günstige Entwicklung ist mit darauf zurückzuführen, daß es 1964 gelang, Schaub-Lorenz und Graetz intern zu integrieren und gemeinsam Geräte für beide Marken zu produzieren. Schwerpunkt der Graetz-Fertigung waren Fernsehempfänger, während Schaub-Lorenz vorzugsweise Rundfunkempfänger produzierte. Mehr denn je zuvor kommt es nach Dr. Griesmeier heute für die Industrie darauf an, dem Markt im richtigen Augenblick das richtige Gerät in ausreichender Stückzahl zum richtigen Preis anbieten zu können. Interessant ist, daß SEL auch in das Hi-Fi-Geschäft einsteigen wird. In Kürze soll mit Sitz in Pforzheim die

Stereotronic GmbH gegründet werden. Zu dieser Neugründung hat man sich entschlossen, weil man mit Hi-Fi-Geräten der Spitzenklasse insbesondere auch das Anlagengeschäft pflegen will, das sich erfahrungsgemäß nur schwer über den üblichen Vertriebsweg abwickeln läßt.

Im Vordergrund des Interesses für die Zukunft steht die Farbfernsehen. Man betrachtet die erste Phase der Systembeurteilungen als abgeschlossen. Nach Auffassung von SEL sollte man dem Kunden nur Farbempfänger anbieten, die keine Bedienung erfordern, damit ihm jede Lästigkeit erspart bleibt. Die Geräteentwicklung ist inzwischen so weit gediehen, daß man nur noch auf die Entscheidung über das System wartet. Kundendienst und Fabriken werden bereits seit geheimer Zeit auf die besonderen Anforderungen der Farbfernsehtechnik vorbereitet.

Halbleiter sollte man nach Meinung der SEL in Fernsehempfängern allgemein nur dann verwenden, wenn sich dadurch Qualität und Betriebssicherheit des Gerätes verbessern und der Kunde dafür keinen höheren Preis zu zahlen braucht. Gute Zukunftsaussichten gibt man hier der Silizium-Planartechnik.

Der Rundfunkempfängermarkt mit jährlich 3 bis 4 Millionen verkauften Geräten ist nach wie vor interessant. Man glaubt jedoch, daß man im Interesse des Höfers sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite noch einiges zur Qualitätsverbesserung tun könnte. Für Hi-Fi-Geräte erwartet man von neuen Konzeptionen für Halbleiter und Lautsprecher in der weiteren Zukunft nennenswerte Preisreduzierungen und hofft, dann auch echte Hi-Fi-Geräte in der mittleren Preisklasse anbieten zu können.



wünschte Himmelsrichtung abstrahlen. Die beiden auf einem Laufkranz montierten Antennenmasten befinden sich im Flachland von Teheran.

NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe

1. Allgemeines

Der zunehmende Einsatz von Transistor-NF-Verstärkern sowohl in stationären als auch in tragbaren Rundfunk- und Fernsehgeräten stellt den Entwickler vor die Aufgabe, leichte, leistungsfähige und dennoch preisgünstige NF-Verstärker zu entwickeln. Außer den bisher verwendeten Schaltungskonzeptionen für Gegentakt-B-Endstufen mit zwei Übertragern sowie Endstufen ohne Ausgangsübertrager (single ended) steigt das Interesse an übertragerlosen NF-Verstärkern. Diese Verstärker sollen aber aus wirtschaftlichen Gründen (geringe Stromaufnahme) ebenfalls im B-Betrieb arbeiten. Die genannten Forderungen sind durch einen Gegentakt-B-Verstärker mit komplementären Endstufen-Transistoren erfüllbar, wobei die Phasenumkehr durch die unterschiedliche Polarität der Transistoren erfolgt.

2. Komplementäres Endstufenpaar AC 117/AC 175

Der Transistor AC 175 ist ein Germanium-npn-Transistor, der als Gegenstück zu dem bereits bekannten Germanium-pnp-Transistor AC 117 entwickelt wurde. Als Gehäuse hat man den sich für Kleinleistungs-NF-Transistoren immer stärker durchsetzenden viereckigen Kühlkörper gewählt. Er ermöglicht einen geringen inneren Wärmewiderstand ($R_{th} \leq 40 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$). Mit diesem Wärmewiderstand ergibt sich eine maximale Verlustleistung von $P_{tot} = 1,1 \text{ W}$ bei einer Gehäusetemperatur $t_{case} = 45 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Der Absolutwert der Stromverstärkung B des Transistors AC 175 ist etwa 100 ... 300, während an die Stromabhängigkeit der Stromverstärkung $B = f(I_C)$ etwa die gleichen Forderungen hinsichtlich der Linearität wie beim AC 117 gestellt wurden. Dies bedeutet, daß die Änderung der Stromverstärkung zwischen den Arbeitspunkten $I_C = 50 \text{ mA}$ ($U_{CE} = 6 \text{ V}$) und $I_C = 300 \text{ mA}$ ($U_{CE} = 1 \text{ V}$) etwa 1,1 ($\leq 1,25$) ist. Das Absinken der Stromverstärkung bei höherem Strom ($I_C = 700 \text{ mA}$, $U_{CE} = 1 \text{ V}$) beträgt gegenüber dem Arbeitspunkt $I_C = 50 \text{ mA}$ maximal 30 % (Bild 1). Die Basis-Emitter-Spannung des Transistors AC 175 entspricht etwa den Werten des Transistors AC 117. Durch Einhalten dieser Werte ist eine Kombination des npn-Typs AC 175 mit dem pnp-Typ AC 117 bei den beschriebenen Arbeitspunkten möglich.

3. Gegentakt-B-Endstufe mit komplementären Transistoren

Die Prinzipschaltung der End- und Treiberstufe zeigt Bild 2. In der Endstufe (T_3 und T_4) sind die komplementären Endstufen-Transistoren gleichstrommäßig in Reihe geschaltet. Die Endstufen-Transistoren arbeiten in Collectororschaltung, da die Steuerspannung für die Endstufen-Transistoren zwischen den Basis- und Collectoranschlüssen (P ist vernachlässigbar) zugeführt wird. Der Arbeitswiderstand (L) liegt in Reihe mit dem Kondensator C_L zwischen den Emitteranschlüssen und dem negativen Batterieanschluß. Bedingt durch die Collector-

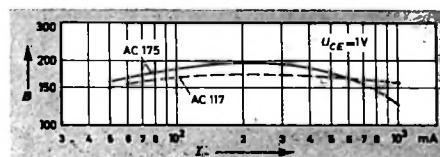


Bild 1. Verlauf der Stromverstärkung B als Funktion des Collectorströms I_C für die Transistoren AC 117 und AC 175

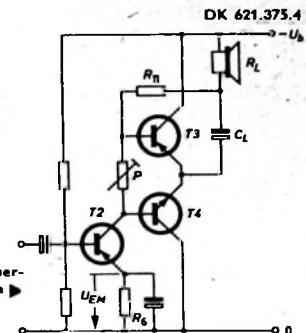


Bild 2. Prinzipschaltung der Treiberstufe und der Komplementär-Endstufe

Bassisschaltung, ist die Spannungsverstärkung der Endstufe kleiner als 1. Bei Ansteuerung der praktisch parallel geschalteten Basisanschlüsse steuert die negative Halbwelle den pnp- und die positive Halbwelle den npn-Transistor durch. Die Collectorströme der beiden Transistoren setzen sich im Lastwiderstand R_L wieder zu einem sinusförmigen Strom zusammen.

Während der positiven Halbwelle der Steuerspannung wird der npn-Transistor (T_4) geöffnet. Es fließt ein Strom von dem positiven Batterieanschluß durch den npn-Transistor, den Kondensator C_L sowie den Lastwiderstand R_L zum negativen Batterieanschluß. Der pnp-Transistor wird in dieser Zeit infolge der positiven Steuerspannung gesperrt. Der Strom fließt also nur während einer Halbwelle durch die Batterie.

Während der negativen Halbwelle ist dagegen der pnp-Transistor (T_3) leitend, und es fließt jetzt ein Entladestrom aus dem Kondensator C_L durch den pnp-Transistor und, im Gegensatz zur positiven Halbwelle der Steuerspannung, in entgegengesetzter Richtung durch den Lastwiderstand R_L . Der npn-Transistor wird jetzt durch die negative Steuerspannung gesperrt. Der Strom fließt also nur während einer Halbwelle durch die Batterie.

Für den pnp-Treibertransistor ergibt sich folgende Arbeitsweise: Während der negativen Halbwelle der Steuerspannung des Treibertransistors steigt dessen Collectorstrom, was eine positive Halbwelle der Collectorspannung bedeutet. Dadurch wird der npn-Endstufen-Transistor T_4 geöffnet. Während der positiven Halbwelle der Steuerspannung wird die Collectorspannung der Treiberstufe negativ und öffnet den pnp-Endstufen-Transistor. Der Collectorstrom der Treiberstufe ist während dieser Halbwelle sehr gering. Der Basisstrom des pnp-Endstufen-Transistors steigt weiter an und ruft einen Spannungsabfall am Collectorwiderstand R_{11} hervor, der dem weiteren Anstieg der Collectorspannung der Treiberstufe entgegenwirkt.

Dies bedeutet, daß der pnp-Endtransistor nicht voll durchgesteuert werden kann. Aus diesem Grunde wird durch den Anschluß des Collectorwiderstands R_{11} an den Verbindungsplatz zwischen C_L und R_L , während dieser Halbwelle eine Spannung aufgestockt, die etwa der Gleichspannung am Kondensator C_L entspricht. Wenn der pnp-Transistor durchgesteuert ist, liegt der positive Belag des Kondensators C_L (bei Vernachlässigung der Collectorspannung) am negativen Batterieanschluß, das heißt, in diesem Augenblick

hat der Verbindungsplatz von C_L (negativer Belag) mit dem Lautsprecher eine (um die Gleichspannung an C_L) erhöhte negative Spannung gegenüber der positiven Klemme der Batterie. Diese aufgestockte Spannung entspricht etwa dem Spannungsabfall am Collectorwiderstand R_{11} der Treiberstufe. Die Basis des pnp-Transistors wird dadurch negativer, so daß jetzt der Transistor bis zur Restspannung durchgesteuert werden kann.

Da die Spannungsverstärkung der Endstufe kleiner als 1 ist, muß die Treiberstufe möglichst voll durchgesteuert werden. Unter Vernachlässigung der Restspannung erreicht die Collector spitzenspannung des Treibertransistors bei Vollaussteuerung den Betrag

$$\hat{u}_C = \frac{U_b - U_{EM}}{2} \quad (1)$$

(Dabei ist U_b die Batteriespannung und U_{EM} die Gleichspannung am Emitterwiderstand der Treiberstufe.) Die Ausgangsspannung \hat{u}_L am Lautsprecherwiderstand R_L erreicht dann den Wert

$$\hat{u}_L = \frac{U_b - U_{EM} - 2 \cdot (\hat{u}_{BE} + U_{Crest})}{2} \quad (2)$$

In dieser Gleichung ist U_{Crest} die Restspannung und \hat{u}_{BE} die Steuerspannung der Endstufen-Transistoren für den Collector-spitzenstrom i_C . Die Gleichspannung U_{BE0} zur Einstellung des Collectorruhestroms der Endstufen-Transistoren wurde hierbei nicht berücksichtigt.

Die Gleichspannung U_{CM} am Collector der Treiberstufe (bezogen auf den Pluspol der Batterie) ergibt sich bei Berücksichtigung des Gleichspannungsabfalls am Emitterwiderstand R_E zu

$$U_{CM} = \frac{U_b + U_{EM}}{2} \quad (3)$$

Bedingt durch die galvanische Kopplung der End- und Treiberstufe, ist die Collector-Emitter-Gleichspannung am npn-Transistor ebenfalls größer als die halbe Batteriespannung. Da diese Spannung bei Aussteuerung nicht voll durchgesteuert werden kann, ist die im npn-Endtransistor auftretende Verlustleistung größer als die im pnp-Endtransistor. Das Verhältnis der Verlustleistungen der beiden Endstufen-Transistoren ist abhängig von der Höhe des Gleichspannungsabfalls am Emitterwiderstand der Treiberstufe und steigt außerdem mit wachsender Aussteuerung.

Bei Verwendung eines pnp-Treibertransistors bestimmt also der npn-Endtransistor die maximal erreichbare Sprechleistung.

Zur Einstellung des Collectorruhestroms der beiden Endstufen-Transistoren ist es zweckmäßig, den Spannungsabfall an einer im Collectorkreis der Treiberstufe angeordneten Diode auszunutzen (Bild 3). Die Verwendung einer Diode hat den Vorteil, daß sich der Collectorruhestrom I_{C0} bei Schwankungen der Batteriespannung we-

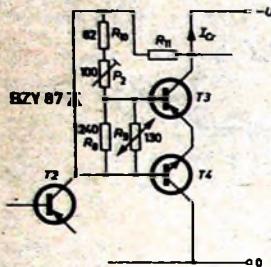


Bild 3. Diode und Spannungsteiler zur Stabilisierung des Collectorruhestroms I_{C0} von T3, T4 der Gegenakt-B-Endstufe

nig ändert. Für die genaue Einstellung des Ruhestroms ist ein parallel zur Diode liegender Spannungsteiler mit dem Einstellwiderstand P_2 vorhanden. Zur Kompensation der Abhängigkeit des Collectorruhestroms von der Temperatur wird im Spannungsteiler ein NTC-Widerstand verwendet. Bild 4 zeigt den Verlauf des Collectorruhestroms bei Änderung der Temperatur und Verwendung des im Bild 3 gezeigten Basisspannungsteilers.

4. Dimensionierung der Gegenakt-B-Komplementär-Endstufe

4.1. Endstufe

Für die Dimensionierung von Komplementär-Endstufen müssen von den drei voneinander abhängigen Größen Sprechleistung P_{out} , Batteriespannung U_b und Lautsprecherwiderstand R_L zwei Größen vorgegeben sein. Für Vollaussteuerung (Begrenzung der Wechselspannungsspannungsamplitude durch die zur Verfügung stehende Gleichspannung) errechnet sich die Sprechleistung der Endstufe zu

$$P_{out} = \frac{U_L^2}{2 R_L} = \frac{[U_b - U_{EM} - 2 \cdot (\bar{U}_{BE} + U_{Crest})]^2}{8 R_L} \quad (4)$$

Die Collectorrestspannung der Treiberstufe sowie die Basis-Emitter-Gleichspannung U_{BE} für den Collectorruhestrom der Endstufen-Transistoren sind darin vernachlässigt. In Gl. (4) bedeutet U_{EM} die Gleichspannung am Emitterwiderstand des Treibertransistors, \bar{U}_{BE} die Steuerspannung der Endstufen-Transistoren für den Collectorstrahlstrom i_C und U_{Crest} die Collectorrestspannung der Endstufen-Transistoren beim Collectorstrahlstrom i_C .

Die Sprechleistung für einen Klirrfaktor $k = 10\%$ ist, je nach Batteriespannung und Sprechleistung, etwa 20 ... 30 % größer als P_{out}

$$P_{out, 10\%} = 1,2 \dots 1,3 \cdot P_{out} \quad (5)$$

Der Collectorstrahlstrom beträgt

$$\dot{i}_C = \sqrt{\frac{2 P_{out}}{R_L}} \quad (6)$$

oder, nach Einsetzen von Gl. (4) in Gl. (6),

$$\dot{i}_C = \frac{U_b - U_{EM} - 2 \cdot (\bar{U}_{BE} + U_{Crest})}{2 R_L} \quad (7)$$

Am Lautsprecherwiderstand ergibt sich für Vollaussteuerung eine Ausgangsspannung von

$$u_L = \sqrt{P_{out} \cdot R_L} \quad (8)$$

Da, wie im Abschnitt 3. erläutert, die im

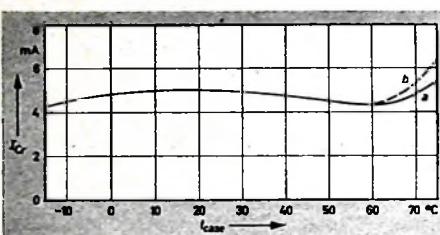


Bild 4. Collectorruhestrom I_{C0} als Funktion der Gehäusetemperatur T_{case} der Endstufen-Transistoren; a) bei Dimensionierung nach Bild 3, b mit gegenüber Bild 3 etwas höheren Widerstandswerten für den Basisspannungsteiler der Endstufen-Transistoren

Betrieb auftretende Verlustleistung des npn-Transistors größer als die des pnp-Transistors ist, muß für die Dimensionierung die Verlustleistung $P_C + E_{(npn)}$ des npn-Transistors errechnet werden. Diese ist bei kritischer Aussteuerung etwa

$$P_C + E_{(npn)} = \frac{(U_b + U_{EM})^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (9a)$$

und darf die maximal zulässige Verlustleistung, welche durch die Umgebungs-temperatur und das Kühlblech beziehungsweise die Gehäusetemperatur gegeben ist, nicht überschreiten. Die Verlustleistung des pnp-Transistors ist geringer und beträgt

$$P_C + E_{(pnp)} = \frac{(U_b - U_{EM})^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (9b)$$

Das Verhältnis beider Verlustleistungen bei kritischer Aussteuerung

$$\frac{P_C + E_{(npn)}}{P_C + E_{(pnp)}} = \left(\frac{U_b + U_{EM}}{U_b - U_{EM}} \right)^2 \quad (10)$$

ist als Funktion der Batteriespannung und mit der Gleichspannung U_{EM} am Emitter-

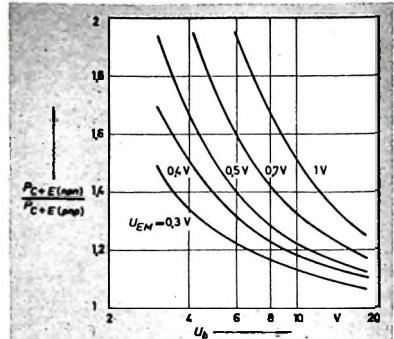


Bild 5. Verhältnis der Verlustleistungen in den Endstufen-Transistoren als Funktion der Batteriespannung U_b mit der Emittergleichspannung U_{EM} am Treibertransistor T2 als Parameter

widerstand als Parameter im Bild 5 dargestellt.

Es muß ein günstiger Kompromiß zwischen Stabilität der Treiberstufe und möglichst geringer Verlustleistung des npn-Transistors gefunden werden. Für eine Batteriespannung $U_b = 9 \text{ V}$ und eine Gleichspannung $U_{EM} = 0.4 \text{ V}$ am Emitterwiderstand ist das Verhältnis der Verlustleistungen bei kritischer Aussteuerung

$$\frac{P_C + E_{(npn)}}{P_C + E_{(pnp)}} = 1,2$$

und steigt bei der kleinsten zu erwarten-den Batteriespannung $U_b = 6 \text{ V}$ auf 1,3 an. Die Berechnung des maximalen Basis- ströms der Endstufen-Transistoren erfolgt mit der minimal vorkommenden Stromverstärkung B_{min} . Man erhält

$$i_{B, max} = \frac{i_C}{B_{min}} \quad (11)$$

Zur Übertragung der tiefen Frequenzen ist eine ausreichende Koppelkapazität C_L zwischen Endstufen-Transistoren und Lautsprecher notwendig. Sie ist für eine gewählte untere Grenzfrequenz f_u etwa

$$C_L \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_u \cdot R_L} \quad (12)$$

(Fortsetzung folgt)

Persönliches

Auszeichnung für Otto Kappelmayer

Am 10. März 1965 wurde Otto Kappelmayer, einer der alten Pioniere des deutschen Rundfunks, mit dem Verdienstkreuz 1. Klasse des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland ausgezeichnet. Damit findet das Wirken eines Mannes die ihm gebührende Anerkennung, dessen Leben ganz im Dienste des Rundfunks und des Fernsehens stand, und der durch heute nicht mehr zu zählende Publikationen wesentlichen Anteil daran hatte, insbesondere in den zwanziger und dreißiger Jahren diese Technik populär zu machen. Gar manchen Ingenieur und Wissenschaftler, der heute an führender Stelle in der Technik steht, hat das kleine Einmaleins der Hochfrequenztechnik aus Kappelmayers frühen Veröffentlichungen gelernt. Anlässlich seines 70. Geburtstages am 27. Mai 1964 haben wir sein Wirken im Heft 11/1964, S. 405, gewürdigt. In vielen Gesprächen und bei vielen Veranstaltungen haben wir unseren Senior-Kollegen als charmanter und geistvoller, nimmer ermüdender Menschen kennengelernt. Neben aller beruflichen Arbeit fand er aber immer auch noch Zeit, sich seinem Hobby zu widmen: den schönen Künsten, vor allem der Musik. Sie gab ihm immer wieder die Kraft zu neuen Arbei-

ten. Möge es Oka, dem 70jährigen mit dem ewig jungen Herzen, nach viele Jahre vergangene sein, seine Erfahrungen unserer Branche nutzbringend zur Verfügung stellen zu können. Das soll unser Wunsch für die Zukunft sein und unser Ausdruck der Freude über die Auszeichnung, die einem hochgeschätzten Kollegen zuteil geworden ist.

E. Sachs — 75 Jahre

Am 28. März 1965 vollendete Ernst Sachs, Gründer und Seniorchef der Firma ERSA Ernst Sachs KG, sein 75. Lebensjahr. Sein Name ist mit der Entwicklung der elektrischen Lötkolben un trennbar verknüpft. Bereits als junger Ingenieur entwarf er die Konzeption für den Bau der damals noch wenig bekannten elektrischen Lötkolben und gründete als 31jähriger im Jahre 1921 in Berlin die Erste Spezialfabrik elektrischer Lötkolben und Lötbäder.

1945 ließ sich Ernst Sachs sen. in Wertheim nieder, wo er aus den schwierigsten Anfängen heraus einen neuen Betrieb errichtete. Kurze Zeit später konnte auch in Berlin die Produktion wieder aufgenommen werden. Die beiden Werke in Wertheim und Berlin liefern regelmäßig in mehr als 100 Länder.

Stereo-Decoder-Baugruppe »327-0001«

Technische Daten

Frequenzgang:	30 ... 15000 Hz \pm 1 dB
Eingangswiderstand:	etwa 100 kOhm
Eingangsspannung (Multiplex-Signal):	min. 70 mV _{ab} max. 1,2 V _{ab}
Ausgangsspannung (an 56 kOhm):	etwa 150 mV bei 70 mV _{ab} Eingangsspannung etwa 2 V bei 1,2 V _{ab} Eingangsspannung
Klirrfaktor:	< 0,3% bei 1 kHz
Übersprechdämpfung:	s. Bild 6
Deemphasis:	50 μ s

19-kHz-Pilottonunterdrückung:	35 dB (am Ausgang)
38-kHz-Hilfsträgerunterdrückung:	40 dB (am Ausgang)
Fremdspannungsbstand:	> 60 dB
Stereo-Anzeige:	Glühlampe 3,8 V, 70 mA
Stromversorgung:	Decoder 12 V, 6 mA Anzeige 12 ... 17 V, 70 mA
Abmessungen:	12 cm \times 7,5 cm \times 4 cm
Bestückung:	3 x TI 414, 2 x AC 122 (AC 126), AC 128, 5 Ge-Dioden

Bei Stereo-Rundfunkempfang schließt sich an den ZF-Verstärker der Stereo-Decoder an, eine Zwischenstufe, die notwendig ist, um das Stereo-Signal zu entschlüsseln (zu decodieren) und in das NF-Nutzsignal umzuwandeln.

Das Stereo-Signal (Multiplex-Signal) setzt sich aus einem Hauptsignal, einem Hilfssignal und dem Pilotenignal zusammen.

1. Hauptsignal: Da bei Stereophonie die Tonfrequenzspannungen von 2 Kanälen links (*L*) und rechts (*R*) übertragen werden sollen, ergibt die Addition beider Einzelsignale das Summen- oder Hauptsignal *L* + *R*, dessen Frequenzen im Bereich von 30 Hz bis 15 kHz liegen.

2. Hilfssignal: Aus den Informationen *L* und *R* wird zusätzlich ein Differenz- oder Hilfssignal *L* - *R* gebildet, dessen Frequenzen ebenfalls (wie beim Summensignal) zwischen 30 Hz und 15 kHz liegen. Da deshalb die Trägerwelle nicht direkt mit *L* - *R* moduliert werden kann, muß das Hilfssignal in einen anderen Bereich transponiert werden: Man moduliert einen 38-kHz-Träger mit dem Differenzsignal und erhält ein unteres (23 ... 37,97 kHz) und ein oberes (38,03 ... 53 kHz) Seitenband.

3. Pilotenignal: Da die Ausstrahlung des 38-kHz-Trägers Aussteuerbereich und Reichweite des Senders vermindern würde, wird der Träger bis auf eine Restamplitude, die kleiner als 1/4 der maximalen Modulationsspannung ist, unterdrückt. Zur Rückgewinnung der (*L* - *R*)-Information wird dieser Hilfsträger wieder benötigt. Deshalb wird senderseitig ein 19-kHz-Pilotton mit einem definierten Frequenzhub zugesetzt, aus dem auf der Empfangsseite durch Frequenzverdopplung oder durch Synchronisation eines Oszillators der 38-kHz-Träger zurückgewonnen wird.

Mit dem Stereo-Multiplex-Signal wird nun der UKW-Sender frequenzmoduliert, und das angewendete Verfahren wird als FCC- oder Pilotton-Verfahren bezeichnet. Die Anwendung dieses Verfahrens erfordert empfangsseitig eine Trennung des Pilottons vom Summen- und Differenzsignal, um den 38-kHz-Träger zu gewinnen.

nen. Außerdem kann noch eine zusätzliche Zerlegung und getrennte Behandlung von Summen- und Differenzsignal erfolgen, die aber meist sehr aufwendig ist.

Gleichgültig, auf welche Weise die Behandlung des Multiplex-Signals erfolgt, sind bestimmte Grundforderungen an den Decoder zu stellen, die im folgenden erläutert sind.

1. Grundforderungen an den Stereo-Decoder

Wichtige Kriterien für die ordnungsgemäße Funktion eines Decoders sind seine Übersprechdämpfung, Verzerrungsfreiheit, sein Störabstand und Frequenzgang, geringe Temperaturabhängigkeit sowie hohe Eingangsempfindlichkeit.

1.1. Übersprechdämpfung

Von den Rundfunkanstalten wird zwischen den beiden Kanälen *L* und *R* eine Übersprechdämpfung besser 30 dB bis zu 10 kHz eingehalten. Obwohl bisher noch keine genauen Untersuchungen bekannt sind, welche Übersprechwerte als Minimalwerte zugelassen werden können, sollte man versuchen, die vom Sender gehaltenen Werte auch im Decoder zu realisieren. Ein Normungsvorschlag¹⁾ sagt zwar aus, daß im Bereich von 200 Hz ... 6,3 kHz eine Übersprechdämpfung von ≥ 20 dB und von 6,3 ... 10 kHz ≥ 15 dB einzuhalten ist, doch ist der Verfasser nach seinen eigenen Untersuchungen der Meinung, daß ein Gewinn an Durchsichtigkeit des Klangbildes eintritt, wenn die Übersprechdämpfung größer als 20 dB ist. Wenn außerdem die Übersprechdämpfung stark abhängig von der Modulationsfrequenz ist, so erfolgt im Wiedergaberaum bei derselben Schallquelle eine unterschiedliche Ortung für den Grundton und dessen Obertöne, wobei die scheinbaren Orte der Schallquelle sehr stark auseinanderfallen. Eine Verminderung der Übersprechdämpfung bei 5 kHz um etwa 6 dB, bei 10 kHz um ungefähr 10 dB und bei 15 kHz um etwa 12 ... 14 dB, ausgehend von einer Dämpfung um 35 dB bei 1 kHz, wird für vertretbar gehalten.

1) DIN 45 500, Bl. 2; Entwurf Januar 1965

Ist bei der Kontrolle eines Decoders die Übersprechdämpfung zu stark frequenzabhängig, so kann mit Sicherheit gesagt werden, daß größere Phasenfehler zwischen Hilfsträger und Differenzsignal oder zu wenig Differenzsignal-Anteile vorhanden sind. Außerdem kann auch die Amplitude des Hilfsträgers zu klein sein, die ja unabhängig von der Grundschaltung des Decoders für die Rückgewinnung des Differenzsignals bestimmd ist.

1.2. Verzerrungsfreiheit

Die Hilfsträgeramplitude und ihre Phasenlage beeinflussen den Klirrgrad des Decoders, der einen Höchstwert von 0,5% nicht überschreiten sollte. Abgleichfehler der Hilfsträgerkreise, die zu starke Amplituden- und Phasenänderungen bewirken, sowie falsch gewählte Arbeitspunkte für die Demodulatordioden erhöhen den Gesamtklirrfaktor.

1.3. Frequenzgang

Im Hörbereich (30 Hz ... 15 kHz) sollte ein gerader Frequenzgang mit einem Abfall von ± 1 dB an den Bandgrenzen eingehalten werden. Eine größere Abweichung ist im Interesse der übrigen Eigenschaften nicht zulässig.

1.4. Störabstand

Beim Zusetzen des 38-kHz-Trägers zur Modulation ist ein günstiges Amplitudenverhältnis zu wählen, da sich zu kleiner oder zu großer Träger als erhöhtes Rauschen bemerkbar macht. Zudem kann bei Decodern mit gemeinsamem Weg für Summen- und Differenzsignal an den Dioden ein zusätzliches Gemisch möglicher Kombinationsfrequenzen mit dem Pilotton und der Hilfsträgerfrequenz entstehen, was sich ebenfalls wie ein erhöhtes Rauschen auswirken kann.

Da der Störabstand bei Stereo-Sendungen (breiteres Frequenzband und eingelagerter Hilfsträger) gegenüber Mono-Sendungen ohnehin um etwa 20 dB schlechter ist, muß verlangt werden, daß eine weitere Verschlechterung durch Fehler im Decoder mit Sicherheit vermieden wird.

1.5. Temperaturabhängigkeit, Empfindlichkeit

Da Amplituden- und Phasenlage des Hilfsträgers Übersprechdämpfung und Klirrgang beeinflussen, muß dafür gesorgt werden, daß die bestimmenden Kreise sich bei Temperaturschwankungen nicht verstimmen. Ihr *L/C*-Verhältnis und der Temperaturkoeffizient der Kondensatoren müssen entsprechend ausgewählt sein. Außerdem sollen Decoder, die von Transistorverstärkern mit meist niedrigerem Pegel angesteuert werden, eine hohe Empfindlichkeit haben, damit der Hilfsträger groß genug ist. Da auch an eine Verwendung hinter Röhrenverstärkern gedacht ist, müssen auch größere Eingangsspannungen zulässig sein, wobei die Übersprechdämpfung konstant bleiben soll.

1.6. Stereo-Anzeige

Um den Empfang einer Stereo-Sendung anzuzeigen, haben Decoder (auch wenn eine manuelle Umschaltung Mono/Stereo

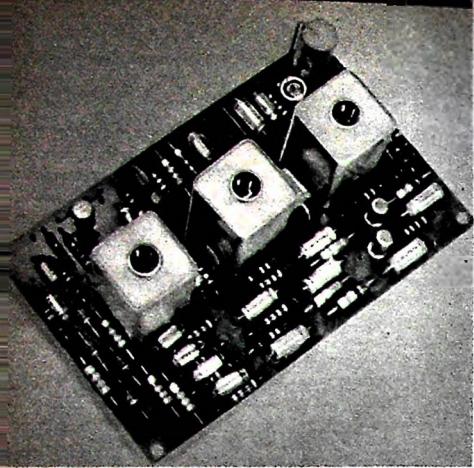


Bild 1. Stereo-Decoder-Baugruppe „327-0001“

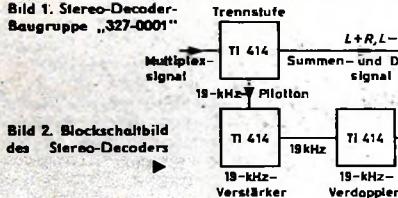


Bild 2. Blockschaltbild des Stereo-Decoders

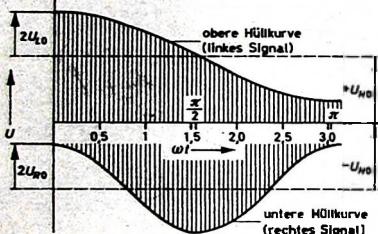


Bild 3. Darstellung der Funktionen nach Gl. (5) und Gl. (6)

nicht erforderlich ist) meist eine Schaltstufe für den Anschluß eines Indikators (Glühlampe, Magisches Auge, Drehspulmeßwerk). Dabei wird die Schaltstufe (Transistor oder Röhre) vom 19-kHz-Pilotton (oder dem 38-kHz-Hilfsträger) gesteuert.

2. Schaltung

Es gibt – wie schon angedeutet – viele Verfahren zum Decodieren eines Multiplex-Signals, die alle ihre Vor- und Nachteile haben, denn wirklich exakt lassen sich alle Grundforderungen nur mit großem Aufwand erfüllen. Der Stereo-Decoder „327-0001“ von Görler (Bild 1) stellt mit der gewählten Schaltung eine Lösung dar, die bei geringstem Aufwand die gestellten Forderungen weitgehend erfüllt.

Wie dem Blockschaltbild (Bild 2) zu entnehmen ist, arbeitet er nach dem Verfahren der Hüllkurven-Spitzenrichtung: Mit zwei entgegengesetzten gepolten Diodenpaaren wird das aus $L + R$ und $L - R$ sowie dem zugesetzten Träger bestehende Frequenzgemisch abgetastet.

Dabei entsteht in einem Diodenweg das L -Signal, im anderen das R -Signal. Die am Demodulationsvorgang beteiligten Größen bestehen also aus dem Summensignal ($L + R$), ferner dem Differenzsignal ($L - R$) $\cos \Omega_B t$ und dem Hilfsträger $U_H = U_{H0} \cos \Omega_H t$, wobei $R = U_R = f(t)$ und $L = U_L = f(t)$ zu setzen ist.

Für das Signalgemisch U_D ergibt sich

$$U_D = (U_R + U_L) + [(U_L - U_R) + U_{H0}] \cdot \cos \Omega_B t. \quad (1)$$

Zum Zeitpunkt $\Omega_B t = 0$ (Trägerfrequenz mit positivem Scheitelpunkt) geht Gl. (1) über in den Ausdruck

$$U_D = U_R + U_L + U_L - U_R + U_{H0} \\ = 2 U_L + U_{H0}. \quad (2)$$

Zum Zeitpunkt $\Omega_B t = \pi$ (Trägerfrequenz mit negativem Scheitelpunkt) folgt aus Gl. (1)

$$U_D = U_R + U_L - U_L + U_R - U_{H0} \\ = 2 U_R - U_{H0}. \quad (3)$$

Berücksichtigt man ferner, daß U_L und U_R zeitabhängige Größen der Form

$$U_L = U_{L0} \cdot \cos \omega_L t \text{ und} \\ U_R = U_{R0} \cdot \cos \omega_R t \quad (4)$$

sind, so erhält man aus Gl. (2) und Gl. (3)

$$2 U_L + U_{H0} = 2 (U_{R0} \cdot \cos \omega_L t) + U_{H0} \quad (5)$$

$$2 U_R - U_{H0} = 2 (U_{L0} \cdot \cos \omega_R t) - U_{H0}. \quad (6)$$

Übersteuerung von T_3 bildet sich die 2. Harmonische, also die Frequenz 38 kHz. In der Collectorleitung von T_3 liegt ein 38-kHz-Filter $F III$, dessen niederohmige Sekundärwicklung als Bifilarwicklung mit Mittelanzapfung ausgeführt ist. An diese Anzapfung werden das vom Emitter des Transistors T_1 abgenommene Summen- und Differenzsignal geführt. Mit $R 5$ kann man eine Phasenkorrektur vornehmen bevor das Summen- und Differenzsignal zum Hilfsträger addiert wird. Die beiden addierten und in der Phase um 180° gegenüberliegenden Spannungen gelangen zu den Dioden D_1 , D_3 sowie D_2 , D_4 und werden demoduliert. Die Diodenarbeitswiderstände sind mit dem Minuspol beziehungsweise dem Pluspol der Speisespannung verbunden, wodurch sie in Durchlaßrichtung vorgespannt sind. Diese Vorspannung ist so groß, daß die Dioden bei Mono-Empfang das Eingangssignal unverzerrt weiterleiten.

Nach der Deemphasis erfolgt die Nachverstärkung des Nutzsignals mit den Transistoren T_5 und T_6 , so daß selbst bei kleinem Multiplex-Signal genügend Nutzspannung für die Ausspeisung des nachfolgenden NF-Verstärkers zur Verfügung steht.

Den jeweiligen Betriebszustand des Decoders zeigt Bild 3. Man erkennt, daß durch die obere Hüllkurve nur das linke, durch die untere nur das rechte Signal ausgedrückt wird. Ferner ist zu entnehmen, daß U_{H0} stets größer als $2 U_{R0}$ beziehungsweise $2 U_{L0}$ sein muß. Eine gute Trennung der beiden Kanäle liegt außerdem nur dann vor, wenn reine Spitzengleichrichtung angewendet wird.

Bild 4 zeigt das vollständige Schaltbild des Stereo-Decoders „327-0001“. Das vom ZF-Verstärker kommende Multiplex-Signal gelangt an den Eingangs-Transistor T_1 , dessen Arbeitspunkt so gewählt ist, daß auch größere Signale verarbeitet werden können. Während das Summen- und Differenzsignal am Emitter von T_1 abgenommen werden, gelangt das Piloten-Signal über das Filter $F I$ im Collectorkreis von T_1 auf die Transistorstufe T_2 , wo es verstärkt und über ein weiteres Filter $F II$ dem Transistor T_3 zugeführt wird. Infolge

3. Kenndaten des Stereo-Decoders

Auf S. 245 sind die Kenndaten des Decoders zusammengestellt. Den Verlauf der Übersprechdämpfung in Abhängigkeit vom Piloten-Signal zeigt Bild 5, während die Abhängigkeit der Übersprechdämpfung von der Modulationsfrequenz im Bild 6 dargestellt ist.

4. Zusammenschaltung mit Tuner und ZF-Verstärker

Erfolgt die Zusammenschaltung mit Röhren-ZF-Verstärkern oder ZF-Verstärkern anderer Fabrikate, so ist für den Decoder im allgemeinen ein Nachgleich erforderlich.

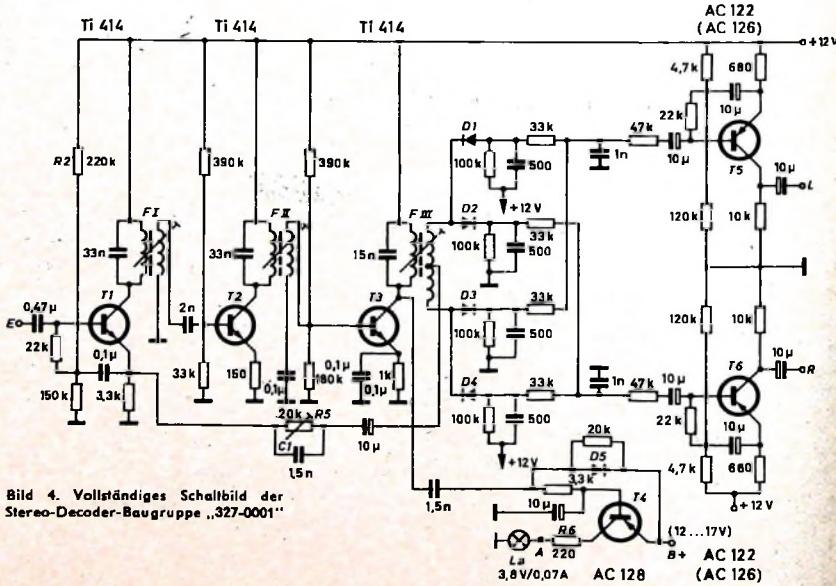


Bild 4. Vollständiges Schaltbild der Stereo-Decoder-Baugruppe „327-0001“

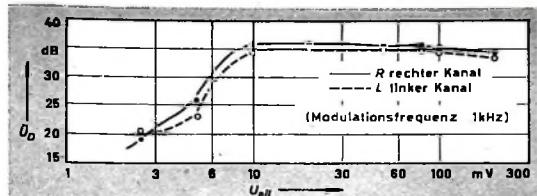
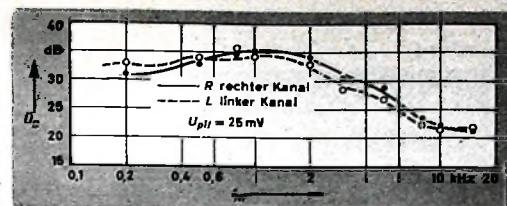


Bild 5. Überkopfdämpfung U_B als Funktion des Pilotensignals U_{PI}

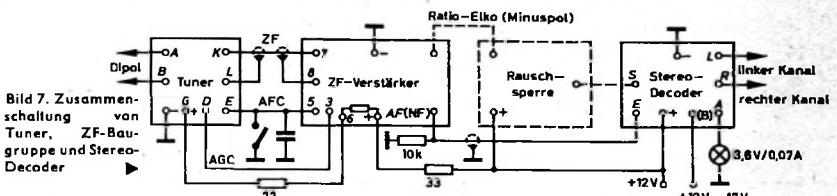
Bild 6. Überkopfdämpfung U_B als Funktion der Modulationsfrequenz f_M



lich, der in nachstehender Reihenfolge durchzuführen ist:

- Nachgleich der 19-kHz-Kreise (nur mit Pilotton); Filter F_I auf Maximum, Filter F_{II} auf Maximum.
- Nachgleich des 38-kHz-Kreises (nur mit Pilotton); Filter F_{III} auf Maximum. Dabei muß die Pilottonspannung $\leq 10 \text{ mV}_{AS}$ sein, da sonst der 38-kHz-Kreis nicht abgleichbar ist (Begrenzung durch T_3).
- Nachgleich der Überkopfdämpfung; Regler R_5 bei 1 kHz so einstellen, daß optimale Trennung zwischen R und L erreicht wird.

Die Zusammenschaltung des Stereo-Decoders „327-0001“ mit UKW-Tuner- und ZF-Verstärker-Baugruppen von Görler ist im Bild 7 gezeigt. Für die Zusammenschaltung mit dem Decoder eignen sich hauptsächlich folgende Görler-Baugruppen: Transistor-Variometer-Tuner „312-0036“



Dreifachdrehkondensator-Tuner „312-2225/26“

Vierfachdrehkondensator-Tuner „312-2404“¹⁾

3stufiger FM-ZF-Verstärker „322-0015“

4stufiger FM-ZF-Verstärker „322-0020“

4stufiger AM/FM-ZF-Verstärker „322-0018“²⁾

Wenn das starke Rauschen, das beim Abstimmvorgang zwischen den einzelnen

UKW-Sendern hörbar wird, unterdrückt werden soll, empfiehlt sich das Zwischenschalten der Rauschsperrstufe „326-0003“. Widerstand R_2 im Decoder ist dann zu entfernen.

¹⁾ Demtröder, H.: Tuner-Baugruppe „312-2404“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 1, S. 16-17.

²⁾ Demtröder, H.: ZF-Verstärker-Baugruppe „322-0018“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 3, S. 98, 100 und 102

P. BURKOWITZ, Carl Lindström GmbH, Köln

Ablastung von Stereo-Schallplatten mit Mono-Ablastsystemen

Als in den Jahren 1957/58 die Zweikomponentenschaltung (45°-Aufzeichnung) für die Stereo-Schallplatte international eingeführt wurde, war man sich von vornherein darüber im klaren, daß eines Tages die Frage der Abspielbarkeit dieser Stereo-Platten mit Mono-Ablastsystemen aktuell werden würde. Es handelt sich dabei um die Frage der Kompatibilität (Verträglichkeit), wobei zunächst dahingestellt bleiben möge, ob diese Kompatibilität künstlerisch und technisch mehr oder weniger perfekt ist. Entscheidend ist, daß die Kompatibilität grundsätzlich überhaupt gegeben ist.

Eine Mitteninformation (Schallquelle in der Mitte des Schallereignisses) ist auf der Stereo-Platte genauso wie auf der Mono-Platte in reiner Seitenschrift aufgezeichnet. Alle links oder rechts von der Mitte befindlichen Schallquellen werden bei der Überspielung vom Magnetband auf die Lackfolie durch eine schräg verlaufende Bewegung des Schniedelstiftes eingeschrieben, die man sich aus einer waagerecht und senkrecht gerichteten Bewegung des Schniedelstiftes zusammen gesetzt vorstellen kann. Der Mono-Tonabnehmer ist für Nadelauslenkungen in der Senkrechten elektrisch unempfindlich. Um mit ihm eine Stereorille und damit die dort auch in den Senkrechten vorhandene Aufzeichnungskomponente mechanisch abtasten zu können, genügt es, wenn die mechanische Nachgiebigkeit des Abtastsystems genügend groß ist. Die einfachen Mono-Tonabnehmer haben vielfach verhältnismäßig lange und nachgiebige Nadelhalter und sind damit durchaus in der Lage, auch Sterorillen abzutasten, vor allem dann, wenn der Abtaststift mit 25 µm Verrundungsradius ganz am vorderen Ende des Nadelträgers angebracht ist.

Neben der Nachgiebigkeit (compliance) des Abtastsystems spielt auch der Radius der Abtastspitze eine wichtige Rolle. Die halbkugelförmige Spitze taucht in die Schallrille ein und muß dort sicher geführt werden. Sie darf selbst bei den größten Rillenauslenkungen nicht herauspringen. Dazu müssen drei Voraussetzungen erfüllt sein:

1. Die Rillenbreite muß an jeder Stelle größer als der Abstand der Berührungsstelle der Abtastspitze sein.

2. Die statische Auflagekraft muß so groß sein, daß die Spitze des Abtaststiftes nicht aus der Schallrille springen kann.

3. Die effektiv wirksame Masse der Abtastspitze muß so klein sein, daß diese auch den Auslenkungen bei den höchsten aufgezeichneten Frequenzen folgen kann. Dazu muß die abwärts gerichtete Auflagekraft immer größer sein als die aufwärts gerichtete Gegenkraft, die infolge der Bewegung der Schallrille gegen die Abtastspitze entsteht;

Nach DIN 45 546 und DIN 45 547 soll die Sterorillen mindestens 40 µm breit sein. Diese Breite reicht gerade noch aus, die Spitze eines Mono-Abtasters mit 25 µm Verrundungsradius zu führen, denn die Berührungsstelle der Abtastspitze mit den beiden um 45° gegen die Senkrechte geneigten Rillenwänden sind dann um $2 \times 25 \mu\text{m}/\sqrt{2} \approx 35 \mu\text{m}$ voneinander entfernt. Das bedeutet, daß die Mono-Spitze an der schmalsten Stelle der Schallrille immer noch etwa 2,5 µm tief eintaucht. Tatsächlich ist die Eintauchtiefe infolge der elastischen Nachgiebigkeit des Plattenmaterials noch etwas größer. Rund 3 µm Eintauchtiefe ist zwar nicht viel, aber die minimale Rillenbreite tritt ja auch nur dann auf, wenn bei der Aufnahme links und rechts extrem laute Schallquellen vorhanden waren.

Obwohl diese theoretischen Überlegungen zeigen, daß es zulässig sein müßte, Sterorillen mit Mono-Tonabnehmern abzutasten, waren sich die Experten in allen Ländern darüber einig, daß man davon abraten sollte. Sterorillen mit 25-µm-Mono-Systemen abzutasten, weil damals fast nur solche Abtastsysteme vorhanden waren und man über deren Eigenschaften und Betriebsverhalten noch kein genügend klares Bild hatte.

Seitdem hat sich vieles geändert. Die modernen Abspielgeräte und Abtastsysteme lassen sich kaum mit denen von Anfang bis Mitte der 50er Jahre vergleichen. Diese alten und zum Teil mit Recht als „Plattenmörder“ verwurzelten Geräte verschwinden mehr und mehr, und seit 1960 werden auch Mono-Abspielgeräte vielfach nur noch mit Stereo-Abtastsystemen geliefert oder mit Mono-Systemen, die auch in der senkrechten Rich-

tung eine genügend große Nachgiebigkeit haben. Damit war der Zeitpunkt gekommen, die Frage zu prüfen, ob als Folge der inzwischen erreichten technischen Fortschritte eine Lockerung der alten einschränkenden Empfehlungen möglich ist.

Alle führenden Firmen haben solche Untersuchungen angestellt. Bereits Ende 1963 gab es viele Anzeichen dafür, daß die Anzahl der für Stereo-Platten ungeeigneten Abspielgeräte so vernachlässigbar klein geworden war, daß man die alte Einschränkung hätte fallenlassen können. Trotzdem suchte man noch nach einem einfachen und sicheren Kriterium dafür, ob ein Gerät zum Abspielen von Stereo-Platten geeignet ist oder nicht. Diese Entscheidung läßt sich ganz einfach treffen, wenn man eine neue Stereo-Platte auf dem zu beurteilenden Gerät abspielt. Ist das Gerät ungeeignet, dann ist die Wiedergabe so verzerrt und verklärt, daß auch das musikalisch ungeschulte Ohr die Wiedergabekennlinie als indiskutabel erkennt.

Während bisher der Ablaufhinweis, Stereo-Platten nur mit Stereo-Tonabnehmern abzutasten, den Kunden vor Schaden bewahren sollte, könnte jetzt immer häufiger der Fall eintreten, daß der Käufer wegen dieses Ablaufhinweises weiterhin nur Mono-Platten kauft, obwohl sein Abspielgerät „mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit“ schon für Stereo-Platten geeignet ist. Er begibt sich damit nämlich der Möglichkeit, bei der einen Tagen doch fällig werdenden Umstellung seiner Anlage auf Stereo, die vorhandenen Platten in der besseren Stereo-Qualität wiedergeben zu können.

Alle diese Überlegungen veranlaßten die Carl Lindström GmbH, bei den meisten haus-eigenen Veröffentlichungen den Vermerk „Auch Mono abspielbar“ anzubringen. Für die so gekennzeichneten Platten erübrigt sich die Herstellung einer Mono-Version. Ebenso werden Neuerscheinungen und Neuauflagen – wenn immer nur möglich – nur noch in Stereo oder Breitklang geliefert werden. Einen solchen Entschluß kann jeder Hersteller nur für sich treffen. Namhafte Fachhändler haben in den letzten Jahren übrigens mit dem ausschließlichen Verkauf von Stereo-Platten beste Erfahrungen gemacht. Die Reklamationen von Kunden, die Stereo-Platten auf Mono-Geräten abgespielt hatten, waren praktisch Null. Es ist deshalb zu erwarten, daß sich dieser Entschluß zum Vorteil aller Beteiligten auswirken wird.

Für den Tonbandamateuer

Universelle Regieanlage mit Richtungsmischern

H. SCHMIDT, BASF, Ludwigshafen

Summen- und Hallverstärker

In den vorangegangenen Beiträgen wurden – neben dem grundsätzlichen Aufbau der Regieanlage (Richtungsmischer), Klangentzerrerbaustein¹⁾ und Präsenzfiltterbaustein²⁾ behandelt. Im folgenden ist der Summenverstärker einschließlich Kanalankopplung und Halleinspeisung beschrieben, und zwar wiederum für Röhren- oder Transistorbestückung. Als Halleinheit wurde die ausschließlich mit Transistoren bestückte Ausführung „HVS 1“ von Grundig gewählt. Dabei ging der Verfasser davon aus, daß der Selbstbau eines Nachhallgerätes schwierig ist und sich auch finanziell kaum lohnt.

1. Summenverstärker mit Röhrenbestückung

Bild 1 zeigt die Schaltung des zweikanalig ausgeführten Summenverstärkers und der Hallzumischung. Das erste Röhrensystem arbeitet als Mischstufe für die von den Richtungsmischern RM_1 und RM_2 sowie dem Eingang C (s. Blockschaltbild im Heft 4/1964, S. 131) zugeführten Signale A_L , B_L , C_L beziehungsweise A_R , B_R , C_R . Die Knotenpunktewiderstände R_{KN} wirken als Gegenkopplungswiderstände mit den Sum-

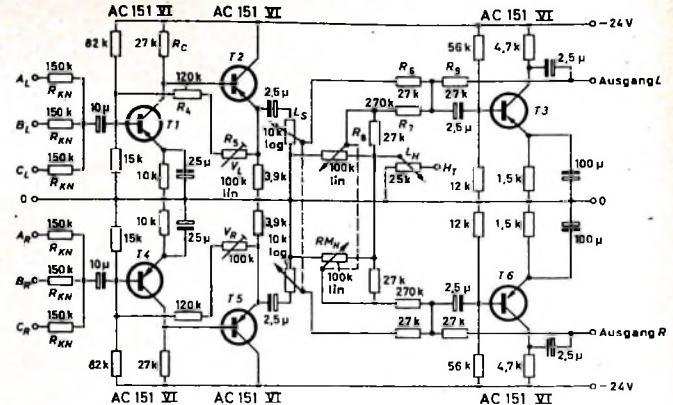
¹⁾ Schmidt, H.: Universelle Regieanlage mit Richtungsmischern - Aufbau der Regieanlage - Richtungsmischer. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 4, S. 131-132

²⁾ Langenholt, P. W.: Universelle Regieanlage mit Richtungsmischern - Klangentzerrerbaustein. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 5, S. 171-172

³⁾ Langenholt, P. W.: Universelle Regieanlage mit Richtungsmischern - Präsenzfiltterbaustein. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 6, S. 218, 220

⁴⁾ Raumhalleinrichtung „HSV 1“. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 3, S. 71

Bild 3. Schaltung des mit Transistoren bestückten Summenverstärkers



Universaloszillograf »ROG 7«

Ein vielseitig verwendbarer 7-cm-Oszillograf in Flachbauform

Der Oszillograf „ROG 7“ dient zur Beobachtung und Darstellung elektrischer Vorgänge im Frequenzbereich 5 Hz ... 3 MHz. Er eignet sich daher nicht nur zum Einsatz in der Niederfrequenztechnik und Elektronik, sondern ist auch in der Rundfunk- und Fernsehtechnik ein wertvolles Hilfsmittel bei der Durchführung von Prüf- und Service-Arbeiten.

Elektrisch wie auch mechanisch hat das Gerät sehr gute Eigenschaften; es wurde vor allem unter dem Gesichtspunkt des leichten Selbstbaues eines leistungsfähigen, stabilen und betriebssicheren Oszillografen entwickelt.

Schaltung

Die Gesamtschaltung (Bild 1) ist – sieht man von dem Netzteil und der Verdrahtung der DG 7-32 ab – in vier gedruckte und mit dem Bestückungsplan versehene Leiterplatten aufgeteilt: Eingangsteiler, Vertikalverstärker, Horizontalverstärker mit Zeitablenkgenerator und Kondensatorplatte für Zeitablenkeiteil.

Eingangsteiler

Die Empfindlichkeit des Vertikalverstärkers kann mit Hilfe des in fünf Stufen einstellbaren und frequenzkompensierten Verteilers eingestellt und mit dem Y-Amplitudenregler „y-ampl.“ kontinuierlich im Verhältnis 1 : 5 geregelt werden. Meistens erübrigt sich daher in der Praxis die Vorschaltung eines Teilerkopfes, da die letzte Stufe des Eingangsabschwächers eine interne Verteilung von 500 : 1 gestattet. In Stellung 1 (1 : 1) hat der Oszillograf eine hohe Empfindlichkeit von 25 mV_{BS}/cm bei einer Bandbreite von 3 Hz ... 3 MHz (-6 dB). Dadurch wird die Darstellung auch von Spannungen mit kleiner Amplitude gewährleistet.

Vertikalverstärker

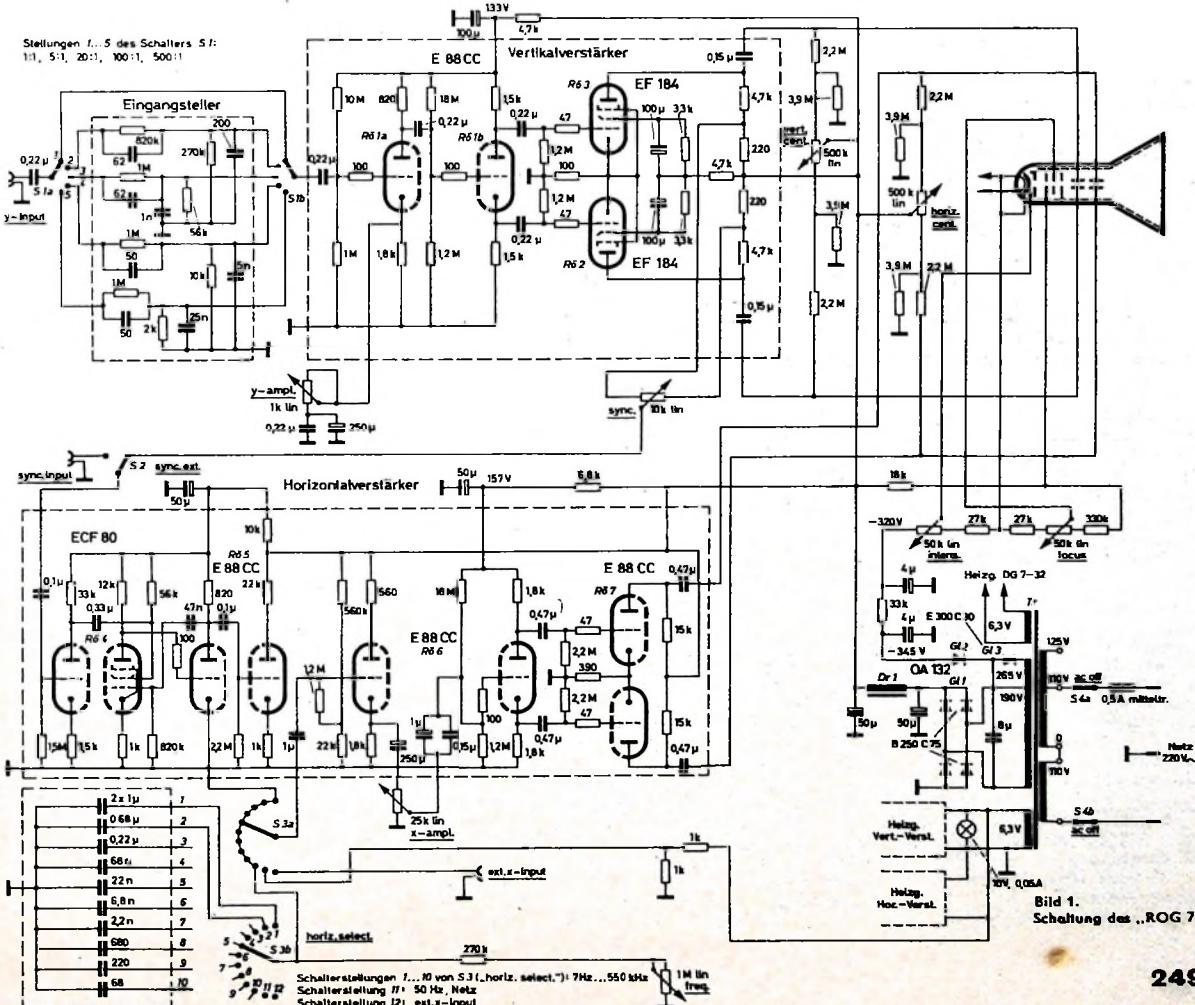
Damit eine hohe Empfindlichkeit auch bei größerem Frequenzbereich erreicht werden kann, wurde der Vertikalverstärker im Eingang mit der steilen Doppeltriode E 88 CC bestückt. Auf Grund der Schaltungsauslegung arbeiten die beiden Sy-

steme Rö 1a und Rö 1b mit hochliegender Kathode; die Steuergitter erhalten also gegenüber über Masse eine positive Spannung. Diese Schaltungsart und die Verwendung von engtolierteren Röhren gewährleisten stabile Arbeitspunkte sowie eine weitgehende Ausschaltung von Röhrenstreuungen. Der Y-Amplitudenfeinregler „y-ampl.“ liegt im Katodenkreis des ersten Triodenstems Rö 1a der E 88 CC. Das hat den Vorteil einer weitgehenden frequenzunabhängigen Feinregelung. Das zweite Triodenstems Rö 1b der E 88 CC wird als Phasenumkehreröhre in Katodyn-Schaltung verwendet und liefert die zur Aussteuerung der Gegenakt-Endstufe Rö 2, Rö 3 (2 × EF 184) erforderlichen amplitudengleichen und um 180° phasenverschobenen Steuerspannungen. Durch die symmetrische Speisung der Vertikalablenkplatten werden Bildunschärfen stark verringert.

Zeitablenkteil

und Horizontalverstärker

Das Triodenstems von Rö 4 (ECF 80) wird zur Synchronisationsverstärkung verwendet. Der Pentodenteil dieser Röhre arbeitet zusammen mit dem ersten Triodenstems von Rö 5 als Multivibrator und erzeugt eine lineare Sägezahnschwingung. Die in zehn Stufen aufgeteilte Zeitablenkung mit einem weiten Ablenkbereich von 7 Hz ... 550 kHz ist mit Hilfe des Reglers „freq.“ in jeder Stufe fein regelbar, so daß



Technische Daten

Y-Verstärker

Frequenzbereich:

- 5 Hz...1 MHz bei 1 dB Abfall
- 4 Hz...2 MHz bei 3 dB Abfall
- 4 Hz...3 MHz bei 6 dB Abfall

Empfindlichkeit:

- 25 mV/cm; max. Spannung bei einer Schirmausnutzung von 50 mm und interner Verteilung 500:1 etwa 300 V_m

Interne Verteilung:

- in Stufen 1:1, 5:1, 20:1, 100:1, 500:1; stetig regelbar 5:1

Eingangswirkwiderstand:

- 0,9...1 MΩ

Eingangswirkwiderstand: 0,9...1 MΩ

Ohmscher Eingangswiderstand: unendlich

- Eingangskapazität: etwa 50 pF

- Max. zuläss. Gleichspannung: 630 V

X-Verstärker

Frequenzbereich:

- 7 Hz...2 MHz (bei 4 dB Abfall)

Empfindlichkeit:

- 0,7 V_m/cm; Amplitude stetig regelbar

Eingangswirkwiderstand: 1,2 MΩ

Ohmscher Eingangswiderstand: unendlich

Eingangskapazität: etwa 5 pF

Max. zuläss. Gleichspannung: 400 V

Zeitablenkung:

- 7 Hz...550 kHz in 10 Stufen; 50-Hz-Sinusablenkung und externer X-Eingang; Feinregelung jeder Stufe (mindestens 15% Überlappung je Stufe)

Synchronisierung:

- Kontinuierlich einstellbare Eigensynchronisierung, positiv und negativ;
- Eingang für Fremdsynchronisierung

Weitere Daten

Elektronenstrahlröhre:

- DG 7-32; ausnutzbare Schirmdurchmesser in beiden Richtungen 60 mm; Abschirmung durch Mu-Metall-Zylinder; Bildstand horizontal und vertikal regelbar

Röhren (außer Bildröhre):

- 4 x E 88 CC, 2 x EF 184, ECF 80

Stromversorgung, Leistungsaufnahme:

- 110, 125 oder 220 V_~; 42 W

Abmessungen und Gewicht:

- 305 mm x 135 mm x 220 mm; 5,7 kg

Vorteilhaft ist auch die Anordnung sämtlicher Bedienungselemente an der eindeutig beschrifteten Frontseite des Gerätes. Alle Eingänge, die mit HF-sicheren Koaxbuchsen ausgerüstet sind, befinden sich ebenfalls an der Frontseite. Die Regler für die horizontale und die verti-

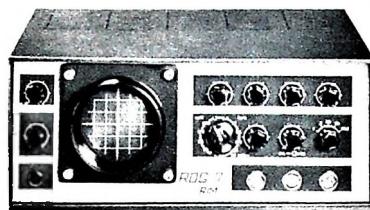


Bild 2. Blick auf die Vorderfront des Universaloszillografen „ROG 7“

kale Bildlage, Schärfe und Helligkeit sind links neben dem Bildschirm angebracht. Die Oszillografen-Röhre DG 7-32 hat zum Schutz gegen magnetische Streufelder einen Mu-Metall-Abschirmzylinder und zur Kontrastverstärkung vor dem Bildschirm eine Rasterscheibe.

Die gedrehte Blende der Oszillografenröhre ist so ausgelegt, daß auch bei Nebenlicht eine bequeme Beobachtung des Bildes möglich ist.

Zubehör

Zum Erreichen eines optimalen Einblickwinkels gibt es einen Haltebügel, der eine Schrägaufstellung des Oszillografen gestattet und gleichzeitig als Transporthalterung verwendet werden kann. Als weiteres Zubehör sind lieferbar: Demodulator-tastkopf, Teilerkopf und Meßleitung mit Koaxstecker.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSTRAH

brachte im Märzheft unter anderem folgende Beiträge:

Der heutige Stand der Kaltkatodenentwicklung

Neue Gesichtspunkte für die Dimensionierung von Netzgleichrichtern

Ein transistorisierter Impulsgenerator mit variablen exponentiellen Anstiegs- und Abfallzeiten

Ein spaltloser Wiedergabekopf zur außermündlichen Abtastung von Magnetbandaufzeichnungen

Das Impulsverhalten des unsymmetrischen Differenzverstärkers nach McFee

Die flexible gedruckte Schaltung

Neue Entwicklungen auf dem Halbleitergebiet — Eine Halbleiter-Philosophie

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

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 11,50 DM vierjährlich,
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**

der gesamte Ablenkbereich bis 550 kHz (Überlappung je Stufe mindestens 15 %) voll ausgenutzt werden kann. Die feine Unterteilung der Zeitablenkung gewährleistet eine einwandfreie Synchronisation der Zeitbasis. Alle die Ablenkfrequenz bestimmenden Kondensatoren sind auf einer besonderen gedruckten Leiterplatte zusammengefaßt. Der Zeitablenkschalter S 3 „horiz.-select.“ hat außer der Schalterebene S 3 noch eine Schalterebene S 3a zur Synchronisation mit der Netzfrequenz.

Ein Synchronisationsregler „sync.“ ermöglicht sowohl eine negative als auch positive Synchronisation des Signals.

Der auf den Zeitablenkgenerator folgende Horizontalverstärker enthält ausschließlich Langlebensdaueröhren E 88 CC. Das erste Triodensystem von Rö 6 arbeitet als Impedanzwandler, damit die kontinuierlich mit „x-ampl.“ einstellbare X-Amplitudenregelung frequenzunabhängig arbeitet. Die X-Amplitudeneinstellung ist daher stetig veränderbar und wegen des relativ niedrigohmigen Reglers frequenzunabhängig. Darauf folgen Phasenumkehrstufe (zweites System von Rö 6) und Gegentakt-Endstufe Rö 7 zur symmetrischen Speisung der X-Ablenkplatten.

Da der Vertikal- und der Horizontalverstärker im Frequenzgang nahezu gleich sind und der Horizontalverstärker zusätzlich auch einen besonderen Eingang „ext. x-input“ hat, besteht bei Stellung 12 des Schalters S 3 die Möglichkeit, Frequenzmessungen mittels Lissajous-Figuren weit über die Frequenzgrenzen hinaus durchzuführen (ohne besonders merkbare Phasenverschiebung; Ablenkung in beiden Richtungen symmetrisch).

Netzteil

Der Netzteil wurde sehr wirtschaftlich ausgelegt. Der Wickelraum des Netzttransformatoren Tr ist optimal ausgenutzt, ohne daß dabei der Netztrafo überlastet wird. Die Gewinnung der Anodenspannung für die Verstärkerröhren erfolgt über den Brückengleichrichter Gl 1. Für die Siebung sind reichlich dimensionierte Elektrolyt-

kondensatoren und eine Drossel Dr 1 eingesetzt, damit – bei günstigem Siebfaktor – kein zu großer Spannungsabfall durch die einen verhältnismäßig großen Strom ziehenden Verstärkerröhren E 88 CC und EF 184 entsteht.

Die Gleichrichterwicklung von Tr ist durch eine Zusatzwicklung aufgestockt, die zur Erzeugung einer negativen Spannung von -345 V dient. Gl 3 (E 300 C 30) hebt zunächst den positiven Anteil der Wechselspannung (auf Masse bezogen) auf, so daß an Gl 2 (Siliziumdiode OA 132) nur eine negative pulsierende Spannung auftritt. Die Diodensperrspannung ist daher nur so groß wie die ausgangsseitige gesetzte Spannung. Primärseitig ist der Netztransformator auf die üblichen Netzspannungen umschaltbar.

Mechanischer Aufbau

Die gesamte elektrische Schaltung mit ihren beschriebenen Bausteinen in gedruckter Schaltungstechnik und die Elektronenstrahlröhre DG 7-32 sind in einem äußerst stabilen Flachgehäuse mit den Abmessungen 305 mm x 135 mm x 220 mm untergebracht (Bild 2). Der Oszilloskop hat die gleichen Abmessungen wie das Kombinationsröhren-Voltmeter „RV 650“ von Radio-Rim mit Breitbandmeßverstärker-Ausgang zur zusätzlichen Empfindlichkeitserhöhung des Oszilloskopen für Spezial-Verwendungszwecke. Das leicht in seine Einzelteile zerlegbare und aus verstärkten Tiefziehblechen gefertigte Flachgehäuse enthält ein passiviertes und verzinktes Chassis zur Aufnahme der verstärkten Leiterplatten nebst Netzteil und Elektronenstrahlröhrenteile.

Der Aufbau ist klar und übersichtlich. Die Verdrahtung und der Selbstbau des betriebsfertig oder als Bausatz bei Radio-Rim erhältlichen Oszilloskopen wird nicht nur durch die mit dem Bestückungsplan versehenen Leiterplatten mit Lötfeststellanschlüssen erleichtert, sondern auch durch eine verhältnismäßig unkritische Leitungsführung unter Verwendung von lediglich einer abgeschirmten Leitung.

800 Jahre Leipziger Messe

Phono · Magnetton · Halbleiter-Bauelemente

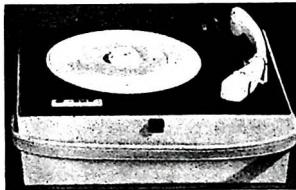
Vom 28. 2.-9. 3. 1965 fand als Jubiläumsmesse die diesjährige Leipziger Frühjahrsmesse statt. Über Rundfunk, Fernsehen und Antennen konnte bereits im Heft 6/1965, S. 207 und 210-211, berichtet werden. Die nachstehenden Ausführungen informieren über einige neue Entwicklungen aus den Fachgebieten Phono, Magnetton und elektronische Bauelemente.

Phono

In den Betrieben des Industriezweiges Rundfunk-, Fernseh- und Phonotechnik der DDR ist für das Jahr 1965 eine Produktion von 86 000 Phonogeräten vorgesehen.

VEB Funkwerk Zittau startete zur Frühjahrsmesse die bereits angekündigte „Ziphona-P-15“-Serie. Dabei handelt es sich um die Weiterentwicklung bisheriger Geräte mit Plattenspieler (mit Aufsetzmechanik zum Auf- und Absetzen des Tonarmes in beliebiger Spielstellung), die jetzt ein viertouriges Laufwerk für die Geschwindigkeiten $16\frac{2}{3}$, $33\frac{1}{3}$, 45 und 78 U/min haben. Zu dieser Serie gehören der Phonokoffer „P 15-63 K“, der Phonokoffer „P 16-69 KW“ mit Verstärker und Lautsprecher, das Zargengerät „P 15-69 Z“ und der Stereo-Koffer „P 15-66 KW“ mit zwei im Deckel untergebrachten kleinen Lautsprecherboxen.

K. Ehrlich, Pirna, brachte zusätzlich als preisgünstigen Phonokoffer den „DUO“ heraus. Dieser modern gestaltete, verstärkerlose Phonokoffer (340 mm \times 280 mm \times 140 mm; 2,6 kg) enthält einen zweitourigen Plattenspieler für $33\frac{1}{3}$ und 45 U/min.



Zweitouriger Phonokoffer „DUO“ (K. Ehrlich)

Die Umschaltung erfolgt mittels Schiebeschaltern; in der Nullstellung ist das Reibrad entlastet. Der verwendete Tonarm „TA 3“ ist mit einem Stereo-Kristallsystem „KSS 0162“ bestückt. Die Leistungsaufnahme des Koffers aus dem Wechselstromnetz (125 oder 220 V, 50 Hz) ist 8 W. Die S. Oelsner KG, Leipzig, stellte eine neue Version des „Soletta-Stereo M 64“ vor. Als Abtastsystem wird ebenfalls das Stereo-Kristallsystem „KSS 0162“ benutzt. Der einkanalige 1,5-W-Verstärker des Gerätes ist mit vier Transistoren bestückt (GC 316, GC 101, 2 \times GC 301); Höhen und Tiefen sind regelbar. Seitlich im Unterteil des 5,5 kg schweren und mit Kunststoff bezogenen Holzkoffers ist eine kleine herausnehmbare Lautsprecherbox untergebracht. Die Wiedergabe des zweiten Kanals beim Abspielen von Stereo-Platten

kann über den NF-Teil eines Rundfunkempfängers erfolgen. Für den Gleichlauf des viertourigen Laufwerks wurde ein Wert von $1,5 \dots 2\%$ genannt. Der Plattensteller ist jetzt 1,2 kg schwer.



„Soletta-Stereo M 64“ mit Transistorverstärker (S. Oelsner KG)

An Abtastsystemen entwickelte **VEB Elektrogerätewerk Leipzig** neu das Stereo-Kristallsystem „KSS 0163“ („KSS 0163 K“ mit Korundabtastnadel, „KSS 0163 D“ mit Diamantabtastnadel) und das Mono-Kristallsystem „KSMU 0263“. Beim „KSS 0163“ ist der Übertragungsfaktor jedes Übertragungskanals größer 125 mV/s/cm bei 1000 Hz und die Unsymmetrie beider Kanäle kleiner 3 dB bei 1000 Hz. Die Übersprechdämpfung liegt bei über 10 dB (100 Hz), über 18 dB (1000 Hz) und über 10 dB (8000 Hz). Es wird ein Übertragungsbereich 40 ... 12 000 Hz in einem Toleranzkanal von 12 dB Breite erfasst. Die Nachgiebigkeit ist horizontal und vertikal größer $2,5 \cdot 10^{-6}\text{ cm/dyn}$, und die Auflagekraft ist $6\text{ p} \pm 1\text{ p}$. Jedes Wandlerelement hat eine Kapazität von 800 pF und für optimale Anpassung einen Betriebsabschlußwiderstand je Übertragungskanal von $1\text{ MOhm} \parallel 200\text{ pF}$.

Für das Mono-System „KSMU 0263“ mit zwei Nadelträgern für Mikro- und Normalrillen wurden als technische Daten genannt: Übertragungsfaktor größer 80 mV/s/cm bei 1000 Hz; Übertragungsbereich 30 bis 15 000 Hz in einem Toleranzkanal von 10 dB Breite; Nachgiebigkeit größer $2 \cdot 10^{-6}\text{ cm/dyn}$; Auflagekraft $10\text{ p} \pm 1\text{ p}$; Kapazität des Wandlerelementes etwa 300 pF ; Betriebsabschlußwiderstand für optimale Anpassung $1\text{ MOhm} \parallel 200\text{ pF}$.

Beide Abtastsysteme sind vorzugsweise zur Verwendung in den Tragarmen „TA 3“ und „TA 6“ von **VEB Funkwerk Zittau** unter Zwischenschaltung eines Adapters bestimmt.

In den ausländischen Kollektivausstellungen zeigten vor allem die Jugoslawen eine ganze Anzahl von neuen Phonogeräten der Hersteller Riz und Iskra. Riz verwendet als Grundeinheit den Stereo-Plattenspieler „EG 5-S“ mit viertourigem Laufwerk und Stereo-Kristallsystem mit umschaltbaren Saphirnadeln für Mikrorillen ($15\text{ }\mu\text{m}$ Nadelradius) und Normalrillen ($55\text{ }\mu\text{m}$ Nadelradius). Die Ausgangsspannung des Systems ist 150 mV an 1 MOhm für 1 cm/s Schnelle; die Auflagekraft des Tonarmes ist $6 \dots 8\text{ p}$. Den Plattenspieler gibt es als Chassis. Er wird ferner in eine

Zargen- und in mehrere Kofferausführungen eingebaut; schließlich ist er auch Bestandteil eines Plattenspieler-Verstärkerkoffers „Ero“ (Verstärker mit PCL 82 und PY 81; 2 W Ausgangsleistung). Iskra benutzt in ihren Geräten den viertourigen Plattenspieler „GR 5“, und zwar entweder mit dem Stereo-Kristallsystem „GS 250“ (zwei umschaltbare Saphire für Mikro- und Normalrillen; Ausgangsspannung 250 mV für 1 cm/s Schnelle), mit dem ebenfalls umschaltbaren monauralen System „GM 230“ (Ausgangsspannung 230 mV für 1 cm/s Schnelle) oder schließlich mit dem monauralen Hochleistungssystem „GM 1450“ (Ausgangsspannung 1450 mV für 1 cm/s Schnelle). Die Auflagekraft des Tonarmes ist hier $7 \dots 9\text{ p}$. Außer der Chassisausführung sind verschiedene Koffermodelle und ein Plattenspieler-Verstärkerkoffer lieferbar.

Magnetton

Der Bedarf an Heim-Tonbandgeräten wird jetzt wohl vor allem aus der tschechoslowakischen und ungarischen Fertigung gedeckt. **VEB Meßgerätewerk Zwickau** stellt - wenigstens zur Zeit - keine Tonbandgeräte mehr her.

Die CSSR bot verschiedene Neu- und Weiterentwicklungen von Tesla an. Der Tonbandkoffer „Sonet B 3“ ist ein Viertelpurgerät für $9,53$ und $4,76\text{ cm/s}$. Die Geschwindigkeitsschwankungen sind bei $9,53\text{ cm/s}$ kleiner $\pm 0,4\%$ und bei $4,76\text{ cm/s}$ kleiner $\pm 0,6\%$. Der Frequenzumfang des Gerätes reicht bei $9,53\text{ cm/s}$ von $50 \dots 15\,000\text{ Hz}$ und bei $4,76\text{ cm/s}$ von $50 \dots 8000\text{ Hz}$. Es kann Bandspulen bis zu 15 cm Durchmesser verwendet werden. Die Spieldauer bei Verwendung von Langspielband ist $4 \times 56\text{ min}$ ($9,53\text{ cm/s}$) beziehungsweise $4 \times 112\text{ min}$ ($4,76\text{ cm/s}$). Der schnelle Vor- oder Rücklauf einer Bandlänge benötigt etwa 3 min. Das Gerät enthält Eingänge für Mikrofon ($300\text{ }\mu\text{V}, 2\text{ kOhm}$), Tonabnehmer ($270\text{ mV}, 5\text{ MOhm}$) und Rundfunk ($300\text{ }\mu\text{V}, 2\text{ kOhm}$). Trickaufnahmen sind möglich, synchrone zweistimmige Aufnahmen unter Verwendung eines zusätzlichen Aufnahmeverstärkers „AZZ 941“. Wiedergegeben werden können Mono-, Duoplay- und Stereo-Aufnahmen (Wiedergabe des zweiten Kanals über Zusatzverstärker). Der Aufnahmee- und Wiedergabeverstärker enthält zwei Transistoren und fünf Röhren. Weitere Einzelheiten: Ausgänge für Außenlautsprecher (4 Ohm), Kopfhörer ($500 \dots 4000\text{ Ohm}$), Diodenausgang ($0,5\text{ V}$), 10-V-Gleichspannungsversorgung für zusätzlichen Aufnahmeverstärker; eingebauter Ovallautsprecher; Lautstärke- und Klangfarbenregelung; Aussteuerungsanzeige mit EM 84; dreistelliges Bandlängenzählwerk; Stromversorgung $110 \dots 240\text{ V}, 50\text{ Hz}$; Leistungsaufnahme 50 W ; Abmessungen $360\text{ mm} \times 280\text{ mm} \times 195\text{ mm}$; Gewicht $11,5\text{ kg}$.

„Sonet B 4“ ist eine transistorisierte Weiterentwicklung des erstgenannten Gerätes mit ähnlichen Eigenschaften und weist noch die zusätzliche Bandgeschwindigkeit $2,38\text{ cm/s}$ auf. Es hat zwei mischbare Eingänge. Die Abmessungen des fernbedienbaren 7 kg schweren Koffergerätes sind $315\text{ mm} \times 300\text{ mm} \times 120\text{ mm}$.

Einige kleinere batteriebetriebene Volltransistor-Tonbandgeräte sind für Halbspurbetrieb ausgelegt. Das Gerät „Blues“ hat beispielsweise die Bandgeschwindigkeit $4,76\text{ cm/s}$, mit 75-mm -Spulen eine Laufzeit von $2 \times 22\text{ min}$ und einen Frequenzbereich $150 \dots 6000\text{ Hz}$. Die Stromver-

sorgung erfolgt aus sechs Monozellen (9 V), aus einem 12-V-Sammler oder über ein besonderes Netzanschlußgerät „AYN 400“ aus dem Wechselstromnetz. Die Abmessungen des Kunststoffgehäuses sind 260 mm × 230 mm × 95 mm. Das Gerät wiegt 3,2 kg. Eine Weiterentwicklung (mit der zusätzlichen Bandgeschwindigkeit 9,53 cm/s) ist das Gerät „Uran“. Es ist mit 12 Transistoren bestückt und kann sowohl aus Batterien als auch aus dem Wechselstromnetz betrieben werden.

Ein sehr handliches kleines Tonbandgerät (Halbspur; 4,76 und 9,53 cm/s; 12 Transistoren; 12 V Betriebsspannung; 2 × 60 min Spieldauer bei 9,5 cm/s und 200-m-Band)



Transistorisiertes Tonbandgerät aus der UdSSR mit Netzanschlußgerät

zeigte die UdSSR. Das Gerät ist zum Einschub in eine Autohalterung geeignet und kann über ein zusätzliches Netzgerät auch am Wechselstromnetz betrieben werden.

Bei den Ungarn sah man unter anderem das Halbspurgerät „Qualiton M 8“. Es enthält 18-cm-Spulen und ist für die drei Geschwindigkeiten 9,53, 4,76 und 2,38 cm/s ausgelegt. Maximale Spieldauer, Frequenzbereiche und Gleichlaufeigenschaften bei diesen Geschwindigkeiten sind: 2 × 125 min, 60 ... 40 000 Hz, ± 0,3 %; 2 × 250 min, 60 bis 7000 Hz, ± 0,6 %; 2 × 500 min, 100 ... 4000 Hz, ± 1,2 %. Weitere Daten: Eingänge für Mikrofon/Rundfunk (2 mV, 1 MOhm) und Tonabnehmer (100 mV, 200 kOhm); Störabstand 46 dB; Aussteuerungsanzeiger; Bandlängenzählwerk; Tricktaste; Schnellstopptaste; eingebauter Lautsprecher; Ausgänge für Rundfunk, Kopfhörer, Außenlautsprecher und Fernbedienung; Stromversorgung 110/220 V~, Leistungsaufnahme 60 W; Abmessungen 355 mm × 325 mm × 165 mm; Gewicht 9,5 kg.

In Studioqualität stellte Ungarn ein neues transistorisiertes Tonbandgerät „STM 6 J“ für die Bandgeschwindigkeiten 19,05 und 38,1 cm/s vor. Infolge der Transistorisierung konnte es für ein Studiogerät relativ klein und leicht aufgebaut werden. Die Stromversorgung erfolgt aus dem Wechselstromnetz oder – für Reportagen von unterwegs aus dem Kraftfahrzeug – mit Hilfe eines Wechselrichters aus einem 12-V-Akkumulator.

Im Gegensatz zu Tonbandgeräten für den Heimgebrauch wurden übrigens auf dem Gebiet der Magnetton-Studiotechnik von Herstellern aus der DDR verschiedene beachtenswerte Neuheiten gezeigt. Das gilt zum Beispiel für Spezial-Kopiergeräte und für Mischeinrichtungen, aber auch für das Studio-Magnetbandgerät „R 700“ (Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Berlin-Adlershof). Das „R 700“ arbeitet mit den normalen Geschwindigkeiten 38,1

und 19,05 cm/s; ein neuartiger Digitalregler mit hochkonstantem Steuergenerator gewährleistet eine maximale Geschwindigkeitsabweichung von nur 0,1 %. Mit einer Fremdwechselspannung läßt sich auch jede beliebige Geschwindigkeit zwischen etwa 15 und 65 cm/s erreichen. Weitere Eigenschaften: monophone und stereophone Tonaufzeichnungen; bildsynchrone Tonaufzeichnungen nach dem Pilotfrequenzverfahren; Tonhöhenchwankungen kleiner als 0,06 % (bei 38,1 cm/s) oder kleiner 0,15 % (bei 19,05 cm/s); Frequenzbereiche 40 ... 16 000 Hz – 2 dB (bei 38,1 cm/s) und 40 ... 12 500 Hz – 2,5 dB (bei 19,05 cm/s); Fremdspannungsabstand auch bei Stereo-Aufzeichnungen größer 60 dB (38,1 cm/s) und größer 55 dB (19,05 cm/s); Eingangsscheinwiderstand größer 8 kOhm; Ausgangsscheinwiderstand kleiner 40 Ohm; Eingangs- und Ausgangspegel + 6 dB; Betriebsgleichspannung 24 V ± etwa 10 %; separates Netzteil für 220 V Wechselspannung; hohe Betriebssicherheit durch ausschließliche Verwendung kontaktloser Schalt- und Steuerelemente; automatische Befestigung der Magnetbandwickelkerne; elektronische Bandzugregelung; Bandabstaltung; eingebaute Bandschreie vor Wiedergabekopf, steckbare Baugruppen; Abmessungen 545 mm × 405 mm × 300 mm; Gewicht 44 kg.

Einige neue in Mu-Metall-Gehäuse eingespritzte Magnettköpfe für Studiogeräte sind jetzt bei VEB Elektrogerätebau Leipzig in der laufenden Fertigung, und zwar für Vollspur der Aufzeichnungskopf „A1V5“ (Spaltweite 12 µm, Induktivität 7 mH), der Wiedergabekopf „W1V7“ (Spaltweite 6 µm, Induktivität 75 mH) und der Doppelspalt-Löschkopf „L1V16“ (Spaltweite 2 × 80 µm, Induktivität 1,7 mH). Für Stereo-Geräte stehen jetzt ebenfalls neue hochwertige Halbspurköpfe zur Verfügung; es sind dies der Aufzeichnungskopf „A2H8“ (Spaltweite 12 µm, Induktivität 7 mH), der Wiedergabekopf „W2H9“ (Spaltweite 6 µm, Induktivität 75 mH) und der Doppelspalt-Löschkopf „L2H18“ (Spaltweite 2 × 80 µm, Induktivität 1,7 mH).

Halbleiter-Bauelemente

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Bauelemente ist ständig im Fluß. Beim VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) wurden zum Beispiel die Germanium-Transistoren GSY 09 ... GSY 12 neu in die Lieferlisten aufgenommen. Sie sind hauptsächlich als Schalttransistoren für mittlere Geschwindigkeiten (~ 0,9 µs) in logischen Schaltungen vorgesehen; technische Hauptdaten: Stromverstärkung h_{21} größer 29, Collectorreststrom kleiner 15 µA, Rauschfaktor kleiner 1 bis kleiner 1,5, Collectorrestspannung kleiner 0,55 V, Collectorspannung größer 15 V, Collectorstrom etwa 200 mA, Wärmewiderstand kleiner 0,5 °C/mW, Sperrschichttemperatur 85 °C.

Als flache Ausführungen für Mikromodule erschienen die Germanium-Transistoren GC 216 und GC 217 für Treiberstufen sowie der GC 221 für NF-Endstufen; technische Daten: Stromverstärkung h_{21} größer 18, Collectorreststrom zwischen kleiner 15 und 18 µA, Rauschfaktor kleiner 25 (GC 216) beziehungsweise kleiner 10 (GC 217), Collectorrestspannung zwischen kleiner 0,5 und 0,55 V, Collectorspannung 15 V bei positiver Basis-Emitter-Spannung, Collectorstrom 100 mA, Collectorverlustleistung 75 mW, Sperrschichttemperatur 75 °C. Der zur gleichen Serie gehörende 60-V-Schalt-

transistor GC 223 hat ähnliche technische Daten, jedoch eine Collectorspannung von 66 V.

Als Germanium-HF-Transistor wurde angekündigt der GF 125 für ZF-Stufen bei 10,7 MHz; einige technische Daten: Steilheit in Emitterschaltung größer 30 (bei $-U_{CE}$ 6 V, $-I_C$ 1 mA und f 10 MHz), Basisbahnwiderstand kleiner 100 Ohm, Grenzfrequenz größer 30 MHz, Collectorreststrom kleiner 500 µA, Collectorstrom 10 mA, Wärmewiderstand 0,6 °C/mW, Sperrschichttemperatur 75 °C.

Hauptsächlich für kommerzielle Zwecke, und zwar für HF-Verstärker, HF-Kleinleistungsstufen sowie Misch- und Oszillatorstufen bis zu 260 MHz, sind die neuen Germanium-Mesa-Transistoren GF 140 bis GF 143 vorgesehen; einige technische Daten: Steilheit in Emitterschaltung größer 10, Übergangsfrequenz 300 MHz, Collector-Emitter-Spannung 15 V, maximale Verlustleistung 180 mW, zulässiger Temperaturbereich $-25^{\circ}\text{C} \dots + 75^{\circ}\text{C}$.

Neu sind auch die Silizium-Planar-Transistoren SFY 11 ... SFY 14 und SLY 12 bis SLY 14. Die SF-Reihe hat eine Stromverstärkung B von größer 12, eine Übergangsfrequenz größer 10 MHz, einen Collectorstrom von etwa 200 mA und eine maximale Verlustleistung von etwa 400 mW; die Collectorspannung liegt je nach Typ zwischen etwa 20 und 100 V. Für die SL-Reihe gelten ähnliche Daten bei einem Collectorstrom von etwa 400 mA und einem thermischen Innenwiderstand von 15 °C/mW. Der Temperaturbereich für Lagerung wird für beide Reihen mit $-55^{\circ}\text{C} \dots + 125^{\circ}\text{C}$ angegeben.

VEB Werk für Fernsehelektronik gab unter anderem Daten für die neuen Tunneldioden in Metall-Keramik-Ausführung GE 115 ... GE 118 bekannt. GE 115 und GE 116 (mit Anschlußfahnen zum Einlöten in Schaltungen) eignen sich für die Verwendung als Schalter in elektronischen Rechenanlagen sowie als Oszillator und Verstärker, GE 117 und GE 118 (mit Spezial-Höchstfrequenzfassung) für die Verwendung als Oszillator und Verstärker im GHz-Bereich. Technische Daten für GE 115 und GE 117: Höckerstrom 1 mA, Höckerzu-Talstrom 6, Höckerspannung 55 mV, Talspannung 250 mV. Die entsprechenden Werte für die Typen GE 116 und GE 118 sind: 10 mA, 7, 80 mV, 300 mV. Die maximale Sperrschichttemperatur für alle Tunneldioden ist 100 °C, der zulässige Temperaturbereich $-40^{\circ}\text{C} \dots + 100^{\circ}\text{C}$. Äquivalente Tunneldioden – jedoch in anderer Bauform – sind die ebenfalls neuen Typen GE 123 ... GE 126.

Vom selben Hersteller wurden die Silizium-Zenerdioden neu geordnet und ergänzt; sie sind jetzt nach IEC in der E-24-Reihe erhältlich.

Erweiterungen der Typenreihe erstreckten sich ferner auf Germanium-Gleichrichterdioden (jetzt bis 400 V Sperrspannung erhältlich), und zwar auf die Typen GY 116 (300 V), GY 117 (350 V) und GY 118 (400 V); der Nenn durchlaßstrom dieser Gleichrichterdioden ist 1 A, der Sperrstrom 0,2 mA. Ebenfalls neu sind die Gleichrichterdioden OA 904 und OA 905 (Silizium-Flächendioden in Allglasausführung). Die Durchlaßspannung der Dioden ist (bei 100 mA Durchlaßstrom) kleiner 1,1 V, die Gesamtverlustleistung kleiner 250 mW. Für die Diode OA 904 gilt ein Sperrstrom (bei 10 V Sperrgleichspannung) von kleiner 500 nA, für die OA 905 von kleiner 750 nA. jd.

Strom- und Spannungspfeile bei der Analyse von Transistorschaltungen

Bei der Analyse von Transistorschaltungen ist man gezwungen, zur Aufstellung der erforderlichen Systemgleichungen Strom- und Spannungspfeile in die Schaltung einzuziehen. Da für den Transistor bestimmte Pfeilrichtungen zugrunde gelegt werden, muß man diese bei der Analyse unbedingt beachten. Auf der Grundlage des Beitrages „Zählrichtungen für Spannungen und Ströme“ [1] wird im folgenden der Versuch unternommen, die bei Gleich- und Wechselstromverstärkern auftretenden Probleme näher zu untersuchen, den Transistor durch zweckmäßige Ersatzschaltbilder zu ersetzen und an Hand mehrerer Beispiele die dabei auftretenden Fragen der Strom- und Spannungspfeile zu veranschaulichen.

Vorausgeschickt sei, daß in diesem Beitrag äußere Steuerspannungsquellen immer mit EMK-Pfeilen und Klemmenspannungen immer mit Klemmenspannungspfeilen versehen werden. Große Buchstaben und große Indizes bedeuten Gleichgrößen, kleine Buchstaben und kleine Indizes Wechselgrößen.

1. Transistor mit Collectorreststrom

Bei genauen Berechnungen des Gleichstromverhaltens von Transistorschaltungen muß der temperaturabhängige Collectorreststrom I_{C0} oder I_{CB0} berücksichtigt werden. Da der Collectorreststrom beim *pnp*-Transistor in die Basis hinein- und aus dem Collector herausfließt, subtrahiert er sich vom Basisstrom und addiert sich zum Collectorstrom.

Die in einem *pnp*- und *npn*-Transistor fließenden Gleichströme zeigen die Bilder 1 und 2 für die konventionellen Stromrichtungen und die Bilder 3 und 4 für die einheitlichen Stromrichtungen. Im Falle der

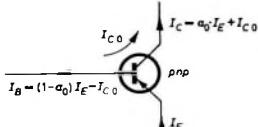


Bild 1. Konventionelle Gleichstromrichtungen beim *pnp*-Transistor in Basis-Schaltung

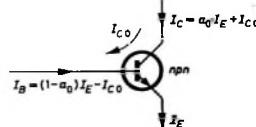


Bild 2. Konventionelle Gleichstromrichtungen beim *npn*-Transistor in Basis-Schaltung

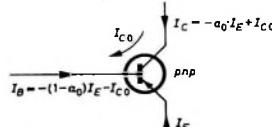


Bild 3. Einheitliche Gleichstromrichtungen beim *pnp*-Transistor in Basis-Schaltung

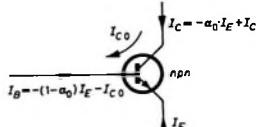


Bild 4. Einheitliche Gleichstromrichtungen beim *npn*-Transistor in Basis-Schaltung

konventionellen Stromrichtungen haben alle Ströme positive Zahlenwerte, und es gelten zum Beispiel mit $I_{C0} = 0,005 \text{ mA}$ und $\alpha_0 = 0,99$ folgende Gleichungen für die einzelnen Ströme:

$$I_E = 1 \text{ mA} \text{ (gewählt),}$$

$$I_C = \alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = 0,99 \cdot 1 + 0,005 = 0,995 \text{ mA},$$

$$I_B = (1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = 0,01 \cdot 1 - 0,005 = 0,005 \text{ mA}.$$

Zur Kontrolle bildet man $I_E = I_B + I_C$. (Für den Stromverstärkungsfaktor α_0 in Basis-Schaltung bei Gleichstrom und tiefen Frequenzen gilt $\alpha_0 = I_C \text{ konv.}/I_E \text{ konv.}$; α_0 ist daher stets positiv.)

Im Falle der einheitlichen Stromrichtungen wird der in den Collector hineinfließende Collectorreststrom als positiv festgelegt. Beim *pnp*-Transistor erhält sein Zahlenwert ebenso wie der des Basis- und Collectorstroms also ein negatives Vorzeichen. Beim *npn*-Transistor stimmt dagegen die Richtung des Collectorreststroms mit der konventionellen überein; sein Zahlenwert bleibt also ebenso wie der des Basis- und Collectorstroms positiv. Hier erhält nur der Emitterstrom ein negatives Vorzeichen.

Zahlenbeispiel für den *pnp*-Transistor:

$$I_{C0} = -0,005 \text{ mA},$$

$$\alpha_0 = 0,99,$$

$$I_E = 1 \text{ mA},$$

$$I_C = -\alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = -0,99 \cdot 1 + (-0,005) = -0,995 \text{ mA},$$

$$I_B = -(1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = -0,01 \cdot 1 + 0,005 = 0,005 \text{ mA}.$$

Zur Kontrolle muß man hier bilden $I_B + I_E + I_C = 0$.

Zahlenbeispiel für den *npn*-Transistor:

$$I_{C0} = 0,005 \text{ mA},$$

$$\alpha_0 = 0,99,$$

$$I_E = -1 \text{ mA},$$

$$I_C = -\alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = -0,99 \cdot (-1) + 0,005 = 0,995 \text{ mA},$$

$$I_B = -(1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = -0,01 \cdot (-1) - 0,005 = 0,005 \text{ mA}.$$

Kontrolle: $I_B + I_E + I_C = 0$.

Bisher wurden die Ausdrücke für Basis- und Collectorstrom auf den Emitterstrom bezogen, der also gewissermaßen die Steuergröße darstellt. Man wird diese Beziehungen daher für den Transistor in Basis-Schaltung benutzen. Die Beziehungen für die Emitterschaltung, bei der der Basisstrom als Steuergröße wirkt, erhält man durch folgende einfache Rechnung:

$$I_C = \alpha_0 \cdot I_E + I_{C0},$$

$$I_E = I_B + I_C.$$

Daraus ergibt sich

$$I_C = \alpha_0 (I_B + I_C) + I_{C0},$$

$$I_C = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0} = \beta_0 \cdot I_B + I_{C0}'.$$

Der Ausdruck $\frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0}$ stellt den Collector-Emitter-Reststrom bei offener Basis dar, der im Schrifttum mit I_{C0}' oder I_{CE0} bezeichnet wird. Näherungsweise kann man für diesen Ausdruck auch $\beta_0 \cdot I_{C0}$ schreiben, da $\frac{1}{1 - \alpha_0} \approx \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ (wegen $\alpha_0 \approx 1$) ist.

Außerdem gilt

$$I_E = I_B + I_C = (1 + \beta_0) I_B + I_{C0}'.$$

Darin ist $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ der Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung.

Mit dem Basisstrom als Steuergröße erhält man die Bilder 5 und 6 für die konventionellen Stromrichtungen sowie die Bilder 7 und 8 für

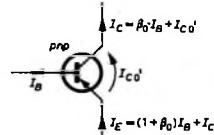


Bild 5. Konventionelle Gleichstromrichtungen beim *pnp*-Transistor in Emitterschaltung

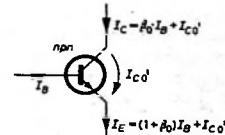


Bild 6. Konventionelle Gleichstromrichtungen beim *npn*-Transistor in Emitterschaltung

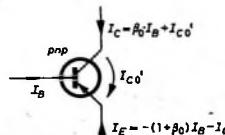
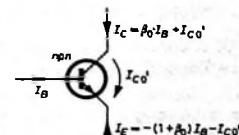


Bild 7. Einheitliche Gleichstromrichtungen beim *pnp*-Transistor in Emitterschaltung



die einheitlichen Stromrichtungen (jeweils für *pnp*- und *npn*-Transistoren). Wählt man im Falle der konventionellen Stromrichtung für den Basisstrom wieder $I_B = 0,005 \text{ mA}$ und für den Collectorreststrom

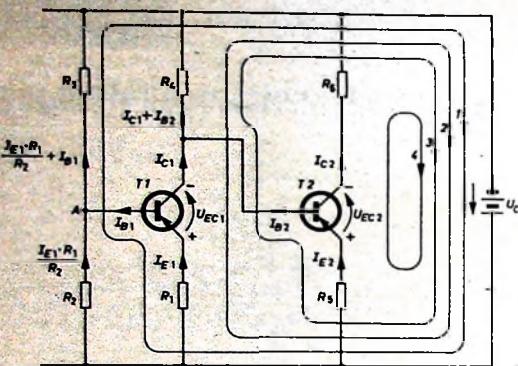


Bild 9. Zweistufiger Gleichstromverstärker (die eingezeichneten Ströme sind konventionelle Gleichströme)

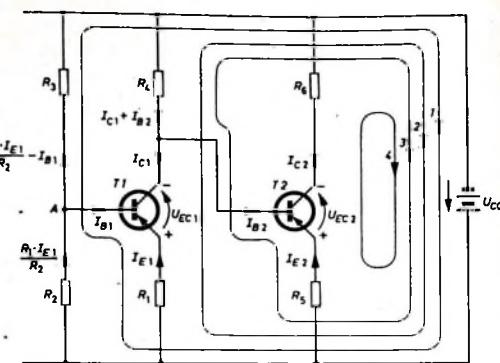


Bild 10. Zweistufiger Gleichstromverstärker (die Ströme sind nach der einheitlichen Festlegung eingezeichnet)

strom $I_{C0} = 0,005 \text{ mA}$, dann erhält man

$$I_C = \beta_0 \cdot I_B + \frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0} = 99 \cdot 0,005 + 100 \cdot 0,005 = 0,995 \text{ mA}$$

und

$$I_E = (1 + \beta_0) I_B + \frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0} = 100 \cdot 0,005 + 100 \cdot 0,005 = 1 \text{ mA.}$$

Das sind die gleichen Zahlenwerte, wie sie für den Fall des Emitterstroms als Steuergroße errechnet wurden. Das war aber auch zu erwarten, da der gleiche Basisstrom gewählt wurde.

Schließlich ergibt sich für einen *pnp*-Transistor bei einheitlichen Stromrichtungen (Bild 7)

$$I_B = -0,005 \text{ mA},$$

$$\beta_0 = 99,$$

$$I_{C0} = -0,005 \text{ mA},$$

$$I_{C0'} = \frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0} = 100 \cdot (-0,005) = -0,5 \text{ mA},$$

$$I_C = \beta_0 \cdot I_B + I_{C0'} = 99 \cdot (-0,005) - 0,5 = -0,995 \text{ mA},$$

$$I_B = -(1 + \beta_0) I_B - I_{C0'} = -100 \cdot (-0,005) + 0,5 = 1 \text{ mA.}$$

(Dabei muß man berücksichtigen, daß Basis- und Collectorstrom negative Zahlenwerte haben. Das gleiche gilt für den Collectorreststrom, da er positiv gerechnet wird, wenn er in den Collector hineinfließt.) Für die Temperaturabhängigkeit des Collectorreststroms gilt, daß er sich bei je 10°C Temperaturerhöhung jeweils verdoppelt.

Bisher wurden nur die in den Transistorelektroden fließenden Gleichströme betrachtet. Bei der Analyse von Schaltungen müssen jedoch auch die Spannungen zwischen den Elektroden bekannt sein. Während die Spannungen zwischen Collector und Basis sowie zwischen Collector und Emitter vom gewählten Arbeitspunkt abhängen, kann man über die Basis-Emitter-Spannung eine allgemeine Angabe machen. Sie beträgt für Germanium-Transistoren $U_{BE} \approx 150$ bis 200 mV und für Silizium-Transistoren $U_{BE} \approx 600 \dots 700 \text{ mV}$. Diese Spannung ist ebenso wie der Collectorreststrom temperaturabhängig und ändert sich mit der Temperatur um $\Delta U_{BE} \approx -2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (bei Germanium- und Silizium-Transistoren). Um den Emitterstrom konstantzuhalten, muß die Basis-Emitter-Spannung je $^\circ\text{C}$ Temperaturerhöhung um $2,5 \text{ mV}$ verringert werden. Da bei *pnp*-Transistoren U_{BE} negativ ist, muß diese Spannung dann um $2,5 \text{ mV}$ je $^\circ\text{C}$ Temperaturerhöhung positiver werden. Besonders bei den modernen Silizium-Transistoren muß man die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung berücksichtigen, da bei diesen der Collectorreststrom fast stets vernachlässigbar niedrig ist, während bei Germanium-Transistoren die Temperaturabhängigkeit des Collectorreststroms für die Stabilität der Schaltung entscheidend ist [2].

2. Gleichstrommäßige Betrachtung eines Transistors in Verstärkerschaltungen

In diesem Abschnitt sollen an Hand zweier Beispiele die zur Analyse der Schaltung notwendigen Gleichungen unter Zugrundelegung des sowohl durch die konventionellen als auch durch die einheitlich festgelegten Ströme charakterisierten Transistors hergeleitet werden.

2.1. Zweistufiger Gleichstromverstärker

Bei Vernachlässigung der Basis-Emitter-Spannungen gegenüber den Spannungen am dem Emitterwiderständen (meistens $\geq 1 \text{ V}$) ist die Spannung zwischen dem Punkt A der Schaltung und Masse $\approx I_{E1} \cdot R_1$ und der Strom durch R_1 dann $I_{E1} \cdot R_1 / R_1$.

Im Falle der konventionellen Stromrichtungen (Bild 9) erhält man dann folgende Gleichungen für die einzelnen Maschen:

$$\text{Masche 1: } U_{CC} = I_{E1} \cdot R_1 + \left(\frac{I_{E1} \cdot R_1 + I_{B1}}{R_2} \right) R_3,$$

$$\text{Masche 2: } U_{CC} = I_{E1} \cdot R_1 + U_{EC1} + (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 3: } U_{CC} = I_{E2} \cdot R_5 + (I_{C2} + I_{B1}) R_6,$$

$$\text{Masche 4: } U_{CC} = I_{E2} \cdot R_5 + U_{EC2} + I_{C2} \cdot R_7.$$

Die Zahlenwerte aller in den Gleichungen auftretenden Ströme und Spannungen sind positiv. An Stelle von U_{CE} wird meistens $-U_{CE}$ geschrieben, wobei dann U_{CE} negativ ist, so daß sich für $-U_{CE}$ wieder ein positiver Zahlenwert ergibt.

Legt man die einheitlichen Stromrichtungen zugrunde (Bild 10), so erhält man folgende Gleichungen:

$$\text{Masche 1: } U_{CC} = I_{E1} \cdot R_1 + \left(\frac{R_1 \cdot I_{E1} - I_{B1}}{R_2} \right) R_3,$$

$$\text{Masche 2: } U_{CC} = I_{E1} \cdot R_1 + U_{EC1} - (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 3: } U_{CC} = I_{E2} \cdot R_5 - (I_{C2} + I_{B1}) R_6,$$

$$\text{Masche 4: } U_{CC} = I_{E2} \cdot R_5 + U_{EC2} - I_{C2} \cdot R_7.$$

Hier ist darauf zu achten, daß die Ströme mit ihren richtigen Vorzeichen eingesetzt werden. Da es sich um *pnp*-Transistoren handelt, müssen für I_B und I_C negative Zahlenwerte eingesetzt werden. Man übersieht nun sofort, daß die beiden Gleichungssysteme nach Einfügen der Zahlenwerte identisch sind.

2.2. Zweistufiger Gleichspannungsverstärker

Bei Zugrundelegung der konventionellen Stromrichtungen kommt man unter Zuhilfenahme der Bilder 5 und 6 zu den im Bild 11 eingetragenen Strömen. Ausgangspunkt ist der Basissteuerstrom des

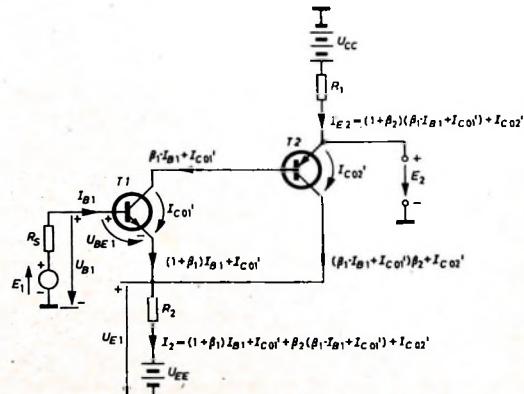


Bild 11. Zweistufiger Gleichspannungsverstärker (die eingezeichneten Ströme sind konventionelle Gleichströme)

Eingangstransistor T1. Damit liegen sofort sein Collector- und Emitterstrom fest. Der Collectorstrom von T1 stellt gleichzeitig den Basissteuerstrom für T2 dar, womit auch dessen Collector- und Emitterstrom festgelegt sind. Es sei noch darauf hingewiesen, daß der Collectorreststrom I_{C02} von T2 gegenüber dem wesentlich höheren Collectorstrom $\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B1}$ vernachlässigt werden kann.

Um die Spannungsverstärkung zu erhalten, genügt es, die Maschengleichungen für den Ausgangs- und Eingangskreis aufzustellen. Die Maschengleichung für den Ausgang lautet

$$E_2 = U_{CC} - I_{B2} \cdot R_1 \\ = U_{CC} - (1 + \beta_2) (\beta_1 \cdot I_{B1} + I_{C01'}) \cdot R_1$$

und für den Eingang

$$U_{B1} = U_{BE1} + U_{B1} = U_{BE1} + I_2 \cdot R_2 + U_{EE} \\ E_1 = I_{B1} \cdot R_S + U_{B1}.$$

Daraus folgt

$$I_{B1} = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{B1}) = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{BE1} - U_{EE} - I_2 \cdot R_2) \\ = \frac{1}{R_S} \left\{ E_1 - U_{BE1} - U_{EE} - R_2 [(1 + \beta_1) I_{B1} + I_{C01'} + \beta_2 (\beta_1 \cdot I_{B1} + I_{C01'})] \right\}.$$

Diese Gleichung löst man nach I_{B1} auf und setzt sie in die Gleichung für E_2 ein. Dann hat man die gesuchte Beziehung zwischen E_2 und E_1 , aus der sich die Spannungsverstärkung ergibt. Will man zusätzlich auch die Stromverstärkung I_{E2}/I_{B1} berechnen, so läßt sich diese sehr einfach aus der Beziehung für den Emitterstrom I_{B2} ausrechnen. Eine ausführliche Beschreibung der Eigenschaften dieses hochstabilen Gleichspannungsverstärkers findet man in [3].

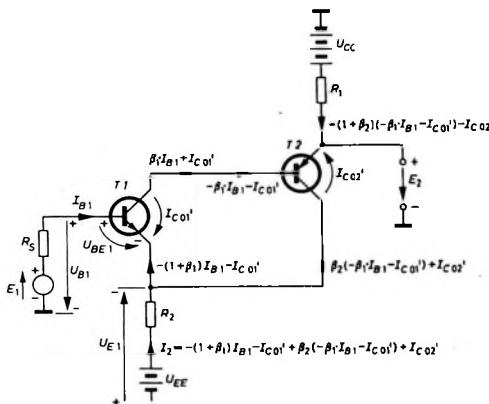


Bild 12. Zweistufiger Gleichspannungsverstärker (die Ströme sind nach der einheitlichen Festlegung eingezeichnet)

Benutzt man für die Darstellung der Ströme die einheitliche Festlegung, so gelangt man auf die gleiche Weise unter Zuhilfenahme der Bilder 7 und 8 zu Bild 12. Die Analyse liefert hier folgende Gleichungen:

$$E_2 = U_{CC} - I_{B2} \cdot R_1 = U_{CC} + (1 + \beta_2) (-\beta_1 \cdot I_{B1} - I_{C01'}) \cdot R_1 \\ U_{B1} = U_{BE1} - U_{B1} = U_{BE1} - (I_2 \cdot R_2 - U_{EE}) \\ E_1 = I_{B1} \cdot R_S + U_{B1}.$$

Daraus folgt

$$I_{B1} = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{B1}) = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{BE1} - U_{EE} + I_2 \cdot R_2) \\ = \frac{1}{R_S} \left\{ E_1 - U_{BE1} - U_{EE} + [- (1 + \beta_1) I_{B1} - I_{C01'} + \beta_2 (-\beta_1 \cdot I_{B1} - I_{C01'})] \cdot R_2 \right\}.$$

Berücksichtigt man hier wieder, daß $I_{B1}, I_{C1}, I_{C01'} > 0$ (positiv) und $I_{E2}, I_{C02'} < 0$ (negativ) sind, so kann man schnell übersehen, daß in beiden Fällen gleiche Resultate erhalten werden.

3. Zwei konventionelle Wechselstromrichtungen im Transistor

Wenn bisher von konventioneller Stromrichtung im Transistor gesprochen wurde, dann waren stets die im Bild 13 eingzeichneten Richtungen gemeint. Diese Stromrichtungen galten zunächst für die Gleichströme. Sie gelten aber auch für Wechselströme, wie aus Bild 14a leicht zu erkennen ist, nämlich dann, wenn die Wechselspannungsquelle gerade die eingezzeichnete Momentanwertpolung hat (Bild 14b). Betrachtet man die Gleichströme allein, so können sie nur in den im Bild 13 gezeigten Richtungen fließen. Betrachtet man dagegen die Wechselströme für

gegengesetzte Momentanwertpolung hat (Bild 14b). Betrachtet man die Gleichströme allein, so können sie nur in den im Bild 13 gezeigten Richtungen fließen. Betrachtet man dagegen die Wechselströme für

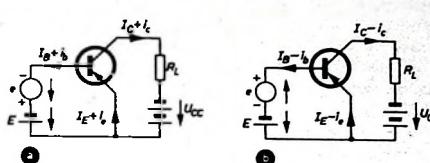
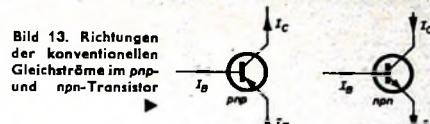


Bild 14. Beim Anlegen einer Wechselspannung in Reihe (a) und entgegen (b) der Gleichspannungsquelle aufwärts strömende

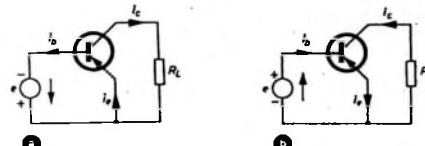


Bild 15. Die beiden möglichen konventionellen Wechselstromrichtungen in einem Transistor

sich allein, so muß man sagen, daß der Basiswechselstrom, da das gerade angenommene positive Potential an der Basis liegt, in die Basis hineinfließen muß, entsprechend der Definition, daß ein konventioneller Strom vom Pluspol des Generators durch die Schaltung und wieder zurück zum Minuspol fließt. Da für die konventionellen Ströme im Transistor stets gilt, daß der Emitterstrom gleich der Summe aus Basisstrom und Collectorstrom ist, ergeben sich zwangsläufig die im Bild 15 b eingezzeichneten Richtungen für den Collector- und Emitterwechselstrom. In Wirklichkeit überlagert sich natürlich die in ihrer Amplitude viel kleinere Wechselspannung der Gleichspannung. In der einen Halbwelle addieren sich beide (Bild 14a), während sie sich in der anderen Halbwelle subtrahieren (Bild 14b), so daß in Wirklichkeit eine in ihrer Höhe gering schwankende Gleichspannung anliegt, die einen entsprechenden Strom hervorruft. Diesen Vorgang kann man sich aber, betrachtet man nur die Änderungen der Gleichspannungen oder -ströme, auch so vorstellen, als ob der Transistor in periodischer Folge einmal nach der in Bild 15a und einmal nach der in Bild 15b dargestellten Weise angesteuert wird. Man kann daher zwei konventionelle Stromrichtungen im Transistor unterscheiden.

Die erste konventionelle Stromrichtung gilt für Gleich- und Wechselströme: Der Emitterstrom fließt in den Transistor hinein, Basis- und Collectorstrom fließen unabhängig von der jeweiligen Grundschatzung aus dem Transistor heraus (Bild 15a).

Die zweite konventionelle Stromrichtung gilt nur für Wechselströme: Der Emitterstrom fließt aus dem Transistor heraus, Basis- und Collectorstrom fließen, ebenfalls unabhängig von der jeweiligen Grundschatzung, in den Transistor hinein (Bild 15b).

4. Transistor-Ersatzschaltbilder

Man unterscheidet zwei Arten von Wechselstrom-Ersatzschaltbildern, die Parameter-Ersatzschaltbilder und die physikalischen Ersatzschaltbilder. Bei den Parameter-Ersatzschaltbildern stellen die einzelnen Elemente und die Steuergrößen für die inneren gesteuerten Quellen bestimmte Parameter dar. Da die Parameter frequenzabhängig sind, benutzt man diese Art von Ersatzschaltbildern besonders dann, wenn die Betriebseigenschaften nur bei einer bestimmten Frequenz oder in einem schmalen Frequenzbereich interessieren (zum Beispiel Selektivverstärker).

Bei den physikalischen Ersatzschaltbildern stellen die einzelnen Elemente Größen dar, die im Zusammenhang mit physikalischen Gesetzmäßigkeiten des Transistors stehen und deren Werte praktisch frequenzunabhängig sind. Die physikalischen Ersatzschaltbilder eignen sich daher besonders für die Berechnung der Betriebseigenschaften

in einem großen Frequenzbereich (zum Beispiel Breitbandverstärker). Für die Spannungs- und Strompfeile in Transistor-Ersatzschaltbildern gelten bei den Parameter-Ersatzschaltbildern grundsätzlich die nach Bild 16 einheitlich festgelegten Zählrichtungen. Für die physikalischen Ersatzschaltbilder bestünde dagegen die Möglichkeit, für jede Grundschaltungart vier verschiedene Ersatzschaltbilder aufzustellen, nämlich für die einheitlich festgelegten Zählpfeile nach Bild 16 (das heißt also für die symmetrische Vorzeichenregel [1] sowie für die erste und zweite konventionelle Stromrichtung. Da aber alle Ersatzschaltbilder gleichwertig sind und keines besondere Vorteile bietet, benutzt man im gesamten Schrifttum auch bei den physikalischen Ersatzschaltbildern einheitlich die nach Bild 16 festgelegten Zählrichtungen für die Spannungen und Ströme. Bei den Spannungspfeilen ist es natürlich ebenso möglich, an Stelle der Klemmenspannungspfeile die EMK-Pfeile [1] zu benutzen.

Daraus folgt, daß sich bei der Berechnung der Betriebseigenschaften mittels der physikalischen Ersatzschaltbilder die gleichen Vorzeichen wie bei der Rechnung mit den Parameter-Ersatzschaltbildern ergeben müssen. Außerdem folgt daraus, daß die inneren gesteuerten Strom-

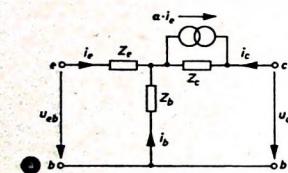


Bild 17a. Transistor-T-Ersatzschaltbild für Basis- (a), Emitter- (b) und Collectorschaltung (c)

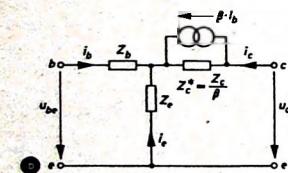


Bild 17b. Transistor-T-Ersatzschaltbild für Basis- (a), Emitter- (b) und Collectorschaltung (c)

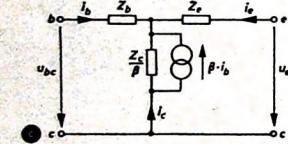


Bild 18. Pi-Ersatzschaltbild für die Emitter-Schaltung

und Spannungsquellen nur ganz bestimmte Richtungen haben dürfen. Zur Veranschaulichung zeigt Bild 17 das T-Ersatzschaltbild für die drei Grundschaltungarten und Bild 18 das Pi-(Giaocetto)-Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung.

4.1. Das h - und y -Parameter-Ersatzschaltbild des Transistors

Bei der Betrachtung des Transistors als Vierpol kennzeichnet man seine Kleinsignaleigenschaften durch die Hybrid- (h) -Parameter oder die Leitwert- (y) -Parameter. Die Vierpolgleichungen lauten in der Hybridform

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \end{aligned} \quad (1)$$

und in der Leitwertform

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2, \\ i_2 &= y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2. \end{aligned} \quad (2)$$

Sie gelten für die im Bild 16 festgelegten Strom- und Spannungspfeile. Aus den Gleichungen (1) und (2) lassen sich direkt entsprechende Ersatzschaltbilder aufstellen (Bilder 19 und 20). Man braucht nur rückwärts die Maschen- und Knotengleichungen der Ersatzschaltbilder hinzuschreiben, um sich von der Richtigkeit zu überzeugen.

Auf Grund der festgelegten Definitionsgleichungen (1) und (2) sind auch die Richtungen der inneren gesteuerten Spannungs- und Stromquellen in den Ersatzschaltbildern eindeutig festgelegt. Eine Umkehr irgendeiner gesteuerten Quelle würde auch eine Änderung der Definitionsgleichungen zur Folge haben. Man hätte dann ein besonderes System von Parametern und dürfte diese nicht mehr als h - oder y -Parameter bezeichnen. Setzt man nun die Parameterwerte mit ihren Vorzeichen, die sich auf Grund der einheitlichen Zählrichtungen nach Bild 16 ergeben und daher auch nur für diese Richtungen gelten, in die ebenfalls nach Bild 16 aufgestellten Gleichungen für die Betriebseigenschaften des Transistors ein, dann erhält man stets das richtige Ergebnis.

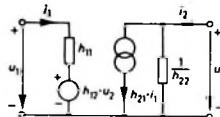


Bild 19. h-Parameter-Ersatzschaltbild

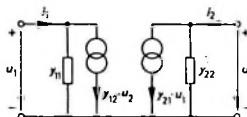


Bild 20. y-Parameter-Ersatzschaltbild

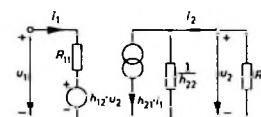


Bild 21. h-Parameter-Ersatzschaltbild mit Lastwiderstand

Aus den Vierpolgleichungen (1) für die h -Parameter ergibt sich unter Zuhilfenahme der Gleichung für den Lastwiderstand (Bild 21) $u_2 = -i_2 \cdot R_L$ die Stromverstärkung zu

$$V_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (3)$$

und die Spannungsverstärkung zu

$$V_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + A h \cdot R_L}, \quad (4)$$

wobei $A h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$ ist. Die Ausdrücke für weitere Betriebsgrößen ebenso wie für die y -Parameter findet man in einer Tabelle in [4].

Setzt man die Zahlenwerte der Parameter mit den richtigen Vorzeichen ein, so sind grundsätzlich folgende Ergebnisse möglich:

- a) Positive Spannungsverstärkung: Eingangs- und Ausgangsspannung haben die im Bild 16 eingezeichneten Richtungen (Polaritäten), das heißt, sie sind in Phase.
- b) Negative Spannungsverstärkung: Die Ausgangsspannung ist in Wirklichkeit entgegengesetzt wie im Bild 16 gepolt, also gegenüber der Eingangsspannung um 180° phasenverschoben.
- c) Positive Stromverstärkung: Eingangs- und Ausgangstrom fließen (konventionelle Richtungen betrachtet) in den im Bild 16 angegebenen Richtungen.
- d) Negative Stromverstärkung: Der Ausgangstrom fließt in Wirklichkeit aus dem Transistor heraus.

Wie man am Hand von Gl. (3) und Gl. (4) leicht nachweisen kann, ist in Basisisschaltung wegen $h_{11} b, h_{12} b, h_{22} b > 0$ und $h_{21} b < 0$ die Stromverstärkung negativ und die Spannungsverstärkung positiv. In Emitterschaltung sind alle h -Parameter positiv, und daher ist die Stromverstärkung positiv (s.a. Bild 15b) und die Spannungsverstärkung negativ. In Collectororschaltung ist schließlich wegen $h_{11} c, h_{12} c, h_{22} c > 0$ und $h_{21} c < 0$ die Stromverstärkung negativ und die Spannungsverstärkung positiv.

(Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [1] Hunneck, M.: Zählrichtungen für Spannungen und Ströme. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 22, S. 808–810, u. Nr. 23, S. 857–858
- [2] Schreiber, H.: Temperaturkompensation bei Silizium-Transistoren. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 20, S. 731–732, u. Bd. 20 (1965) Nr. 4, S. 136
- [3] Beneteau, P. J.: The design of high-stability d.c. amplifiers. Semiconductor Products (1961) Nr. 2, S. 27–30
- [4] • Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Bd. IV. Berlin 1957, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH



Two large, dark, funnel-shaped objects, which are television picture tubes, are shown side-by-side. They have a wide, shallow end on the left and a narrower, tapered end on the right. The left tube is associated with model A 65-11 W and the right one with model A 28-13 W.

A 65-11 W

Neue Fernsehbildröhre in Großformat
mit elektrostatischer Fokussierung und
110° - Ablenkung, ohne Ionenfalle,
metallhinterlegter Grauglasschirm,
Allglaskolben, implosionsgeschützt,
mit Metallrahmenverstärkung und Halterung

A 28-13 W

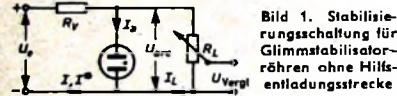
Neue Fernsehbildröhre
für Tiny-Vision
mit elektrostatischer Fokussierung und
90° - Ablenkung, ohne Ionenfalle,
metallhinterlegter Grauglasschirm,
Allglaskolben, implosionsgeschützt,
mit Metallrahmenverstärkung und Halterung

Dimensionierungsfragen bei Glimmstabilisatorröhren

Beim Entwerfen von Schaltungen werden im allgemeinen der Berechnung die Nennwerte der verwendeten Bauelemente zugrunde gelegt. Das ist zum Beispiel für eine einfache Stromversorgung oder einen normalen Tonfrequenzverstärker durchaus genügend, nicht jedoch für ein Dämpfungsglied, eine Filterkette, einen Schwingkreis usw. In diesen Fällen muß mit den Grenzwerten der kritischen Bauelemente gerechnet werden, um die vorgegebenen Daten der Schaltung zu gewährleisten. Ein solches kritisches Bauelement ist unter anderem der Glimmstabilisator, der sehr häufig für die Erzeugung höherer Vergleichsspannungen verwendet wird. Die nachstehenden Ausführungen befassen sich mit den Einflußgrößen, die bei der Schaltungsdimensionierung berücksichtigt werden müssen.

1. Grundschaltung

An Hand von Bild 1 sollen die Einflußgrößen erläutert werden, die in die Dimensionierung einer Stabilisierungsschaltung eingehen.



In dieser Schaltung für Glimmstabilisatorröhren ohne Hilfsentladungsstrecke sind eine Anzahl von Spannungs- und Stromwerten, die man zum Teil in den Datenblättern der jeweils verwendeten Röhre findet, untereinander wechselseitig abhängig, und zwar

U_{ign}	maximal erforderliche Zündspannung
$U_{arc \ max}$	maximale Brennspannung
$U_{arc \ min}$	minimale Brennspannung
$I_a \ max$	maximal zulässiger Brennstrom
$I_a \ min$	minimal zulässiger Brennstrom
$U_e \ max$	maximale Eingangsspannung
$U_e \ min$	minimale Eingangsspannung
I^*	Strom durch R_y und R_L vor der Zündung des Stabilisators
I	Gesamtstrom nach der Zündung des Stabilisators
I_L	Strom durch R_L nach der Zündung des Stabilisators

2. Grundgleichungen für die Berechnung

Vom Anwendungszweck der Vergleichsspannung ausgehend, dürfte in allen Fällen deren Kleinstwert und der Minimalwert des durch R_L fließenden Stromes gegeben sein. Daraus ergibt sich

$$R_L = \frac{U_{arc \ min}}{I_L \ min}. \quad (1)$$

Die maximale Brennspannung der Stabilisatorröhre bestimmt den maximalen Laststrom durch R_L zu

$$I_L \ max = \frac{U_{arc \ max}}{R_L}. \quad (2)$$

Bei maximaler Brennspannung ist der Querstrom durch die Röhre bei gegebenem Gesamtstrom am kleinsten. Da $I_a \ min$ für jede Röhre im Datenblatt festgelegt ist,

Bild 2. $\frac{I_a \ max}{I_a \ min}$ in Abhängigkeit vom

Speisespannungsverhältnis $\frac{U_e \ max}{U_e \ min}$

ergibt sich für den minimalen Gesamtstrom

$$I_{min} = I_a \ min + I_L \ max. \quad (3)$$

Dieser Gesamtstrom bestimmt auch den Spannungsabfall an R_y , der gleich der Differenz aus Eingangsspannung und Brennspannung sein muß, zu

$$I_{min} \cdot R_y = U_e \ min - U_{arc \ max}. \quad (4)$$

Gl. (4) enthält jedoch kein Kriterium für die Zündsicherheit der Schaltung. Die Zündsicherheitsbedingung ist erfüllt, wenn

$$U_{e \ min} \geq \frac{U_{ign} \cdot (R_y + R_L)}{R_L} \quad (5)$$

ist. Setzt man Gl. (5) in Gl. (4) ein und löst nach R_y auf, so ergibt sich

$$R_y = \frac{R_L \cdot (U_{ign} - U_{arc \ max})}{R_L \cdot I_{min} - U_{ign}}. \quad (6)$$

Durch Gl. (6) wird der zulässige Kleinstwert von R_y definiert.

Die höchste Eingangsspannung $U_e \ max$ bestimmt den maximalen Gesamtstrom zu

$$I_{max} = \frac{U_e \ max - U_{arc \ min}}{R_y}. \quad (7)$$

Für eine 100%ige Betriebssicherheit der Schaltung muß berücksichtigt werden, daß bei einer Unterbrechung des Lastwiderstandes R_L der Strom $I_L \ min$ zusätzlich durch die Stabilisatorröhre fließt. Deshalb darf der Gesamtstrom I_{max} nicht größer sein als der laut Datenblatt zugelassene Brennstrom $I_a \ max$.

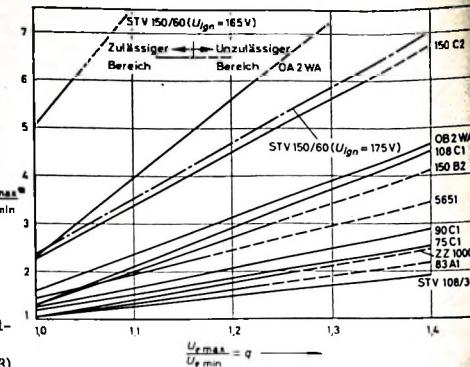
Für das sich durch den Schwankungsbeispiel der Speisespannung ergebende Verhältnis von maximalem zu minimalem Brennstrom erhält man nach einer Zwischenrechnung

$$\frac{I_a \ max^*}{I_a \ min} = \frac{\frac{U_e \ max}{U_e \ min} \cdot (U_{ign} - U_{arc \ min})}{U_{ign} - U_{arc \ max}}. \quad (8)$$

Dieses Verhältnis wird um so größer, je größer das Verhältnis $\frac{U_e \ max}{U_e \ min} = q$, je größer die Differenz zwischen Zünd- und minimaler Brennspannung, je kleiner die Differenz zwischen Zünd- und maximaler Brennspannung wird. Es darf jedoch in keinem Falle größer werden als das für die jeweilige Röhre aus dem Datenblatt zu entnehmende Verhältnis, da andernfalls eine Schädigung der Glimmstabilisatorröhre unvermeidbar ist.

3. Auswertung der Gleichungen

Aus Gl. (5) ist zu erkennen, daß im Falle $R_y = 0$ die Eingangsspannung $U_e \ min = U_{ign}$ wird. Dieser Betriebsfall ist unzulässig, da hierbei I_a nur durch den Innenwiderstand der Speisespannungsquelle be-



grenzt wird und in jedem Falle über den zulässigen $I_a \ max$ -Wert ansteigen würde. Für R_y muß daher stets der Kleinstwert nach Gl. (6) beachtet werden. Für $R_y = R_L$ wird $U_e \ min = 2 \cdot U_{ign}$ und erreicht damit etwa die Grenze des technisch noch sinnvollen Aufwandes für die Speisespannungsquelle.

Zur Erleichterung der Diskussion von Gl. (8) soll Bild 2 dienen. Dort ist das Verhältnis $\frac{I_a \ max}{I_a \ min}$ für eine Reihe von Stabilisatortypen eingetragen. Die Kurven zeigen, daß mehrere Röhrentypen nicht bis zu einem Speisespannungsverhältnis $\frac{U_e \ max}{U_e \ min} = q = 1,4$ eingesetzt werden können.

Da bei der Schaltungsdimensionierung alle Spannungsabweichungen immer auf den Nennwert bezogen werden, ist in Tab. I sowohl die Beziehung zwischen q und $U_e \ nenn$ als auch der prozentuale Schwankungsbereich der Nennspannung festgehalten. Dabei ist $U_e \ nenn$ als der Mittelwert zwischen $U_e \ min$ und $U_e \ max$ angenommen.

Der Faktor $q = 1,3$ entspricht zum Beispiel etwa der Betriebssicherheitsbedingung der Deutschen Bundespost, deren Geräte bei Netzspannungsschwankungen von +10% bis -15% einwandfrei arbeiten müssen.

Setzt man in Gl. (8) $q = 1$ ein, so wird ersichtlich, daß der Verlauf der Kennlinie $\frac{I_a \ max}{I_a \ min}$ um so steiler ist, je näher $U_{arc \ max}$ an U_{ign} heranrückt. Das Bild 2 zeigt, daß die Röhre STV 150/60 einen sehr ungünstigen Steilheitsverlauf $\frac{I_a \ max}{I_a \ min}$ aufweist.

Laut Datenblatt ist der zulässige Wert 6. Bei $U_{ign} = 165$ V und $U_{arc \ max} = 160$ V wird dieser Wert schon bei $q = 1,04$ erreicht. Würde U_{ign} dagegen 175 V betragen, so

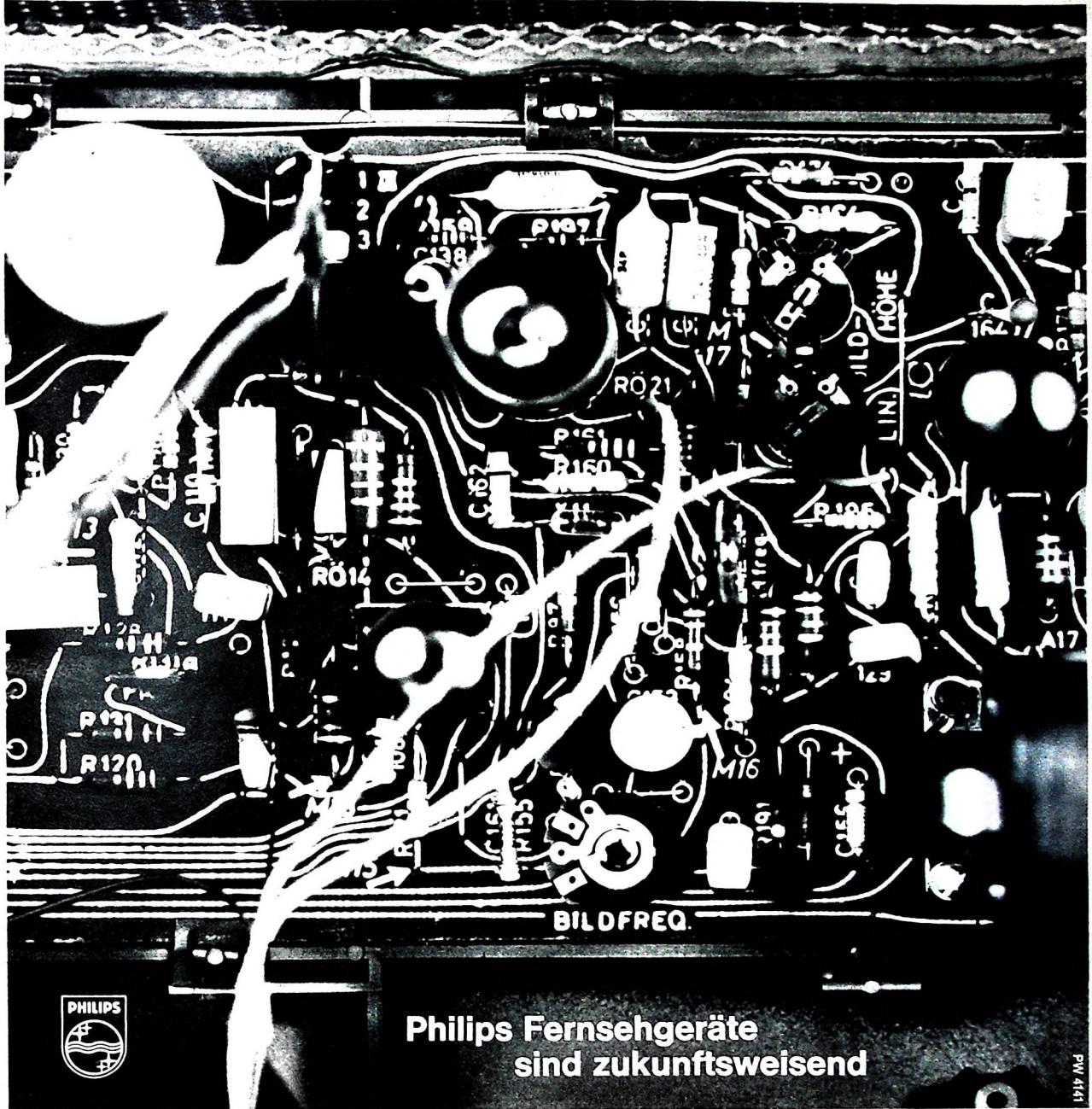
Tab. I. Hilfsfaktoren

Beziehungen zwischen minimaler Eingangsspannung $U_e \ min$, maximaler Eingangsspannung $U_e \ max$, Nennspannung $U_e \ nenn$ und zulässigem Schwankungsbereich $\Delta U_e \ nenn$:

$$U_e \ nenn = \frac{1+q}{2} \cdot U_e \ min = k \cdot U_e \ min$$

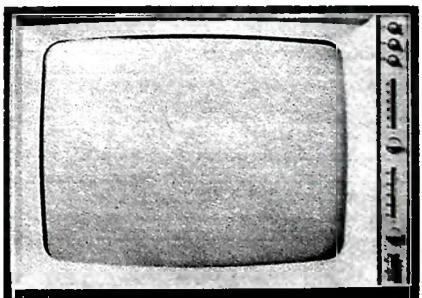
$$\Delta U_e \ nenn = \pm \left(\frac{q}{k} - 1 \right) \cdot 100\%$$

$q = \frac{U_e \ max}{U_e \ min}$	$k = \frac{U_e \ nenn}{U_e \ min}$	$\Delta U_e \ nenn [\%]$
1,0	1,0	± 0
1,1	1,05	± 5
1,2	1,1	± 9
1,3	1,15	± 13
1,4	1,2	± 17



Philips Fernsehgeräte sind zukunftsweisend

Die Konstruktion aller Philips Fernsehgeräte ist servicefreundlich. Schauen Sie einmal hinein: Schwenkrahmen und Rückwandkassetten sichern leichten Zugang zu allen Bauteilen. Jeder Kondensator, jeder Widerstand hat seine „Hausnummer“. Die Schaltungen auf den Platten sind durch aufgedruckte Verbindungslien leicht zu verfolgen. Diese Übersichtlichkeit erleichtert und verbilligt Ihnen den Service. Damit hat Philips einen weiteren Schritt in die Zukunft getan. Philips Fernsehgeräte repräsentieren den neuesten Stand der internationalen Fernsehtechnik. Sie sind zuverlässig und wertbeständig über viele Jahre.



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

wird der Wert 6 erst bei $q = 1,4$ erreicht (s. Bild 2). Da nach Gl. (6) eine Vergrößerung von R_V einer Erhöhung von U_{arc} gleichbedeutend ist und hiermit gemäß Gl. (5) ein Anstieg von $U_e \min$ einhergeht, kann man durch Heraufsetzen der Speisespannung den Steilheitsverlauf der $\frac{I_a \max}{I_a \min}$ -Kennlinie beeinflussen.

Zur Bestimmung des erforderlichen höheren $U_e \min$ -Wertes löst man Gl. (4) nach R_V auf und ersetzt in Gl. (7) $U_{arc} \max$ durch $q \cdot U_e \min$. Die Gleichsetzung der rechten Seiten dieser Gleichungen ergibt

$$U_e \min = \frac{I_{a \max} \cdot U_{arc} \max - I_{a \min} \cdot U_{arc} \min}{I_{a \max} - q \cdot I_{a \min}} \quad (9)$$

In dieser Gleichung ist gemäß der zu Gl. (7) gegebenen Erläuterung für $I_{a \max}$ der Datenblatt-Wert $I_{a \max}$ einzusetzen. Mit dem nach Gl. (9) errechneten $U_e \min$ -Wert wird aus Gl. (4) der zugehörige R_V -Wert bestimmt. Sollte der nach Gl. (9) erhaltenen $U_e \min$ -Wert wesentlich größer sein als $2 \cdot U_{ign}$, dann wird zweckmäßigerweise ein anderer Stabilisatortyp gewählt. Für den Grenzfall $q \cdot I_{a \min} = I_{a \max}$ wird $U_e \min = \infty$.

Die Steilheit der $\frac{I_a \max}{I_a \min}$ -Kennlinie wird außerdem um so geringer, je kleiner die Differenz $U_{arc} \max - U_{arc} \min$ wird. Da der Stabilisierungsfaktor der Röhre zudem mit kleiner werdender Brennspannungsdifferenz besser wird, ist es vor allem zur Erzeugung von Referenzspannungen wichtig, solche Röhren auszuwählen, deren Brennspannungsgrenzwerte möglichst nahe beieinander liegen.

Eine Besonderheit bei Glimmstabilisatorröhren muß noch beachtet werden: Mit abnehmender Raumhelligkeit steigt bei nicht besonders präparierten Röhren der Zündspannungsgrenzwert an. Es ist daher notwendig, der Schaltungsberechnung stets den im Datenblatt ausgewiesenen U_{ign} -Größtwert zugrunde zu legen.

Bei Berücksichtigung der in den Abschnitten 2. und 3. gemachten Ausführungen ist die absolute Betriebssicherheit der Schaltung jeweils innerhalb der gegebenen Speise- und Brennspannungsgrenzen auch bei Röhrenwechsel gewährleistet.

4. Berechnungsbeispiele

Beispiel 1

Gewünscht wird eine Referenzspannung von maximal 80 V. Der Strom durch den Widerstand R_L muß 1 mA betragen, und es soll die Röhre ZZ 1000 verwendet werden. Der Schwankungsbereich der Speisespannung ist maximal 1,2.

Die Daten der Röhre ZZ 1000 sind: $U_{ign} = 115$ V, $U_{arc} \max = 81,9$ V, $U_{arc} \min = 80,1$ V, $I_{a \min} = 2$ mA, $I_{a \max} = 4$ mA.

Mit diesen Werten ergeben sich

aus Gl. (1)

$$R_L = \frac{80,1}{1} = 80,1 \text{ kOhm},$$

aus Gl. (2)

$$I_{L \max} = \frac{81,9}{80,1} = 1,024 \text{ mA},$$

aus Gl. (3)

$$I_{a \min} = 2 + 1,024 = 3,024 \text{ mA},$$

aus Gl. (6)

$$R_V = \frac{80,1 \cdot (115 - 81,9)}{80,1 \cdot 3,024 - 115} = 21 \text{ kOhm},$$

aus Gl. (5)

$$U_e \min = \frac{115 \cdot (21 + 80,1)}{80,1} = 145,2 \text{ V},$$

aus Gl. (7)

$$I_{a \max} = \frac{1,2 \cdot 145 - 80,1}{21} = 4,48 \text{ mA}.$$

Da $I_{a \max}$ größer als $I_{a \min}$ ist, kann diese Dimensionierung nur zugelassen werden, wenn auf die Betriebssicherheitsforderung bei Unterbrechung von R_L verzichtet wird. Soll die Forderung jedoch erfüllt werden, so muß $U_e \min$ erhöht werden. Es folgen aus Gl. (9)

$$U_e \min = \frac{4 \cdot 81,9 - 3,024 \cdot 80,1}{4 - 1,2 \cdot 3,024}$$

$$= \frac{85,38}{0,3712} = 230 \text{ V},$$

aus Gl. (4)

$$R_V = \frac{230 - 81,9}{3,024} = 49,3 \text{ kOhm}.$$

Um die nach Gl. (7) errechnete nur 12 %ige Überschreitung des zulässigen $I_{a \max}$ -Wertes zu eliminieren, muß in diesem Beispiel die Mindest-Speisespannung von 145,2 auf 230 V erhöht werden.

Errechnet man nach Gl. (8) nun $I_{a \max}$, dann erhält man

$$I_{a \max}^* = 2 \cdot \frac{1,2 \cdot 115 - 80,1}{115 - 81,9} = 3,5 \text{ mA}.$$

Demnach dürfte der Laststrom durch R_L nur $4 - 3,5 = 0,5$ mA sein, um den kleinstmöglichen $U_e \min$ -Wert einzuhalten. Gl. (8) ermöglicht daher, sofort zu entscheiden, ob bei gegebenem $I_{a \min}$ -Wert und gegebenem q -Wert die vorgesehene Stabilisatorröhre verwendet werden kann oder ein anderer Typ ausgewählt werden muß.

Beispiel 2

In einer Regelschaltung soll das Schirmgitterpotential einer Pentode auf 83 V konstant gehalten werden. Der maximale Schirmgitterstrom ist 2 mA und der Schwankungsbereich der Speisespannung $q = 1,15$. Es soll die Stabilisatorröhre 83 A 1 verwendet werden.

Die Daten der Röhre sind: $U_{ign} = 130$ V, $U_{arc} \max = 84,1$ V, $U_{arc} \min = 82,6$ V, $I_{a \max} = 6$ mA, $I_{a \min} = 3,5$ mA.

Nach Gl. (8) kann der Brennstrom $I_{a \max}$ den Maximalwert erreichen

$$I_{a \max}^* = 3,5 \cdot \frac{1,15 \cdot 130 - 82,6}{130 - 84,1} = 5,1 \text{ mA}.$$

Da bei gesperrter Pentode der Schirmgitterstrom von 2 mA zusätzlich durch die Stabilisatorröhre fließt (also $I_{a \max}^* = 7,1$ mA), wird der zulässige $I_{a \max}$ -Wert überschritten. An Stelle des Typs 83 A 1 muß daher in diesem Falle zum Beispiel die Röhre 85 A 2 verwendet werden.

Beispiel 3

Die Röhre STV 150/15 soll in einer doppelstufigen Stabilisatororschaltung verwendet werden. Gesucht wird der maximal entnehmbare Laststrom $I_{L \max}$ bei einem Schwankungsbereich der Speisespannung von $q = 1,4$.

Daten der Röhre: $U_{ign} = 200$ V, $U_{arc} \max = 180$ V, $U_{arc} \min = 140$ V, $I_{a \max} = 15$ mA, $I_{a \min} = 1$ mA. Somit ist $\frac{I_{a \max}}{I_{a \min}} = 15$.

Nach Gl. (8) errechnet sich

$$\frac{I_{a \max}^*}{I_{a \min}} = \frac{1,4 \cdot 200 - 140}{200 - 160} = 3,5.$$

Der Röhre kann also ein Laststrom $I_{L \max} = 15 - 3,5 \cdot I_{a \min} = 11,5$ mA entnommen werden.

5. Glimmstabilisatorröhren mit Hilfsentladungsstrecke

Will man mit den in den Abschnitten 1. bis 4. behandelten Stabilisatorröhren sehr genaue Referenzspannungen ohne Kaskadenschaltung erzeugen, dann setzen die mehr oder weniger großen Differenzen $U_{arc} \max - U_{arc} \min$ in Abhängigkeit vom Brennstrom diesem Vorhaben eine Grenze. Außerdem ist in diesen Fällen das Auftreten der Zündspannungsspitze am Lastwiderstand R_L oftmals unerwünscht oder sogar unzulässig. Diese Nachteile lassen sich durch Verwendung von Stabilisatorröhren mit Hilfsentladungsstrecke vermeiden. Bild 3 zeigt die Grundschaltung.

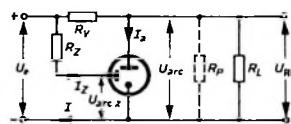


Bild 3. Referenzspannungsschaltung mit Stabilisatorröhre mit Hilfsentladungsstrecke

Um Zündspitzen am Lastwiderstand mit Sicherheit zu verhindern und eine Übernahme der Entladung durch die Hauptanode nach erfolgtem Durchzünden der Hilfsstrecke schon bei Spannungen unterhalb der normalen Brennspannung zu gewährleisten, muß die Bedingung $R_L \leq 2 \cdot R_V$ eingehalten werden. Ist R_L gegen Unendlich veränderlich, dann muß durch Parallelschalten eines Festwiderstandes R_P zu R_L für die Einhaltung dieser Bedingung gesorgt werden. Hierdurch wird zugleich erreicht, daß der Wert für $I_{a \min}$ kleiner als der für Stabilisatorröhren ohne Hilfsentladungsstrecke zulässige Wert werden kann, ohne daß Störschwingungen auftreten können.

Um die Unterschiede zu verdeutlichen, soll das Beispiel 1 aus Abschnitt 4. mit der Stabilisatorröhre ZZ 1020 durchgerechnet werden.

Die Daten dieser Röhre sind: $U_{ign} = 120$ V, $I_{a \min} = 0,1$ mA, $U_{arc} \max = 85$ V, $U_{arc} \min = 82,6$ V, $I_{a \max} = 8$ mA, $I_{a \min} = 1$ mA. Außerdem sind gegeben: $I_{L \min} = 1$ mA, $q = 1,2$.

Die Rechnung ergibt

$$\text{aus Gl. (1)} \quad R_L = 81,5 \text{ kOhm}$$

und daraus laut Bedingung $R_L \leq 2 \cdot R_V$

$$R_V = 0,5 \cdot R_L = 40,75 \text{ kOhm},$$

aus Gl. (2) $I_{L \max} = 1,017$ mA,

aus Gl. (3) $I_{a \min} = 2,017$ mA,

aus Gl. (4) $U_{e \min} = 165$ V,

daraus mit $q = 1,2$ $U_{e \max} = 198$ V,

aus Gl. (4) mit R_Z an Stelle R_V und $U_{arc} \max$ an Stelle $U_{arc} \min$ sowie $I_{a \min}$ an Stelle $I_{a \max}$

$$R_Z = \frac{165 - 85}{0,1} = 800 \text{ kOhm},$$

aus Gl. (7) $I_{a \max} = 2,86$ mA.

Mit den gegebenen Daten könnte der Laststrom I_L auf 4 mA erhöht werden, ehe $I_{a \max}$ den zulässigen $I_{a \max}$ -Wert von 8 mA erreicht. $U_{e \min}$ würde sich hierbei auf 135 V verringern.

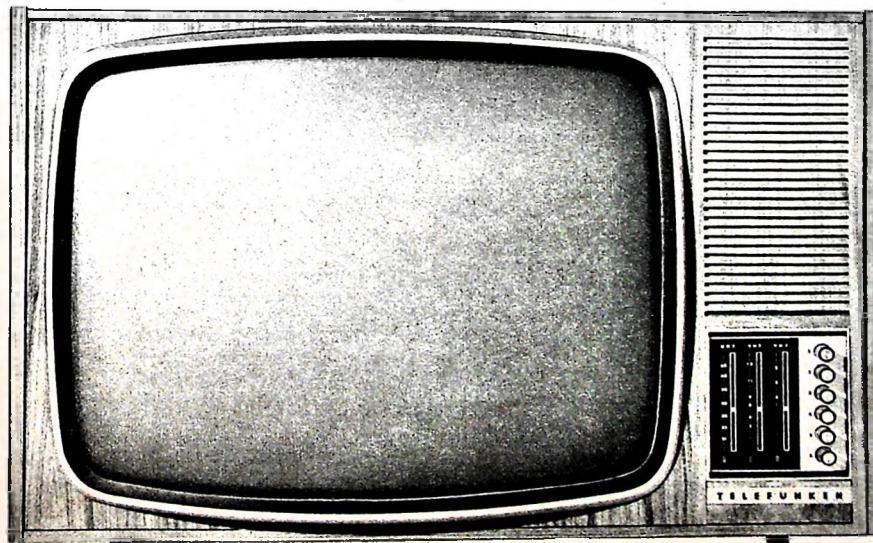
TELEFUNKEN



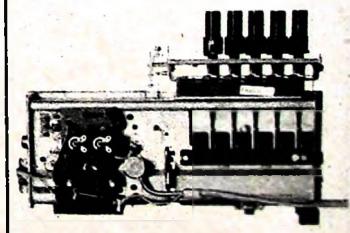
Verkaufen Sie lieber bildschöne oder service-freundliche Fernsehgeräte?

Worauf legen Sie mehr Wert? Auf das Äußere? - Bildschönes 59 und 65 cm Bild, vorgezogene Bildröhre, Edelholzgehäuse, regalflach, asymmetrische Front. Oder sind Ihnen innere Werte wichtiger? - Mehrere Bausteine in einem Klappchassis, Allbereich-Tuner*. Ihre Kunden interessiert vor allem der äußere Komfort, Sie jedoch denken auch an das Innere des Gerätes. Telefunken hat an beides gedacht. Telefunken-Fernsehgeräte sind bildschön und technisch perfekt. (Zum Beispiel der FE 345 und der FE 355). Das sind Geräte, die auch anspruchsvollsten Kunden etwas Besonderes bieten. Und Ihnen den Service erleichtern.

Alles spricht für TELEFUNKEN



* Neukonstruktion: organische Einheit von VHF-Tuner, UHF-Tuner und Drucktastensatz. Ideale Service-Möglichkeiten.



Amateur-Spitzensuper »SB-300 E«

Der „SB-300 E“ (Bild 1) der Heathkit-Geräte GmbH, eignet sich für den Empfang von SSB-, AM- und CW-Signalen aller KW-Amateurbänder von 3,5 bis 30 MHz. Für jede Empfangsart ist ein getrenntes Quarzfilter mit der jeweils günstigsten Bandbreite eingebaut. Es wird automatisch mit dem Betriebsartenschalter umgeschaltet.



Bild 1. SSB-Amateur-Empfänger „SB-300 E“

Zwei umschaltbare Antenneneingänge gestatten die Erweiterung auf UKW- und Dezimeter-Empfang mit Konvertern. Die Spannungsversorgung der Vorsatzgeräte wird einer eingebauten Buchse entnommen. Zusammen mit dem SSB-Sender „SB-400“ ist Transceiver-Betrieb möglich.

Schaltungseinzelheiten

An Hand des Blockbildes (Bild 2) sei das Eingangssignal verfolgt, und zwar bei Annahme einer Empfangsfrequenz von 3,895 MHz. Der Quarzoszillator Rö 4 schwingt bei Einstellung des Empfängers auf diesen Frequenzbereich dann auf 12,395 MHz und erzeugt das Mischprodukt von 8,5 MHz in der ersten Mischstufe Rö 2. Diese erste Zwischenfrequenz gelangt über ein Bandfilter F1 zur zweiten Mischstufe Rö 3. Durch Mischen mit dem Signal eines linearen Abstimmoszillators Rö 5 (LMO-Signal 5,105 MHz) entsteht in

Tab. I. Frequenzschema des SSB-Spitzensuper

Band [MHz]	Quarzo- szillator [MHz]	Empfangs- signal [MHz]	Filter- frequenz [MHz]	Zwischen- frequenz [MHz]	LMO-Frequenz 5...5,5 MHz [MHz]
3,5...4,0	12,395	3,895	8,500	3,395	5,105
7,0...7,5	15,895	7,200	8,695	3,395	5,300
14,0...14,5	22,895	14,200	8,695	3,395	5,300
21,0...21,5	29,895	21,300	8,695	3,395	5,200
28,0...28,5	36,895	28,100	8,795	3,395	5,400
28,5...29,0	37,395	28,700	8,695	3,395	5,300
29,0...29,5	37,895	29,200	8,695	3,395	5,300
29,5...30,0	38,395	29,600	8,795	3,395	5,400

Rö 3 die zweite ZF von 3,395 MHz. Sie wird über eines der drei anschließenden Quarzfilter einem zweistufigen ZF-Verstärker Rö 6, Rö 7 zugeführt. Nach Demodulation im AM-Demodulator D 4 (oder im Produktdetektor Rö 9 für SSB und CW) steht das reine NF-Signal zur Verfügung. Es wird in Rö 10 zweistufig verstärkt und dem Lautsprecherausgang zugeführt. Wie Bild 2 weiter zeigt, sind die Signale des Quarzoszillators (Rö 4), des LMO (Rö 5) und des BFO (Rö 9) für Transceiver-Betrieb zu getrennten Buchsen herausgeführt.

Das Frequenzschema des Empfängers geht aus Tab. I hervor.

HF-Verstärker

In den folgenden Ausführungen beziehen sich die Schalterstellungen auf eine angenommene Abstimmfrequenz von 3,895 MHz (LSB). Bild 3 (S. 264) ist ein Teilschaltbild des Empfängers, das vor allem die Funktionen einzelner Schalterebenen verdeutlichen soll.

Im Antenneneingang liegt der Konverterschalter S 1. Es sind vier Antenneneingänge für zwei KW-Antennen und zwei VHF-Antennen vorhanden. Der Konverterschalter verbindet die vorhandenen

Antennen mit den jeweiligen Konverter- oder Empfängereingängen und führt über eine rückwärts angeordnete Konverter-Mehrachenschlußbuchse dem jeweils eingeschalteten Konverter die Betriebsspannungen zu.

Mit Schalter BS 6 R wird die Primärseite der Antennenspule und mit BS 5 F die

Technische Daten

Frequenzbereiche:

3,5...4,0 MHz, 7,0...7,5 MHz,
14,0...14,5 MHz, 21,0...21,5 MHz,
28,0...28,5 MHz, 28,5...29,0 MHz,
29,0...29,5 MHz, 29,5...30,0 MHz

Zwischenfrequenz:

variabel 8,395...8,895 MHz
fest 3,395 MHz

Frequenzstabilität:

100 Hz/Stunde ab 20 Minuten nach Einschalten,
100 Hz für Netzschwankungen von $\pm 10\%$

Ablesegenauigkeit:

besser als 200 Hz auf allen Bändern

Empfindlichkeit:

besser als 1 μ V für 15 dB SNR

Trennschärfe:

SSB: 2,1 kHz bei 6 dB, 5,0 kHz bei 60 dB
AM: 3,75 kHz bei 6 dB, 10 kHz bei 60 dB
(zusätzliches Filter)
CW: 400 Hz bei 6 dB, 2,5 kHz bei 60 dB
(zusätzliches Filter)

Fremdsignalunterdrückung:

ZF- und Spiegelunterdrückung
besser als 50 dB

NF-Frequenzgang:

SSB: 350...2450 Hz bei 6 dB Abfall
CW: 800...1200 Hz bei 6 dB Abfall
AM: 200...3500 Hz bei 6 dB Abfall

NF-Ausgangsimpedanz:

8 und 500 Ohm

Antenneneingang:

50 Ohm

Eichquarz:

100 kHz

Röhren: 6BZ6, 6AU6, 6AB4, 6AU6,
2x 6BA6, 6AU6, 6HF8, 6AS11

Netzanschluß: 220 V (50 Hz), 50 W

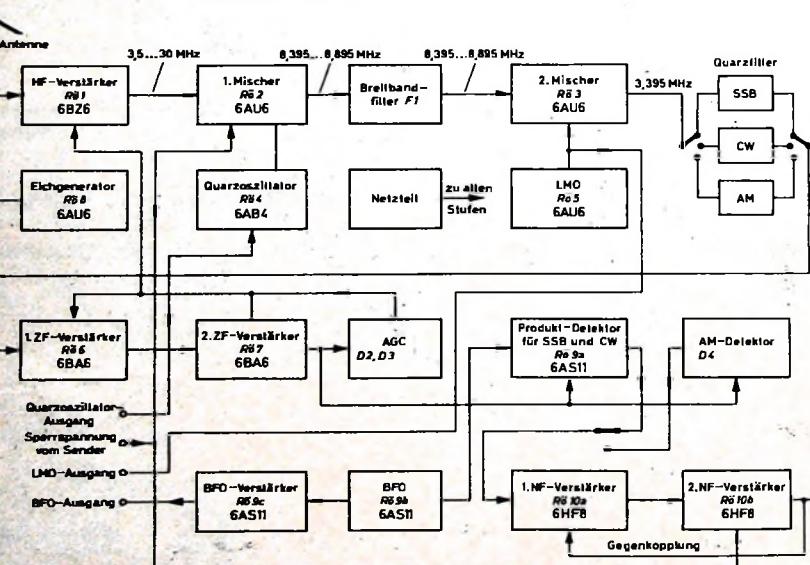
Abmessungen: 380 mm x 170 mm x 360 mm

Gewicht: 7,7 kg

Lautsprecher

Kopfhörer

Bild 2. Blockbild des Heathkit-SSB-Amateur-Empfängers „SB-300 E“



**Vollbild-Fernseher 3:4
bieten echte Vorteile**

**Kuba
JMPERIAL**



**Vollbild - Fernseher 3:4
neu Kuba 65cm**

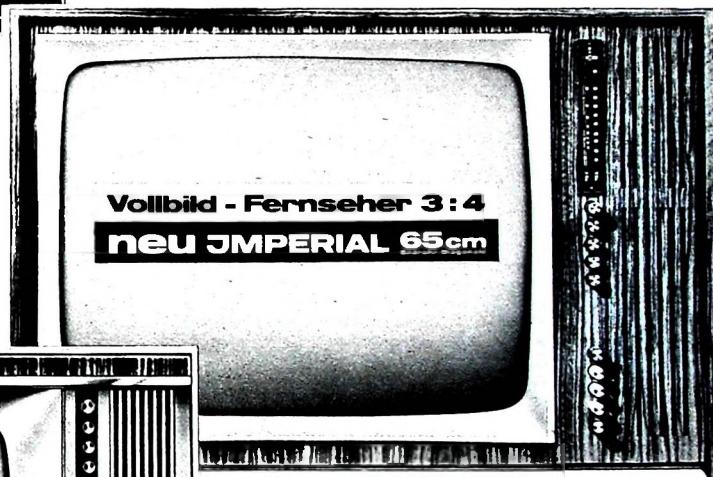
Millionen haben in der Presse darüber gelesen — davon gehört.

Millionen wurden durch Fernseh-Regionalsendungen über den Vollbild-Fernseher informiert.

Millionen Kuba Jmperial-Werbeimpulse werden viele Interessenten auf Fachgeschäfte lenken, die den Vorzug des Vollbild-Fernsehers demonstrieren.

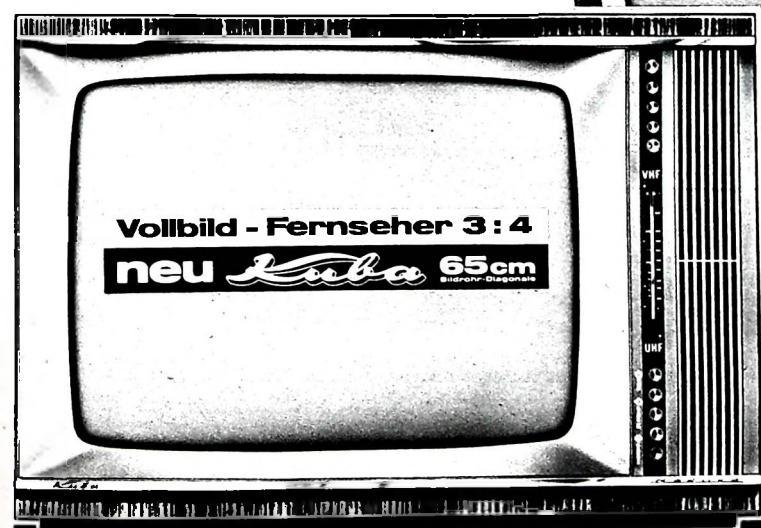
Nähre Information erhalten Sie über alle Kuba Jmperial-Werksvertretungen.

**Vollbild-Fernseher „Toronto“
65 cm Bildrohr-Diagonale**



**Vollbild - Fernseher 3:4
neu JMPERIAL 65cm**

**Vollbild-Fernseher „Tokio“
65 cm Bildrohr-Diagonale**



**Vollbild - Fernseher 3:4
neu Kuba 65cm
Bildrohr-Diagonale**

**Vollbild-Fernseher „Ottawa“
65 cm Bildrohr-Diagonale**

mehr Bildinhalt

wenn Fernsehen . . . dann

**Kuba
JMPERIAL**

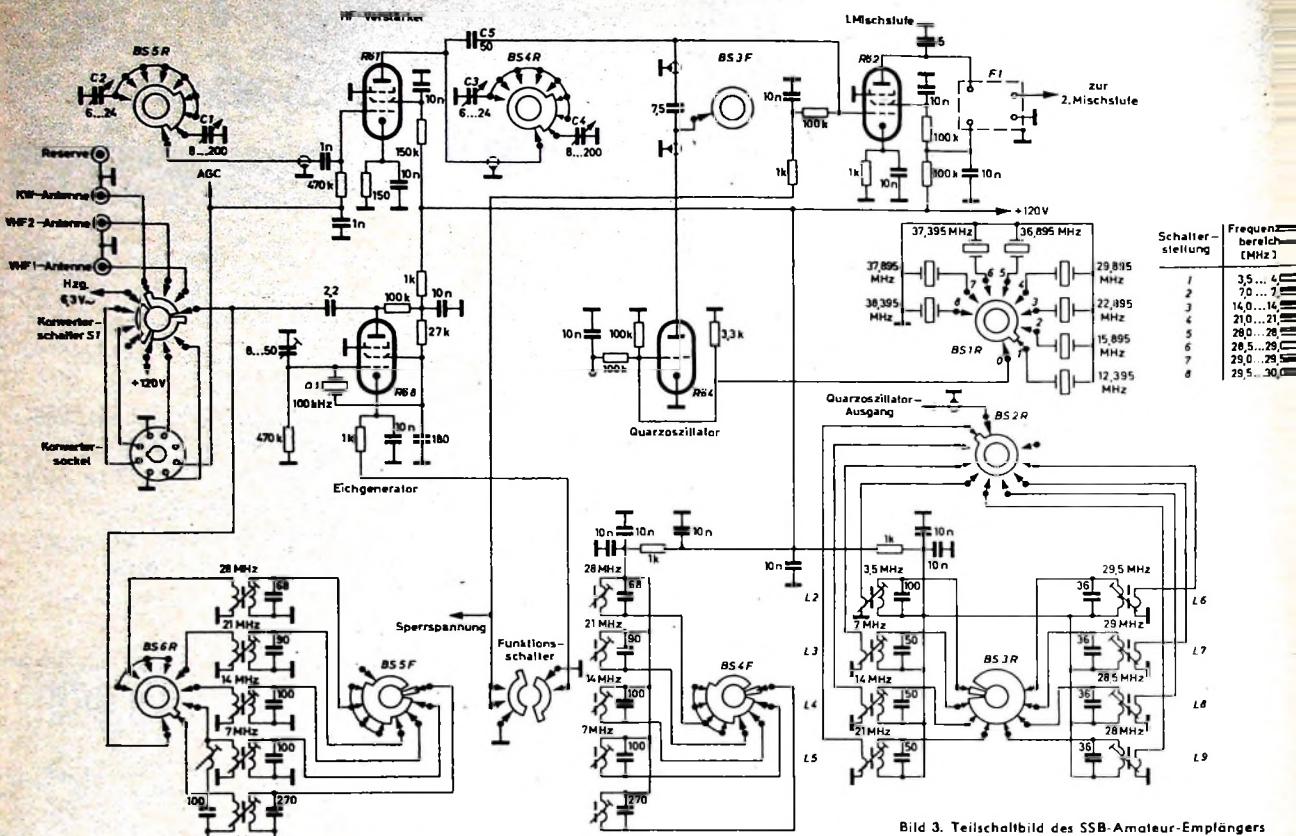


Bild 3. Teilschaltbild des SSB-Amateur-Emplängers

Sekundärseite umgeschaltet. Das Signal gelangt, nachdem es die Spule L_1 passiert hat, zu Schalter $BS\ 5\ R$ und damit zu den Dreh kondensatoren $C\ 1$ und $C\ 2$. In Parallelschaltung sind beide Kondensatoren auf 3,5 MHz zur Voreinstellung wirksam, auf den höherfrequenten Bändern ist nur $C\ 2$ eingeschaltet. $C\ 1$ und $C\ 2$ bilden einen von der Hauptabstimmung getrennt bedienbaren Teil eines Vierfachdrehklos. Die Anodenkreisspulen des HF-Verstärkers werden durch $BS\ 4\ F$ geschaltet und der zugehörige Abstimmkondensator durch das Segment $BS\ 4\ R$. Für die Bänder 7,0...30 MHz ist lediglich $C\ 3$ wirksam, für 3,5 MHz liegen $C\ 3$ und $C\ 4$ parallel.

Quarzoszillator und 1. Mischer

Das verstärkte HF-Signal gelangt über $C\ 5$ zum Gitter der 1. Mischröhre $Rö\ 2$, zu dem auch das Signal des hochstabilen Quarzoszillators $Rö\ 4$ geführt ist. Mit dem Schalter $BS\ 1\ R$ werden die verschiedenen Quarze gewählt. Der Anodenkreis von $Rö\ 4$ ist durch die Spulen $L\ 2$... $L\ 9$ abgestimmt. Die jeweilige Spule wird mit der Schaltenebene $BS\ 3\ R$ durch einen Schleifkontakt am Schalter $BS\ 3\ F$ mit der Anode von $Rö\ 4$ verbunden. Der Schleifring von $BS\ 3\ F$ ist mit dem kleinen Segment von $BS\ 3\ R$ verbunden. Jede Induktivität $L\ 2$ bis $L\ 9$ hat eine kleine Koppelspule, die zur Schaltenebene $BS\ 2\ R$ führt. Das von diesen Sekundärspulen ausgekoppelte Signal führt zu der Quarzoszillatorklinke an der Empfängerrückseite für Transceiver-Betrieb des angeschlossenen SSB-Senders.

In der Mischröhre $Rö\ 2$ werden das empfangene Signal (3,895 MHz) und das Oszillatortsignal gemischt. Es entstehen

die Summen- und Differenzfrequenzen 16,29 MHz und 8,5 MHz. Das Bandfilter $F\ 1$ läßt nur den Frequenzbereich 8,895 bis 8,895 MHz durch; die Summenfrequenz von 16,29 MHz wird gesperrt.

LMO und 2. Mischer

Das 8,5-MHz-Signal des Bandfilters $F\ 1$ gelangt zum Gitter des 2. Mixers $Rö\ 2$ (s. Bild 2). Im Katodenkreis dieser Röhre wird das Signal des linearen Abstimm-Oszillators (LMO) eingekoppelt. Der LMO ($Rö\ 5$), seine Schaltung ist im Bild 4 komplett dargestellt, liefert eine hochstabile Frequenz im Bereich 5...5,5 MHz, die mit $C\ 4$ (45 pF) verändert werden kann. Dementsprechend ändert sich die Arbeitsfrequenz des Empfängers. Zum Verständnis der Wirkungsweise sei erwähnt, daß ein mit der Oszillatortfrequenz von 12,395 MHz überlagertes 3,895-MHz-Signal eine Ausgangsfrequenz von 8,5 MHz ergibt. Um auf die notwendige ZF von 3,895 MHz zu kommen, muß der LMO auf 5,105 MHz abgestimmt sein. Der LMO-Ausgang ist noch kapazitiv mit der LMO-Klinke auf der Empfängerrückseite für Transceiver-Betrieb des angeschlossenen SSB-Senders verbunden.

Auf der Ausgangsseite des 2. Mixers ist ein Kristallfiltersystem, bestehend aus drei verschiedenen Filtern für SSB, CW und AM angeordnet. Die Durchlaßkurven der Filter gehen aus Bild 5 hervor.

ZF-Verstärker und S-Meter

Kapazitiv gelangt die ZF zu den beiden ZF-Verstärkern mit den Röhren $Rö\ 6$ und $Rö\ 7$ (s. Bild 2). Die ZF-Filter sind auf maximale Verstärkung abzustimmen.

Im ZF-Teil ist auch ein S-Meter für die Feldstärkeanzeige angeordnet. Dieses Instrument wird bei abgetrennter Antenne und aufgedrehtem HF-Empfindlichkeitsregler auf S-Null abgeglichen.

Regelspannungserzeugung

Durch Verändern der negativen Gitterspannungen mit dem HF-Empfindlichkeitsregler lassen sich die HF- und ZF-Verstärkung den Empfangsbedingungen anpassen. Außerdem ist eine automatische Verstärkungskontrolle (AGC) wirksam. Man führt einen Teil der ZF-Ausgangsspannung ka-

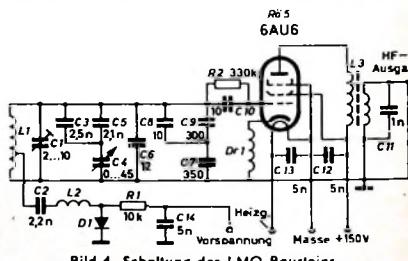


Bild 4. Schaltung des LMO-Baussteins

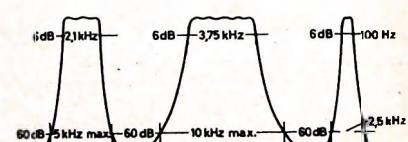
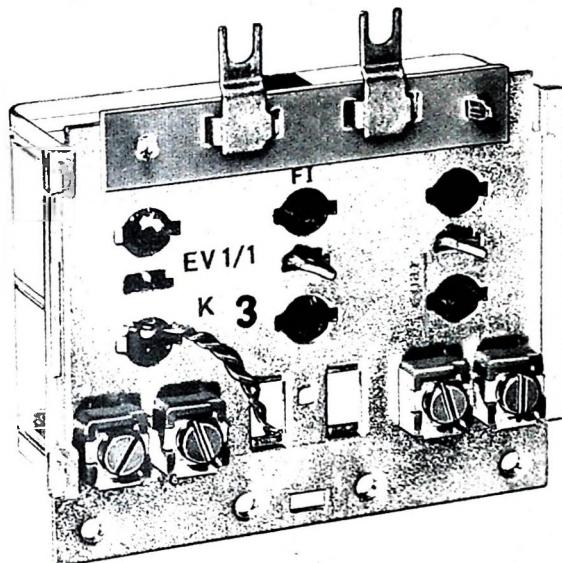


Bild 5. Die Durchlaßkurven der drei Quarzfilter für SSB- (a), AM- (b) und CW-Empfang (c)

TREV jetzt für alle FS-Kanäle



Die neuen TREV-Typen 1/1 und 1B 3 ermöglichen die Verbesserung des Fernsehempfangs nun auch auf den Kanälen 2-4 und im gesamten Bereich F III. Auch diese neuen TREV sind mit wenigen Handgriffen direkt in die Dipoldose der ELTRONIK-Fernsehantenne einzubauen.

TREV 1/1 K ... neu

Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für einen der Kanäle 2, 3 oder 4 (F I).

Verstärkung: 17 dB (7x)

Rauschmaß: 5-7 dB

max. Eingangsspannung an 240Ω : $40 \text{ mV}_{\text{eff}}$

TREV 1B 3 neu

Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für den gesamten Bereich F III.

Verstärkung: 11 dB (3,5x)

Rauschmaß: 5-7 dB

max. Eingangsspannung an 240Ω : $15 \text{ mV}_{\text{eff}}$

TREV 1/3 K ...

Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für einen der Kanäle 5-12 (F III)

Verstärkung: 14 dB (5x)

Rauschmaß: 5-7 dB

max. Eingangsspannung an 240Ω : $60 \text{ mV}_{\text{eff}}$

TREV 1/45 K ...

Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für einen der Kanäle 21-60 (F IV/V)

Verstärkung: 8-12 dB (2,5x-4x)

Rauschmaß: 6- 9 dB

max. Eingangsspannung an 240Ω : $80-120 \text{ mV}_{\text{eff}}$

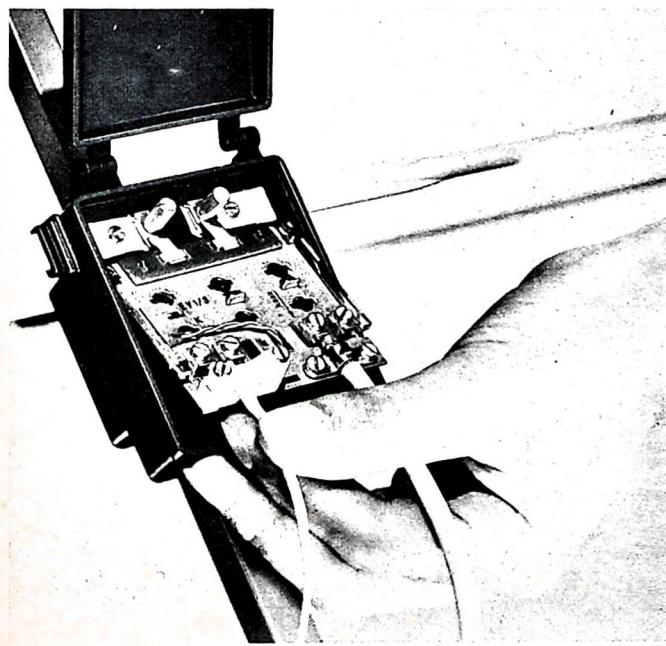
TREV 2/45 K ...

Zweistufiger Transistor-Einbauverstärker für einen der Kanäle 21-60 (F IV/V)

Verstärkung: 18-20 dB (8x-10x)

Rauschmaß: 6- 9 dB

max. Eingangsspannung an 240Ω : $30-40 \text{ mV}_{\text{eff}}$



Bitte besuchen Sie uns auf der
HANNOVER - MESSE
Halle 11 Stand 8

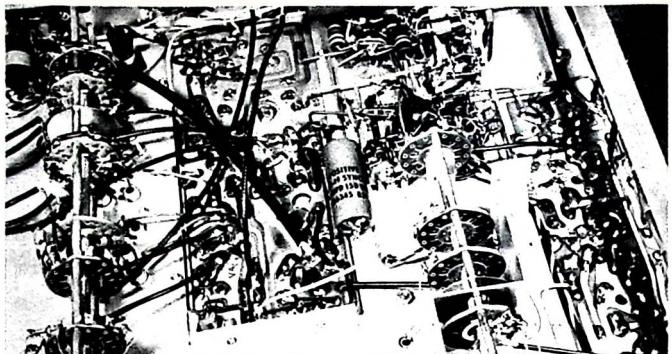
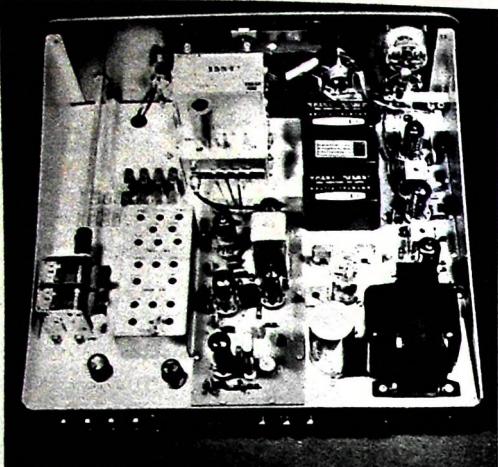


Bild 7 (oben). Blick auf die gedruckten Platten und die Zusatzverdrahtung unterhalb des Chassis
Bild 6.

◀ Baugruppenanordnung des Chassis

pazitiv den AGC-Dioden zu. Sie erzeugen eine negative Gleichspannung, und zwar proportional der Eingangsspannung. Durch ein Signal, das eine die Grundgitterspannung übersteigende AGC-Spannung erzeugt, wird die Verstärkung der Röhren Rö 1, Rö 6 und Rö 7 entsprechend verringert. Auf diese Weise erhält man ein weitgehend konstantes Ausgangssignal. Durch umschaltbare Kondensatoren (besonderer Schalter „AGC“) läßt sich die Zeitkonstante und damit die Regelgeschwindigkeit variieren.

Produktendetktor, BFO und BFO-Verstärker

Mit der Verbundröhre Rö 9 – sie enthält zwei Trioden und eine Pentode – lassen sich mehrere Stufenfunktionen erfüllen: Produktendetktor, BFO und BFO-Verstärker. Die LSB-, USB- und CW-Signale gelangen über einen Kondensator zum Gitter einer Triode (Rö 9a). Das 2. System (Rö 9b) arbeitet als BFO. Dieser ZF-Oszillator hat zwei umschaltbare Steuerquarze für die Frequenzen 3393,6 kHz und 3396,4 kHz.

Bisher wurde die LSB-Arbeitsweise (unteres Seitenband) des Empfängers beschrieben. Bei USB-Betrieb (oberes Seitenband) muß die LMO-Frequenz um 2,8 kHz geändert werden, jedoch in umgekehrter Richtung; dann kann das obere Seitenband empfangen werden. Für die LMO-Frequenzänderung benutzt man eine Schalterdiode D 1 (Bild 4). Bei LSB-Betrieb ist die Diode mit +50 V vorgespannt und damit kurzgeschlossen. Dadurch verringert sich in der Schaltung nach Bild 4 die Induktivität von L 1. Umgekehrt hat die LMO-Spule L 1 maximale Induktivität, wenn die Diode D 1 mit –50 V negativ vorgespannt und die Schaltung offen ist.

Schließlich gelangt die BFO-Ausgangsspannung zum BFO-Verstärker Rö 9c (Bild 2). Er ist ausgangsseitig mit der BFO-Klinke an der Empfängerrückseite für Transceiver-Betrieb des angeschlossenen SSB-Senders verbunden.

AM-Empfang

Bei AM-Empfang ist der BFO abgeschaltet und der Produktdetektor vom NF-Verstärker getrennt. Das ZF-Signal wird von einer Diode gleichgerichtet. Die entstehende NF-Spannung gelangt zum NF-Teil mit den Röhren Rö 10a und Rö 10b.

NF-Teil

Wenn SSB empfangen wird, dann entsteht das NF-Signal durch Mischen der ZF- und BFO-Frequenzen im Produktdetektor. Nach erfolgter zweistufiger NF-Verstärkung kann ein 8-Ohm-Lautsprecher oder ein 500-Ohm-Hörer angeschlossen werden. Der 500-Ohm-Ausgang des Ausgangsübertragers wird auch für die Anti-Vox-Spannung verwendet, wenn ein Sender oder Transceiver sprachgesteuert betrieben werden soll.

Über ein RC-Glied gelangt eine Gegenkopplungsspannung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Kathode der NF-Vorröhre. Damit wird ein geringer Klirrfaktor bei 1 W NF-Ausgangsleistung erreicht.

Mechanischer Aufbau

Bild 1 zeigt die Ansicht des SSB-Amateur-Empfängers. Das Gerät hat die Abmessungen 380 mm × 170 mm × 360 mm bei einem Gewicht von etwa 7,7 kg. Die Frontplatte ist symmetrisch mit den Bedienelementen bestückt. In der Mitte fällt besonders der außergewöhnlich große Abstimmknopf mit den darüber angeordneten Skalenfeldern auf. Links und rechts davon sind die weiteren Bedienelemente angeordnet (Bandwahl, Funktionschalter, HF-, NF-Regler und Vorkreisabstimmung).

Die übersichtliche Anordnung der Baugruppen auf dem Chassis ist aus Bild 6 ersichtlich. Auf der rechten Seite hinter dem Netztransformator und dem Siebelektrolytkondensator erkennt man die ZF-Platine und die drei Quarzfilter für

AM-, SSB- und CW-Empfang. Der fertig verdrahtete und abgeglichene LMO-Baustein ist direkt an der Frontplatte angeordnet. Die Platine in der Mitte des Chassis trägt die Bauelemente der HF-Kreise.

Bild 7 zeigt einen Ausschnitt der Chassisunterseite. Zur Verbindung der zwei in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführten Platten sind nur wenige Leitungen notwendig.

Beurteilung

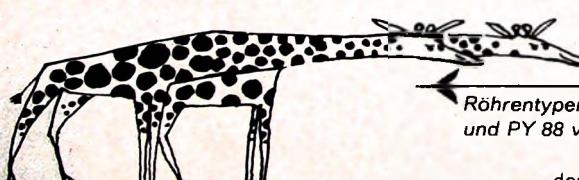
Der Empfänger „SB-300 E“ wurde zusammen mit dem Heathkit-SSB-Sender „SB-400 E“ längere Zeit auf allen Bändern getestet. Die Empfindlichkeit und Trennschärfe waren in allen Betriebsarten (CW, SSB und AM) ausgezeichnet. Ablesegenauigkeit und Frequenzdrift entsprachen nach einer Einstellung von etwa 20 Minuten ebenfalls allen Anforderungen.

Zusammen mit dem SSB-Sender „SB-400 E“ wurde wiederholt Transceiver-Betrieb abgewickelt. Dabei fiel besonders angenehm die einfache Bedienung der Station auf. Die Frequenzeinstellung ist nur am Empfänger vorzunehmen. Bei Verwendung von Koaxialkabel „RG-62 U“ für die Verbindungsleitungen war das Nachjustieren einzelner Empfängerstufen unnötig.

Beim Selbstaufbau des auch als Bausatz erhältlichen Empfängers sind die in gedruckter Schaltung ausgeführten HF- und ZF-Stufen sowie der verdrahtete und vorabgeglichene LMO-Baustein eine große Erleichterung.

Beim Testgerät machten sich einige Pfeilstellen unangenehm bemerkbar. Sie sind bei etwa 3,65 MHz, 3,7 MHz, 14,2 MHz, 21,2 MHz und 29,7 MHz besonders stark. Außerdem liegen weitere Pfeilstellen – wenn auch wesentlich schwächer – etwa bei Ziffer 4 der Grobskala.

Der Empfänger macht mechanisch einen stabilen Eindruck. Durch die erhöhten Vorderfüße wird ein günstiger Blickwinkel auf die Bedienelemente erreicht. Die Ausstattung ist modern. Nach Einsetzen eines 2-m-Konverters wird der „SB-300 E“ zu einem Universal-Stationsempfänger, der sich auch auf UKW bewährt.



GUTE AUSSICHTEN...

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

Ersatzteile durch HENINGER
der Versandweg ... sehr vernünftig!



Moderne Fernsehempfangstechnik

E. HERX

Für den jungen Service-Techniker zusammengestellt

Fortsetzung von Funk-Technik Bd. 20 (1965) Nr. 6, S. 228

3.2.5. Überlagerung und additive Mischung

Auf dieses Thema sei etwas ausführlicher eingegangen, da hierüber oft unklare Vorstellungen bestehen.

3.2.5.1. Reine Überlagerung

Werden zwei Spannungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 ($f_1 > f_2$) einer nur aus strom- und spannungsunabhängigen (linearen) Bauelementen (Widerstände, Spulen, Kondensatoren) bestehenden

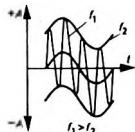


Bild 15. Reine Überlagerung

Schaltung zugeführt, so bleiben beide Frequenzen unverändert bestehen. f_1 bewegt sich nur im Rhythmus von f_2 um die Nulllinie, das heißt, f_2 bildet dann die Nulllinie für f_1 (Bild 15).

3.2.5.2. Schwebung

Wird das Frequenzverhältnis kleiner als 2, so tritt eine Schwebung auf (Bild 16). Dabei entstehen neue Frequenzen, und im Sonderfall der Amplitudengleichheit verschwinden die beiden Ursprungsfrequenzen. Bei der Schwebung entsteht eine Schwin-

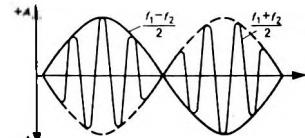


Bild 16. Schwebung
(Frequenzverhältnis $f_1/f_2 = 4/3$, Amplitudenverhältnis $A_1/A_2 = 1$)

gung mit der Frequenz $(f_1 + f_2)/2$, deren Amplitude sich periodisch mit der Frequenz $(f_1 - f_2)/2$ ändert. Mathematisch gilt für die Schwebung bei Amplitudengleichheit ($\omega_1 = 2\pi f_1$, $\omega_2 = 2\pi f_2$, $A_1 = A_2 = A$)

$$A \cdot \sin \omega_1 t + A \cdot \sin \omega_2 t = 2A \cdot \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \cdot \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t.$$

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß bei jedem gemeinsamen Nulldurchgang der beiden Teilschwingungen ein Phasensprung auftritt, wenn die Mittenfrequenz $(f_1 + f_2)/2$ eine ganze Zahl ergibt.

3.2.5.3. Schwebung mit Überlagerung

Ist das Frequenzverhältnis kleiner als 2, die Amplitude A_1 von f_1 aber größer als A_2 (zum Beispiel $A_1 = 3 \cdot A_2$), so ändert sich der Verlauf der resultierenden Schwingung erheblich (Bild 17).

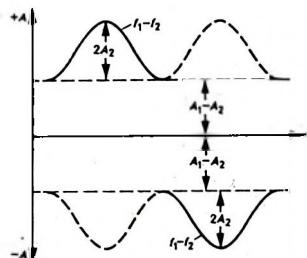


Bild 17.
Überlagerung mit Schwebung
($f_1/f_2 = 4/3$, $A_1 = 3 \cdot A_2$)

Zunächst bleibt zwischen den Minima der beiden Hüllkurven eine Restamplitude von der Größe $A_1 - A_2$ bestehen. Auch die Form der Hüllkurven hat sich stark verändert. Sie stellen zwar immer noch Schwebungshüllkurven dar, aber aus den Sinushalbwellen im Bild 16 sind sinusähnliche Kurven mit der Fre-

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

PFL 200 mit Dekal-Sockel



Die neu entwickelte Pentode-Videoendpentode PFL 200 eröffnet neue Kombinationsmöglichkeiten im Video- und Ton-ZF-Teil von Fernsehempfängern. Der Dekal-Sockel dieser Röhre gestattet, zwei vollkommen getrennte Pentoden in einem Kolben unterzubringen. Wegen ihrer gegenseitigen Abschirmung lassen sich die Systeme weltweit unabhängig voneinander einsetzen. Der L-Tell ist für Video-Verstärker bestimmt, der F-Tell kann als getastete AVR-Röhre, als Ton-ZF-Verstärker oder zur Impulsabtrennung verwendet werden.

Heizung $I_f = 300 \text{ mA}$
 $U_f \approx 16 \text{ V}$

Pentode $S = 8,5 \text{ mA/V}$ bei $I_a = 10 \text{ mA}$
 $N_{a1} = \text{max. } 1,5 \text{ W}$
 $N_{g2} = \text{max. } 0,5 \text{ W}$

Endpentode $S = 21 \text{ mA/V}$ bei $I_a = 30 \text{ mA}$
 $N_{a1} = \text{max. } 5 \text{ W}$
 $N_{g2} = \text{max. } 2,5 \text{ W}$

VALVO GMBH



HAMBURG



INDUSTRIEMESSE HANNOVER 1965
Wie in jedem Jahr präsentiert fuba auf 4 Ständen das
vollständige umfassende Angebot. Interessante Neuheiten
erwarten Sie. Wir freuen uns auf Ihren Besuch und das
Fachgespräch mit Ihnen



HALLE 11 STAND 17
gesamtes Lieferprogramm
HALLE 15 STAND 1900
Gemeinschafts-Antennen
telefonische Verabredung Messetelefon 3850
FREIGELÄNDE ANTENNENSTRASSE
normale und kommerzielle Antennen
HALLE 11A STAND 211
Werk elektronischer Bauteile und Geräte
Industrie-Bauteile



FUNK- ENTSTÖR - SÄTZE

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

Griffbereit
für jede Fahrzeugtype

finden Sie sorgfältig zusammengestellt alle Entstörmittel, die Sie für die Entstörung eines bestimmten Fahrzeugs brauchen. Das ist bequem und enthebt Sie aller Bestellungen. Nützen Sie diesen Vorteil, verlangen Sie die ausführliche Sonderdruck 433 ES.

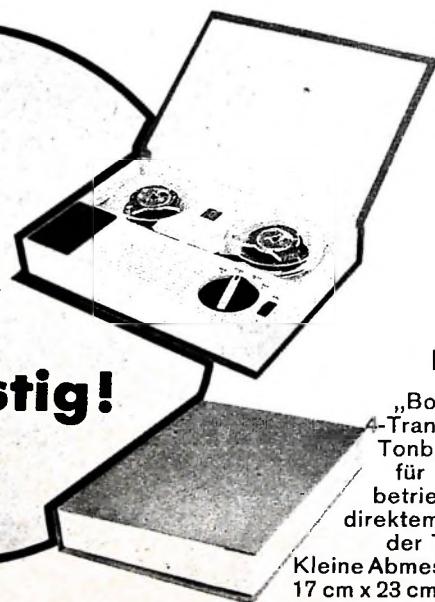
BERU

VERKAUFS - GMBH
714 - LUDWIGSBURG
Postfach 51 · Ruf 07141 — 5243/44



RSC-52
5-Transistoren-
Tonbandgerät für
Batteriebetrieb mit
direktem Antrieb der
Tonwelle vom Motor
Kleine Abmessungen:
29 cm x 24 cm x 10,5 cm
Bandgeschwindigkeiten: 19 cm/s und 9,5 cm/s

**Neu
und
günstig!**



BT-1
„Book type“
4-Transistoren-
Tonbandgerät
für Batterie-
betrieb mit in-
direktem Antrieb
der Tonwelle
Kleine Abmessungen:
17 cm x 23 cm x 3,9 cm

Hersteller und Exporteure
elektronischer Geräte

ASAHI TRADING CO., LTD.

Tokio, Japan

Entwurf und Sonderentwicklung elektronischer Geräte aller Art

Für sämtliche Auskünfte: C.P.O. Box No. 49 Tokio, Japan. Fernschreiber: ATCOMI-TK 2635 Telegramme: ATCOMI TOKYO

Welche Forderung stellen Sie an eine gasdichte Stahlbatterie ?

quenz $f_1 - f_2$ und der Amplitude A_1 entstanden, die sich mit wachsendem Amplitudenverhältnis A_1/A_2 mehr und mehr der reinen Sinusform nähern. Da die Schwingung nach Bild 17 starke Ähnlichkeit mit einer amplitudenmodulierten Schwingung hat, sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß es sich hier nicht um einen Modulationsvorgang handelt, der immer ein nichtlineares Schaltelement erfordert, sondern um die Überlagerung zweier Schwingungen (mit kleinem Frequenzverhältnis, aber großem Amplitudenverhältnis) an einem linearen Bauelement.

3.2.5.4. Additive Mischung

Führt man die Schwingung nach Bild 17 einem nichtlinearen Bauelement zu (zum Beispiel einem Gleichrichter), so kann man nach dem Abschneiden einer Halbwelle die Frequenz $f_1 - f_2$ gewinnen (Bild 18). Für die kleine Amplitude der Hüllkurve mit

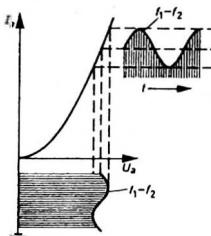


Bild 18. Additive Mischung (Gleichrichtung nach Überlagerung mit Schwebung)

der Frequenz $f_1 - f_2$ kann man die Kennlinie als Gerade betrachten, so daß die Hüllkurve praktisch unverzerrt übertragen wird. In den meisten Fällen interessiert nur die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$, die mit Hilfe eines Schwingkreises ausgesiebt werden kann.

Bei der additiven Mischung erfolgt also zunächst eine Überlagerung (mit Schwebung) der beiden zu mischenden Frequenzen, an die sich eine Gleichrichtung anschließt. Dabei müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

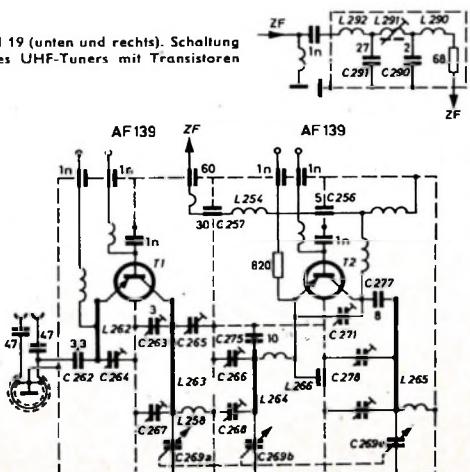
- das Frequenzverhältnis darf nicht größer als 2 sein ($f_1 < 2 \cdot f_2$).
- das Amplitudenverhältnis soll größer als 10 sein ($A_1 > 10 \cdot A_2$), damit keine Verzerrungen entstehen, und
- zur Gleichrichtung wird eine gekrümmte (nichtlineare) Kennlinie benötigt.

3.2.6. UHF-Tuner

3.2.6.1. UHF-Verstärker

Über zwei Kondensatoren gelangt das UHF-Antennensignal zu einem Symmetrierglied (Bild 19). Es besteht aus einer $\lambda/2$ -Leitung ($f_m = 700$ MHz) und paßt den symmetrischen 240-Ohm-Antenneneingang an den unsymmetrischen 60-Ohm-UHF-Ver-

Bild 19 (unten und rechts). Schaltung eines UHF-Tuners mit Transistoren



stärkereingang an. Über C_{262} wird das Signal an den Eingangskreis ($\text{Pi}-\text{Kreis}, C_{264}, L_{262}$ und Eingangskapazität C_{BE} des HF-Transistors AF 139) gekoppelt. Der Kreis ist auf Bandmitte abgestimmt (etwa 670 MHz) und infolge des niedrigen Eingangs-widerstands der Basisschaltung so breitbandig, daß auch an den

VARTA stellt unter anderem wiederaufladbare gasdichte Stahlakkumulatoren von 0,02 – 23 Ah in verschiedenen Bauformen als Knopfzellen, Rundzellen oder prismatische Zellen her. Wie groß oder wie klein die Leistung einer Stahlbatterie auch sein muß, bei VARTA finden Sie immer die richtige Batterie.

Wegen ihrer hervorragend guten Qualität und ihrer vielseitigen Verwendungsmöglichkeiten haben sich gasdichte VARTA Stahlbatterien rasch durchgesetzt. Sie passen in die kleinsten elektrischen Geräte, sind wartungsfrei und arbeiten in jeder Lage. Nutzen Sie die Erfahrungen von VARTA und lassen Sie sich informieren und beraten.

**VARTA DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH
6 FRANKFURT / MAIN, NEUE MAINZER STR. 54, TELEFON 0611 20631**

In dieser Veröffentlichung haben wir aus dem großen VARTA Programm die gasdichte VARTA Rundzelle 451 D abgebildet. Sie eignet sich besonders als Stromquelle für Schwerhörigergeräte, Kofferradios und sonstige elektronische Geräte.

Abmessungen: ca. 13,5 mm Ø Höhe: ca. 50 mm Gewicht: ca. 23 g
Nennspannung: ca. 1,2 V Nennkapazität: 450 mAh

Alle VARTA Erzeugnisse sind beim Fachhandel erhältlich.



immer wieder VARTA wählen



Bereichsenden noch eine ausreichende Anpassung besteht. Wegen des geringeren Eigenrauschen werden moderne UHF-Tuner mit Transistoren (AF 139) bestückt.

Die HF-Durchlaßkurve wird ausschließlich von dem auf die Vorstufe folgenden Bandfilter bestimmt. Es besteht aus zwei Topfkreisen, die durch Koppelschlitze in der gemeinsamen Zwischenwand induktiv gekoppelt sind. Der Collectorkreis besteht aus dem Innenleiter L 263, der durch die Collector-Basis-Kapazität C_{CB} von T 1, C 263, C 265 am oberen Ende und durch C 267, C 269a am unteren Ende elektrisch verkürzt ist. Die Drossel L 258 legt den Collector gleichstrommäßig an Masse und verhindert den Kurzschluß für die HF. Der Sekundärkreis C 275, C 266, L 264, C 268, C 269b ist ebenfalls ein kapazitiv verkürzter Topfkreis. (Man könnte den Topfkreis etwa mit einem Pi-Kreis vergleichen, dessen Spule zu einem geraden Leiter gestreckt wurde.) Das Bandfilter wird durch die Drehkondensatoren C 269a und C 269b abgestimmt. Zur Einstellung des Gleichlaufs am oberen Bereichsende (860 MHz) dienen die Trimmer C 265 und C 266, am unteren Bereichsende (470 MHz) die Trimmer C 267 und C 268.

3.2.6.2. Oszillator und Mischstufe

Der Transistor T 2 arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Bild 20 zeigt das Ersatzschaltbild für den Oszillator. Die kapazitive Spannungsteilung erfolgt über die inneren Kapazitäten C_{CE} und C_{BE} des Transistors (Huth-Kühn-Schaltung). Die Steuerspannung U_{BE} ist gegenphasig zur Collectorspannung U_{CE} . Eine höhere Collectorspannung verursacht einen höheren Querstrom durch die Kapazitäten, der eine entsprechende Steuerspannung

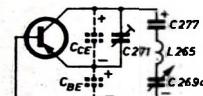


Bild 20.
Ersatzschaltung des Oszillators

zur Folge hat usw. Dabei ist es gleichgültig, ob die Basis oder der Emitter an Masse gelegt wird. Mit dem Trimmer C 271 können der Querstrom und damit die Rückkopplung und die Oszillatormplitude eingestellt werden.

Über die Koppelschleife L 266 (Bild 19) gelangt das UHF-Signal f_S vom HF-Bandfilter zum Emitter von T 2. Hier erfolgt die additive Mischung, das heißt, an L 266 überlagern sich Senderfrequenz f_S und Oszillatorkreisfrequenz f_O , und die Frequenz $f_O - f_S$ der Hüllkurve wird durch Gleichrichtung der positiven Halbwelle an der Emitter-Basis-Strecke von T 2 gewonnen. Zum Beispiel gilt für den UHF-Kanal 29

$$f_O - f_B = 574,15 \text{ MHz} - 535,25 \text{ MHz} = 38,9 \text{ MHz} \text{ (Bild-ZF-Träger)},$$

$$f_O - f_T = 574,15 \text{ MHz} - 540,75 \text{ MHz} = 33,4 \text{ MHz} \text{ (Ton-ZF-Träger),}$$

und wenn Nachbarsender vorhanden sind,

$$f_O - f_{NB} = 574,15 \text{ MHz} - 543,25 \text{ MHz} = 30,9 \text{ MHz} \text{ (Nachbarbild),}$$

$$f_O - f_{NT} = 574,15 \text{ MHz} - 532,75 \text{ MHz} = 41,4 \text{ MHz} \text{ (Nachbarton).}$$

Diese Frequenzen werden nach der Verstärkung im Collectorkreis von T 2 mit dem Pi-Filter C 256, L 254, C 257 ausgesiebt. Über ein weiteres Filter (L 292, C 291, L 291, C 290, L 290) gelangt die ZF dann zum VHF-Tuner, dessen Mischröhre als erster ZF-Verstärker arbeitet. Hierdurch erreicht man vor dem eigentlichen ZF-Verstärker des Empfängers die gleiche Vorverstärkung wie bei VHF (rund 40 dB).

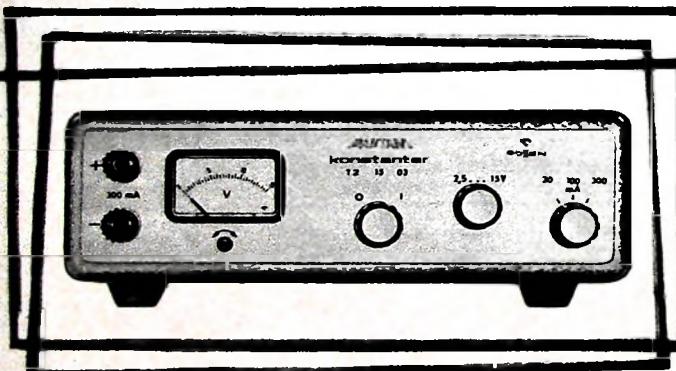
3.2.6.3. ZF-Ankopplung des UHF-Tuners an die VHF-Mischröhre

Die ZF wird einer Anzapfung der Spule L 210 zugeführt (Bild 21). Für die ZF stellt L 210 praktisch einen Kurzschluß dar, so daß sie ungeschwächt zum Gitter der VHF-Mischröhre gelangt. Die



Bild 21. Brückenschaltung zur rückwirkungsfreien Einkopplung der UHF-ZF in den Gitterkreis der VHF-Mischröhre

Anzapfung von L 210 verhindert eine Beeinflussung der VHF durch das ZF-Filter am UHF-Tuner. Wenn das Anzapfungsverhältnis dem Teilverhältnis der Kondensatoren C 213, C 215 entspricht, ist die Brückenschaltung im Gleichgewicht. In der einen Brückendiagonale liegt die VHF-Bandfilterspule L 207 und in der anderen das ZF-Filter des UHF-Tuners. Auf diese Weise wird jede gegenseitige Beeinflussung vermieden.



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

P.GOSSEN & CO. GMBH. 8520 ERLANGEN

NEUE KONSTANTER

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

Typ T2 1503

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

Typ T2 3305

Ausgangsspannung 2,5 . . . 33 V,
 I_{max} 0,15

Bitte fordern Sie unsere Datenblätter an

3.2.7. Leitungs- und Topfkreise

3.2.7.1. Leitungskreise

Ein Schwingkreis üblicher Bauart ist aus räumlich getrennten konzentrierten Schaltelementen L und C aufgebaut. Da sich C wegen der Schalt- und Röhrenkapazitäten nicht beliebig verkleinern lässt, würden sich im UHF-Bereich sehr kleine L -Werte ergeben, die kaum zu realisieren sind. Außerdem haben kleine Induktivitätswerte auch kleine Kreisgüten und kleine Resonanzwiderstände zur Folge.

Diese Schwierigkeiten kann man mit Leitungs- und Topfkreisen vermeiden. Die bekannteste Form einer abgestimmten Leitung ist die $\lambda/2$ -Dipolantenne (Bild 22). Auf einem abgestimmten Leitungsstück wird die hinlaufende Welle am Ende total reflektiert, so daß sie wieder zum Leitungsanfang zurückläuft. Durch Überlagerung der zurücklaufenden mit der hinlaufenden Welle ergibt sich eine stehende Welle mit Knoten und Bäuchen der Spannung und des Stroms. Ist eine $\lambda/2$ -Leitung am Ende kurzgeschlossen (Bild 23), so ist die Spannung am Leitungsanfang und -ende Null, während der Strom an diesen Stellen ein Maximum erreicht. Der Eingangswider-

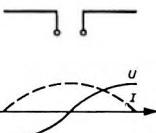


Bild 22. Strom- und Spannungsverlauf beim $\lambda/2$ -Dipol

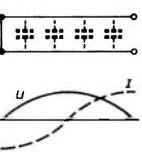


Bild 23. Strom- und Spannungsverlauf bei der kurzgeschlossenen $\lambda/2$ -Leitung

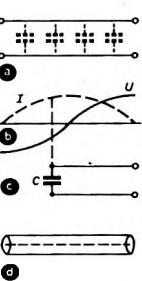


Bild 24.
a) offene $\lambda/2$ -Leitung,
b) Strom- und Spannungsverlauf bei der offenen $\lambda/2$ -Leitung,
c) kapazitiv verkürzte Leitung,
d) Koaxialleitung

stand dieser Leitung ist dann Null, und sie wirkt daher wie ein Serienkreis. Bei einer offenen $\lambda/2$ -Leitung (Bild 24a) liegen dagegen am Anfang und Ende Spannungsmaxima, und der Strom ist dort Null. Der Eingangswiderstand dieser Leitung ist also Unendlich, und sie entspricht daher einem Parallelkreis.

Schließt man eine offene $\lambda/2$ -Leitung mit einem Kondensator C (Bild 24c), so muß die Leitungslänge verringert werden, um die gleiche Resonanzfrequenz zu erhalten. Diese Verkürzung berechnet man nach der Formel

$$\omega \cdot C \cdot Z = \tan \frac{2\pi \cdot l'}{\lambda}$$

Da die Leitungskreise Hochfrequenzenergie übertragen sollen, sind sie einseitig mit der Röhren- oder Transistorkapazität und der Schaltkapazität abgeschlossen. Verkürzt man das andere

AKUSTISCHE- U. KINO-GERÄTE GMBH
8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 555545 · TELEX 0523626



K 50- Dyn. Kopfhörer

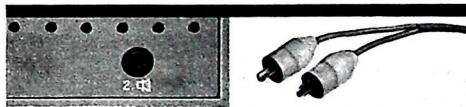
an der Spitze eines USA-Testes.

Für Mono und Stereo
kein Kabelwechsel.**

Verbesserte Zugentlastung.*

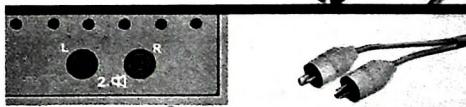
Keine freiliegenden
stromführenden
Teile.

Und so einfach ist der K 50/3 an Rundfunk-, Fernseh-, Tonband- oder Phonogeräte (mit Lautsprecherbuchsen nach DIN 41529) anzuschließen.



Anschluß eines (oder mehrerer) Stereo-Kopfhörer K 50/3 an ein Mono-Gerät:

Bei bisher üblichen Steckern
Hörer nicht anschließbar.



Anschluß mehrerer Stereo-Kopfhörer K 50/3 an ein Stereo-Gerät:

Bei bisher üblichen Steckern
nur ein Hörer anschließbar.

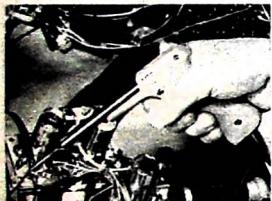


Kaufensleitwa Lötgeräte

nach Gewicht?

Das wäre der falsche Weg, denn ein Lötgerät muß leistungsfähig und leicht sein. ERSA-Sprint ist besonders leicht und ein hochwertiges Lötgerät mit schnellster Aufheizzeit.

Nehmen Sie doch mal ERSA-Sprint in die Hand ... Nanu - so leicht - kein Wunder, denn der Handgriff enthält keinen Transformator. Also ein normaler Lötkolben in Pistolenform? Nein und Ja.



ERSA-Sprint vereint die Vorteile von Lötkolben und Lötpistole

- rasche Aufheizzeit - ca. 10 sec.
- federleicht - Sie halten keinen Trafo in der Hand.

Das Heizsystem besteht aus zwei in Reihe geschalteten Heizelementen, von denen eines als variabler Vorwiderstand dient. Auch bei längeren Lötimpulsen gibt es keine Überhitzung des eigentlichen, in der Lötpitze befindlichen Heizwiderstandes, weil das vorgeschaltete Element bei jeder Temperaturzunahme seinen Widerstand erhöht und somit die Stromaufnahme der Heizwicklung erheblich verringert.

ERSA-Sprint ist leistungsfähig, leicht und trotzdem schon nach 10 Sekunden lötbereit. Überzeugen Sie sich selbst. Mehr verrät Ihnen

ERSA 9900 Wertheim/Main

NEUERSCHEINUNG

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis
von Diffusionstransistoren
Im VHF- und UHF-Bereich

von ULRICH L. ROHDE

AUS DEM INHALT

Herstellungsformen von Höchstfrequenztransistoren: Germanium - Silizium

Hochfrequenzverhalten der Transistoren: Ersatzschaltbild - Vierpolparameter des Transistors

Rauscheinigenschaften von Transistoren: Rauschersatzschaltbild - Frequenzabhängiges Rauschen - Rauschanpassung

Allgemeine Betriebseigenschaften: Einfluß der Temperatur - Maximale Verstärkung - Regeleigenschaften

Einfluß von Gegenkopplung auf die Transistorverstärkung: Frequenzgang - Stabilität gegen Schwingneigungen

Hochfrequenzverstärker: Breitbandverstärker - Kettenverstärker - Zwischenfrequenzverstärker - UHF-Verstärker - VHF- und UHF-Leistungsverstärker

Oszillatorschaltung: Grundlagen - UKW-(Quarz-)Oszillator - UHF-Oszillatoren

Frequenzumsetzung mit Transistoren: Mischung - Frequenzvervielfachung

Vollständige Schaltungen: UKW-Tuner - Fernseh-Tuner für Band I-III - Fernseh-Tuner für Band IV-VI - UHF-Sender

Ausblick auf weitere mögliche Transistorverbesserungen: Vollständige Epitaxie - GaAs-Verbindungen - Lichttransistor

Parametrische Verstärkung mit Transistoren: Arbeitsweise des Verstärkers - Messungen am Verstärker - Untersuchungen der Kreuzmodulation des Transistors - Störerscheinungen bei Transistorschaltungen

163 Seiten • 97 Bilder • 4 Tab. • Ganzleinen 24,- 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**

Fernseh-Antennen

BESTE MARKENWARE

V. H. F. Kanal 2, 3, 4
2 Elemente . . DM 25,-
3 Elemente . . DM 29,-
4 Elemente . . DM 34,-

V. H. F. Kanal 5-11
4 Elemente . . DM 9,50
6 Elemente . . DM 16,50
10 Elemente . . DM 21,50
14 Elemente . . DM 29,50

U. H. F. Kanal 21-60
6 Elemente . . DM 9,50
12 Elemente . . DM 17,50
16 Elemente . . DM 22,50
22 Elemente . . DM 29,50

Gitterantenne
11 dB . . DM 26,50
14 dB . . DM 37,50
Weichen

240 Ohm Ant. . . DM 7,50

240 Ohm Empf. . . DM 5,50

60 Ohm Ant. . . DM 8,50

60 Ohm Empf. . . DM 6,50

Bandkabel p. m. DM -15

Schlauchk. p. m. DM -26

Koaxialkab. p. m. DM -57

Nachnahmeversand

B E R G M A N N

437 M a r l,

Mathias-Claudiusstraße 15

Telefon 34 75

Auf Draht bleiben Fachbücher

durch Studien moderner

immer das Neueste
„RIM-Literaturtiefel mit Nachtrag“
Katalog „Vielzahl - Meßinstrumente“
gratis

Postkarte genügt

RADIO-RIM-Abtg. Literatur
8 München 15 - Postfach 275

Schlechte Empfangslage?

Nehmen Sie doch

TRIAL - Transistorverstärker

Preis und Leistung sensationell

UHF-Antenne

21 Elemente mit Transistorverstärker u. Speisegerät kpl.
netto DM 96,-

VHF-Antenne

8 Elemente mit Transistorverstärker und Speisegerät kpl.
netto DM 62,-

UHF-Verstärker

für Mastmontage
netto DM 50,-

VHF-Verstärker

für Mastmontage
netto DM 27,-

Speisegerät 220 V

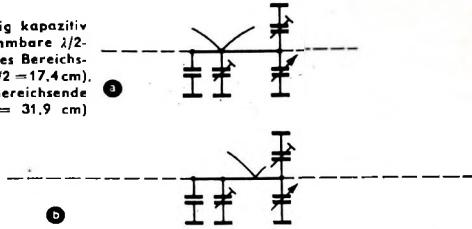
netto DM 21,-

Speisegerät für Serienschaltung
netto DM 20,-

DR. TH. DUMKE KG.

407 Rheydt, Postfach 75

Bild 25. Beidseitig kapazitiv verkürzte abstimmbare $\lambda/2$ -Leitung; a) oberes Bereichsende (860 MHz, $\lambda/2 = 17,4$ cm). b) unteres Bereichsende (470 MHz, $\lambda/2 = 31,9$ cm)



Ende mit einem Drehkondensator, so kann man die elektrische Länge der Leitung und damit die Resonanzfrequenz verändern. Hier wandern der Spannungsknoten und der Strombauch im $\lambda/4$ -Punkt des Leitungskreises über den Leiter (Bild 25).

3.2.7.2. Topfkreise

Für die bisherigen Ausführungen war es un wesentlich, ob es sich um Paralleldrahtleitungen oder Koaxialleitungen handelte. Aus mechanischen Gründen werden heute beidseitig abgeschlossene Koaxialkreise mit rechteckigem Querschnitt verwendet, die man Topfkreise nennt. Ihr Wellenwiderstand $Z = 60 \cdot \ln 1,07 \cdot D/d$ (Bild 26) wird mit einem Kompromiß zwischen Dämpfung und Abstimmteilheit zu 120 Ohm gewählt.

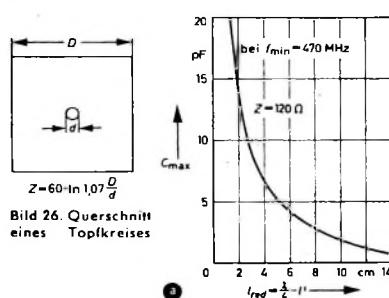


Bild 26. Querschnitt eines Topfkreises

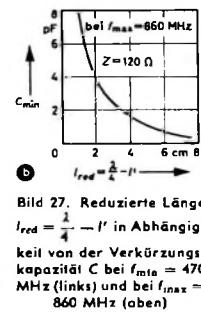


Bild 27 zeigt zwei nach der im Abschnitt 3.2.7.1. angegebenen Formel berechnete Diagramme für die Verkürzung des Leitungskreises durch die angeschlossenen Kapazitäten bei einem Wellenwiderstand von 120 Ohm. l_{red} bedeutet darin die reduzierte Länge des Innenleiters vom Spannungsknoten im $\lambda/4$ -Punkt bis zum kapazitiven Abschluß.

3.2.7.3. $\lambda/2$ -Symmetrierglied (Umwegleitung)

Das $\lambda/2$ -Symmetrierglied (Bild 27) besteht aus einer auf Bandmitte abgestimmten $\lambda/2$ -Koaxialleitung. Der Außenleiter ist an den Punkten a und b kurzgeschlossen und liegt an Masse. An den

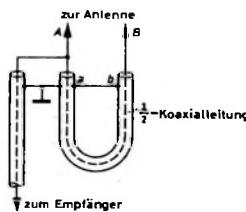


Bild 28.
 $\lambda/2$ -Symmetrierglied
(Umwegleitung)

Innenleiter wird die gegen Masse symmetrische Antennenspannung gelegt. Zwischen jedem der beiden Antennenanschlüsse A und B und Masse liegt also die halbe Antennenspannung $U_A/2$. Die Phase der zwischen B und Masse liegenden Teilspannung wird nun durch die $\lambda/2$ -Leitung um 180° gedreht und tritt daher bei A mit der gleichen Phasenlage auf wie die Teilspannung zwischen A und Masse. Beide Teilspannungen können daher bei A parallel geschaltet werden. Da sich an den Leistungsverhältnissen nichts ändert, zwischen A und Masse aber nur die halbe Antennenspannung $U_A/2$ auftritt, gilt

$$\frac{U_A^2}{R_A} = \frac{(U_A/2)^2}{R_E} = \frac{U_A^2}{4R_E},$$

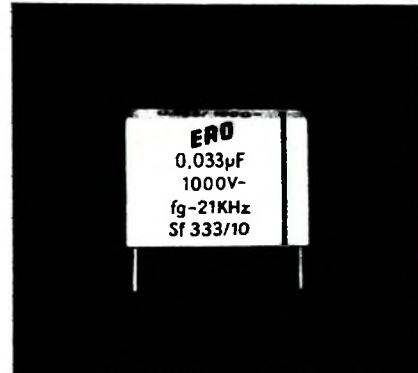
$$R_A = 4 \cdot R_E.$$

Darin ist R_A der Widerstand der Antenne und R_E der Wellenwiderstand des Koaxialkabels zum Empfänger beziehungsweise der Empfängereingangswiderstand. Für $R_A = 240$ Ohm ergibt sich $R_E = 60$ Ohm. (Fortsetzung folgt)



ERNST ROEDERSTEIN

BOOSTER Typ Sf
als Gleich- und Wechselspannungs-Kondensator



Wofür wurde der Kondensator Typ Sf geschaffen?

Der Kondensator Typ Sf wurde als Booster für die Unterhaltungs-Elektronik entwickelt. Aufgrund seiner kleinen Abmessungen und der im Rastermaß gehaltenen Anschlußdrähte eignet er sich besonders für den rationellen und raumsparenden Einbau in Druckschaltungen.

Charakteristikum

Seiner Aufgabe entsprechend besitzt der Typ Sf folgende Vorteile: Geringe Abmessungen und Becherform. Die Becherfüßchen garantieren exakten Stand. Der Kondensator Typ Sf entspricht der Feuchtigkeitsklasse F, DIN 40040. Ebenfalls zu empfehlen ist dieser Typ als Kondensator für Wechselspannung von 500 bzw. 600 Volt.

Das Programm

Kapazitäts-Wert μF	Nennspannung V—	Abmessung B x H x L mm
0,033	1000 V—/500 V~	10 x 18 x 25
0,047	1000 V—/500 V~	11 x 20 x 30
0,056	1000 V—/500 V~	11 x 20 x 30
0,068	1000 V—/500 V~	13 x 23 x 30
0,1	1000 V—/500 V~	14 x 24 x 40
0,022	1250 V—/600 V~	11 x 20 x 30
0,033	1250 V—/600 V~	11 x 20 x 30
0,047	1250 V—/600 V~	13 x 23 x 30
0,056	1250 V—/600 V~	14 x 24 x 30
0,068	1250 V—/600 V~	14 x 24 x 30



ERNST ROEDERSTEIN

SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G.M.B.H.
8300 LANDSHUT/BAYERN
Ludwigsstraße 23-25 · Postfach 588/589 · Telefon 3085

VOGT-BAUTEILE

Gewindekerne

Schalenkerne

Topfkerne

Stabkerne

Rohrkerne

Ringkerne

Sonstige Kerne

Bandfilter

UKW-Variometer



VOGT & CO. KG

FABRIK FÜR METALLPULVER - WERKSTOFFE
ERLAU ÜBER PASSAU



sucht infolge Produktionsausweitung für die Werke Osterode und Wolfenbüttel:

Rundfunk- und Fernseh-Mechaniker Rundfunk- und Fernseh-Techniker

für die Gebiete:

Rundfunk- und Fernsehprüfcenter,
Labors, Qualitätskontrolle.

Wir bieten:

eine gut bezahlte Position bei hervorragendem Betriebsklima in einer gesunden, reizvollen Gegend mit viel Sport- und Erholungsmöglichkeiten.

Richten Sie Ihre Bewerbung mit Lohn-, Gehalts- und Wohnungswünschen an die Betriebsleitung der

IMPERIAL

Rundfunk und Fernsehwerk GmbH
3360 Osterode am Harz

New Books

Schaltungstechnik der Loewe Opta-Fernsehempfänger. Von F. Möhring. 3. Aufl. Berlin/Kronach/Düsseldorf 1964, Loewe Opta AG. 459 S. m. 392 B. 15 cm X 21 cm. Preis brosch. 5,80 DM.

Die jetzt herausgegebene 3. Auflage wurde gegenüber der 2. Auflage erweitert. Neu sind unter anderem umfangreiche Literaturverzeichnisse zu den einzelnen Kapiteln des Buches, die Standortkarten der VHF- und UHF-Fernsehsender in Deutschland sowie die Darstellungen mit dem Feldstärkeverlauf im VHF- und UHF-Bereich.

Zehn herausklappbare Schaltbilder der Loewe Opta-FS-Geräte 1959 bis 1965 unterstützen das Studium der einzelnen Schaltungsbeschreibungen.

New Catalogs and Brochures

Philips '65 Industrie elektronik

832 Seiten (DIN A 5) umfaßt der Katalog „Philips '65 Industrie elektronik“, der außer Daten über mannigfaltige Geräte und Anlagen auch redaktionelle Beiträge sowie Informationen über Aufbau und Verwendungsmöglichkeiten enthält. Der Katalog ist eingeteilt in die Gruppen: Geräte - und Zusatzergeräte - zum Messen elektrischer Größen · Gleichspannungs-Speisegeräte, Wechselspannungs-Stabilisatoren, Stelltransformatoren · Mikrowellen-Meßgeräte: Hohlleitungs-Meßgeräte und Bauteile · Geräte - und Zusatzergeräte - zum Messen nicht-elektrischer Größen · Numerische Anzeige und Steuerungen an Werkzeugmaschinen · Elektronische Wiegeanlagen · Turbinen-Überwachungsanlagen · Maschinen-Überwachungsanlagen · Fernübertragungssysteme · Beschleunigungsanlagen für die Kernphysik · Elektronenmikroskope · Geräte der Strahlungsmesstechnik · Hochfrequenzgeneratoren für induktive und kapazitive Erwärmung · Ultraschall-Reinigungsgeräte und -Bohrmaschinen · Elektronische Steuerungen für Widerstandsschweißmaschinen · Tieftemperatur-Aggregate und -Anlagen · Geräte zur Flüssigkeitsreinigung und Filterung.

Kurzwellenkompaß mit Weltzeituhr

„Kurzwellenkompaß“ nennt sich eine Fibel, die dem neuen Reiseempfänger „Satellit“ von Grundig beigegeben wird. Sie enthält eine zweifarbige Übersicht über den gesamten Kurzwellenbereich mit besonderer Markierung der offiziellen Rundfunk- und Amateurbänder, wobei auch die Spreizungen beim „Satellit“ beziehungsweise „Satellit-Amateur“ berücksichtigt sind. Die Tabelle mit den Kurzwellen-Rundfunksendern der Welt erstreckt sich über 14 Seiten. Stationen, die auch Sendungen in deutscher Sprache bringen, sind durch Fettdruck hervorgehoben. Außerdem ist bei jedem Sender die betreffende Weltzeitzone angegeben.

Die einstellbare Weltzeituhr sowie eine farbige Weltkarte mit Zeitzoneneinteilung erleichtern die Orientierung. Erläuterungen zur grundsätzlichen Ausbreitung im Kurzwellenbereich und zu den voraussichtlichen Empfangsbedingungen in der nächsten Zeit runden den Inhalt des „Kurzwellenkompaß“ ab, der gegen eine Schutzgebühr von 2,- DM an Interessenten abgegeben wird.

Einbaupläne für Grundig-Bausteinserie

Für die Rundfunk-Empfänger aus der Grundig-Bausteinserie stehen jetzt maßstabsgerechte Einbaupläne im Format DIN A 1 zur Verfügung. Sie zeigen den jeweils erforderlichen Ausschnitt für die Skala und die Bohrungen im Montageboden. In einer Seitenansicht sind die Konturen des Chassis mit dem notwendigen Raum für ausreichende Entlüftung dargestellt. Alle Skizzen sind im Maßstab 1:1 gezeichnet und können daher bei den Einbauarbeiten unmittelbar als Anreiß- und Bohrschablonen verwendet werden.

Außerdem ist die zweite überarbeitete Auflage der „Einbau-Anleitung für Grundig-Lautsprecher-Kombinationen“ erschienen, die um die neue Einbau-Lautsprecher-Kombination „LS 50“ ergänzt wurde.

Telefunken-Taschenbuch 1965 „Röhren · Halbleiter · Bauteile“

Im neuen Taschenbuch (567 S., 11 cm X 15,3 cm, Plastikeinband) sind in bewährter Form kurzgefaßte technische Daten sowie Sockelschaltungen und/oder Abmessungen der Bauelemente usw. angegeben, und zwar für Empfänger- und Verstärkerröhren, Fernseh-Bildröhren, Zellenträfos, Ablenk-Einheiten, Transistoren, Germanium-Dioden, Silizium-Dioden, Spezialverstärkerröhren, Mikrowellen-Röhren, Kleinsender-Röhren, Sender-Röhren, Vakuum-Kondensatoren, Oszillatoren-Röhren, Stabilisatoren, Klein-Thyatronen, Kaltkatoden-Röhren, Photoelektronische Bauelemente, Bauteile.

Der technische Anhang (rund 100 S.) bringt in Spezialbeiträgen viele Berechnungshinweise, Definitionen und Übersichten über folgende Themen: Reaktanz-Filter · Tiefpass und Hochpass · Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern · Licht, Farbwahrnehmung und Farbdreieck · Mischen von Farblichtstrahlungen von Gegenstandsfarben · Fachausdrücke zur Physik und Technik des Farbfernsehens · Video-Endstufe mit der Röhre PCL 200 · Bestimmen der Transistor-Rückwirkungs-Admittanz im Bereich von 30 MHz ... 150 MHz · Kompen-sation des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B-Stufen gegen Temperaturschwankungen · Vierschicht-Dioden und -Schaltdioden · Video-Verstärker mit dem Transistor BF 114.

BLAUPUNKT

Wir sind ein modern geführtes, fortschrittliches Unternehmen der Rundfunk- und Fernsehindustrie. Wir beschäftigen heute mehr als 9000 Mitarbeiter.

AUSBILDUNG UND SCHULUNG

unserer Lehrlinge und Nachwuchskräfte in der Entwicklung, Konstruktion, Planung und Fertigung ist uns ein besonderes Anliegen. Die

Ingenieure und Techniker

aus den Fachrichtungen Nachrichtentechnik — speziell Rundfunk- und Fernsehtechnik — sowie Fertigungstechnik, Feinwerktechnik und Maschinenbau sollen aber auch in der Lage sein, im Rahmen unserer weitverzweigten Verkaufsorganisation im In- und Ausland Schulungsaufgaben zu übernehmen.

Aufgeschlossene und pädagogisch begabte Herren bitten wir, ihre Bewerbungen mit Lebenslauf und Zeugnisabschriften unserer Personalabteilung einzureichen.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.



BLAUPUNKT-WERKE GMBH

32 HILDESHEIM - Postfach

PERSONALABTEILUNG

Wer will nach München?
Jüngerer Rundfunkfachkaufmann
sowie
Rundfunk- u. Fernsehtechniker
gesucht.
RADIO SCHÜTZE
Fernsehen-Handelsges. mbH & Co. KG
8000 München 15, Sonnenstr. 33
Tel. 55 77 21

Techn.-Physiker

vieljährige Erfahrung in der
Entwicklung von (Transistor-)
Schaltungen für die indu-
strielle Elektronik bietet für
Mitarbeit an.

Angebote erbeten unter
F. Q. 8458

Kaufgesuche

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

Röhren und Transistoren aller Art,
kleine und große Posten gegen Kasse.
Röhren-Müller, Kelkheim/Ts., Parkstr. 26

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

Siemens-Antennenprüferät oder ähnliches
für VHF und UHF gesucht. Angebote erbeten unter F. O. 8456

HANS HERMANN FROMM bietet 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

Unterricht

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

Verkäufe

Kompl. Hi-Fi-Stereoanlage, 2 Philips-AG 9006 Verstärker, 2 Tiefentonlautsprecherboxen m. Weichen, 2 Hochtonlautspr., UKW-Radio, Plattenspieler. Zweig, Berlin 28, Alemannenstraße 106. Tel.: 40 65 61



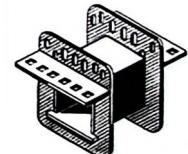
JOHANN MÜLLER
Norma Ladenbau
Bad Honnef-Rhein

Bitte Prospekt Nr. 91 anfordern

KLEIN-OSZILLOGRAF
„miniszill“ DM 199,80
Kompletter Bausatz einschließlich Röhren und Bauanleitung
Ausführliche Baupläne auch einzeln erhältlich
Schulzgebühr DM 3,- zu züglich Versandkosten
Alleinvertrieb:
BLUM-ELEKTRONIK 8907 Thannhausen, Telefon 494



KARLGUTH
1 BERLIN 36
Reichenberger Straße 23
Schachtelbare Spulenkörper
Din 41304
M- u. EJ-Serie



VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-147. Tel.: (03 11) 49 23 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 fachverlage bñ. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Anzeigenredaktion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Cheffotograf: 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 79 302. 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, Mikrofilm, usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



80329

10020

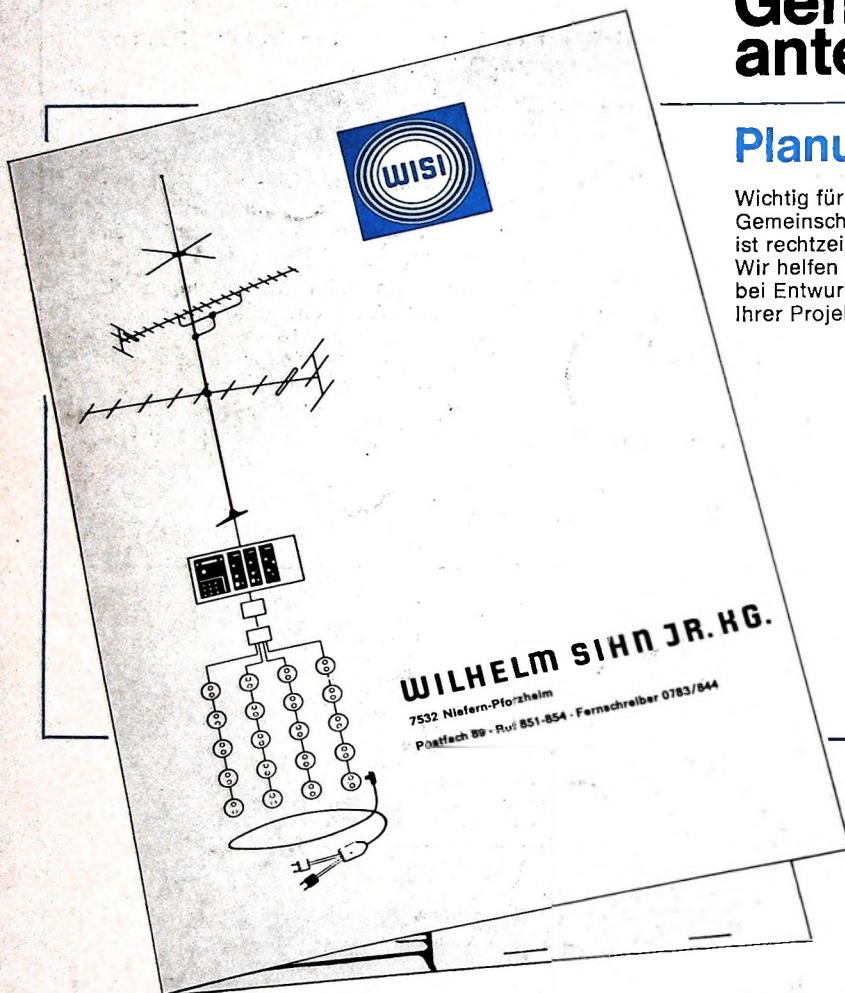
Stadt
E.-Thälmann-Str. 56



Gemeinschafts antennen

Planungsunterlagen

Wichtig für jede
Gemeinschaftsantennen-Anlage
ist rechtzeitige und genaue Planung.
Wir helfen Ihnen gern
bei Entwurf und Berechnung
Ihrer Projekte.



WILHELM SIHN JR. KG.
7532 Niefen-Pforzheim
Postfach 89 - Ruf 851-854 - Fernschreiber 0783/844

Wir halten für Sie
eine wertvolle Mappe bereit,
die alle Informationen technischer Art
und Ausschreibungsunterlagen enthält.

Senden Sie mir unverbindlich und kostenlos
Ihre Angebotsmappe mit vollständigen Planungs-
und Ausschreibungsunterlagen.

Name:

Wohnort:

Straße:

WILHELM SIHN JR. KG.

7532 Niefen-Pforzheim, Postfach 89, Abt. VII
Messe Hannover: Halle 11, Stand 33