

BERLIN

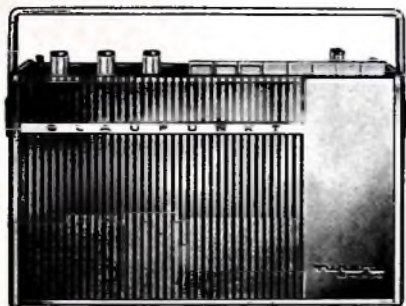
# FUNK- TECHNIK

A 3109 D

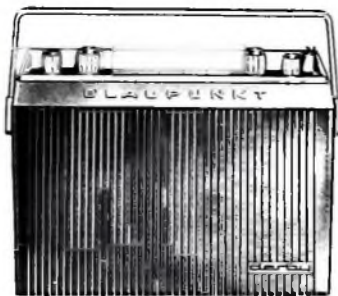
7 | 1965

1. APRILHEFT

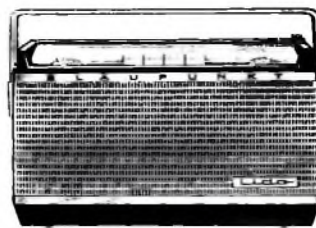
mit Elektronik-Ingenieur



Blaupunkt Riviera Omnimat



Blaupunkt Derby Automatic



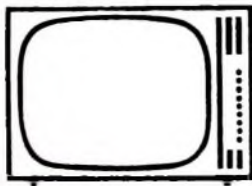
Blaupunkt Lido.

# 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 Fernsehzeilerzahlen**  
Die Anzahl der Fernseh-Rundfunkgenehmigungen im Bundesgebiet und West-Berlin erhöhte sich im Februar 1965 um 166 616 (Vormonat: 216 825, gleicher Vorjahresmonat: 214 998) auf 10,407 Millionen am 1. März 1965. Im gleichen Zeitraum nahm die Anzahl der Ton-Rundfunkgenehmigungen um 44 378 (Vormonat: 52 989, gleicher Vorjahresmonat: 65 322) auf 17,591 Millionen zu.

**Stereo-Sendungen im SWF-Unterhaltungsprogramm**  
Neben den bereits in der FUNK-TECHNIK veröffentlichten Stereo-Sendungen mit überwiegend erster Musik (s. Nr. 5/1965, S. 166) hat der Südwestfunk jetzt auch Unterhaltungsmusik in sein Stereo-Sendeprogramm aufgenommen. Dieses Programm wird seit dem 28. 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 sich auf Grund eines Beratungsvertrages und enger technischer Zusammenarbeit an Grundig-Entwicklungen an und verwendet auch Grundig-Rauteile.

Dr. L. M. M. C. H. E. N., einer der beiden Geschäftsführer von Tonfunk, ist am Jahresende

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

**dhfl-Fachhandels-Seminare**  
Für den Monat Oktober (im Anschluß an die Funkausstellung) werden zwei weitere dhfl-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 Fortbildungslehrgang 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 aufzuliegen. Zunächst werden in der neuen Produktionsstätte einige hundert Mitarbeiter beschäftigt sein, deren Anzahl bis Ende des Jahres auf 600 ansteigen soll.

**Änderung 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 1 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.

**I. Änderabkommen über Ingenieurschulen**  
Die Deutsche Kommission für Ingenieurausbildung hat in drei an die Kultusminister der Länder gerichtete Entschleunigungen den Abschluß eines Staatsvertrages über die Vereinheitlichung des Ingenieurschulwesens, die Gradulierung der Ingenieurschulabsolventen und eine rückwirkende Gradulierung 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 Verwaltungsabkommens beschlossen.

**Personliches**

**E. Sasse 70 Jahre**  
Dr. Eugen Sasse, Inhaber der gleichnamigen Fabrik für schwachstromtechnische Bauelemente in Schwabach bei Nürnberg, wurde am 9. März 1895 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 Vorsitz 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 „tätige Aktivität für den friedlichen Aufbau der Wirtschaft“ hervorgehoben.

**BUNDFUNK  
ZEITSCHRIFT  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURRUND  
MESSTECHNIK  
ELEKTRONIK**



**AUS DEM INHALT**

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 Gegentakt-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 Tonbandamateurl  
Universelle Regieanlage mit Richtungs-mischern · Summen- und Hallverstärker 248

Universalszillograf »ROG 7« — Ein vielseitig verwendbarer 7-cm-Oszillograf in Flachbauform ..... 249

Unser Reisebericht  
800 Jahre Leipziger Messe — Phono-Magnetton-Halbleiter-Bauelemente ... 251

Elektronik-Ingenieur  
Strom- und Spannungspfeile bei der Analyse von Transistorschaltungen ... 253

Für Werkstatt und Labor  
Dimensionierungsfragen bei Glimmstabilisatorröhren ..... 258

Für den KW-Amateur  
Amateur-Spitzensteuer »SB-300 E« ..... 262

Vom Sender zum Bildschirm  
Moderne Fernsehempfangstechnik ..... 267

Neue Bücher ..... 274

Neue Kataloge und Druckschriften ..... 274

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.

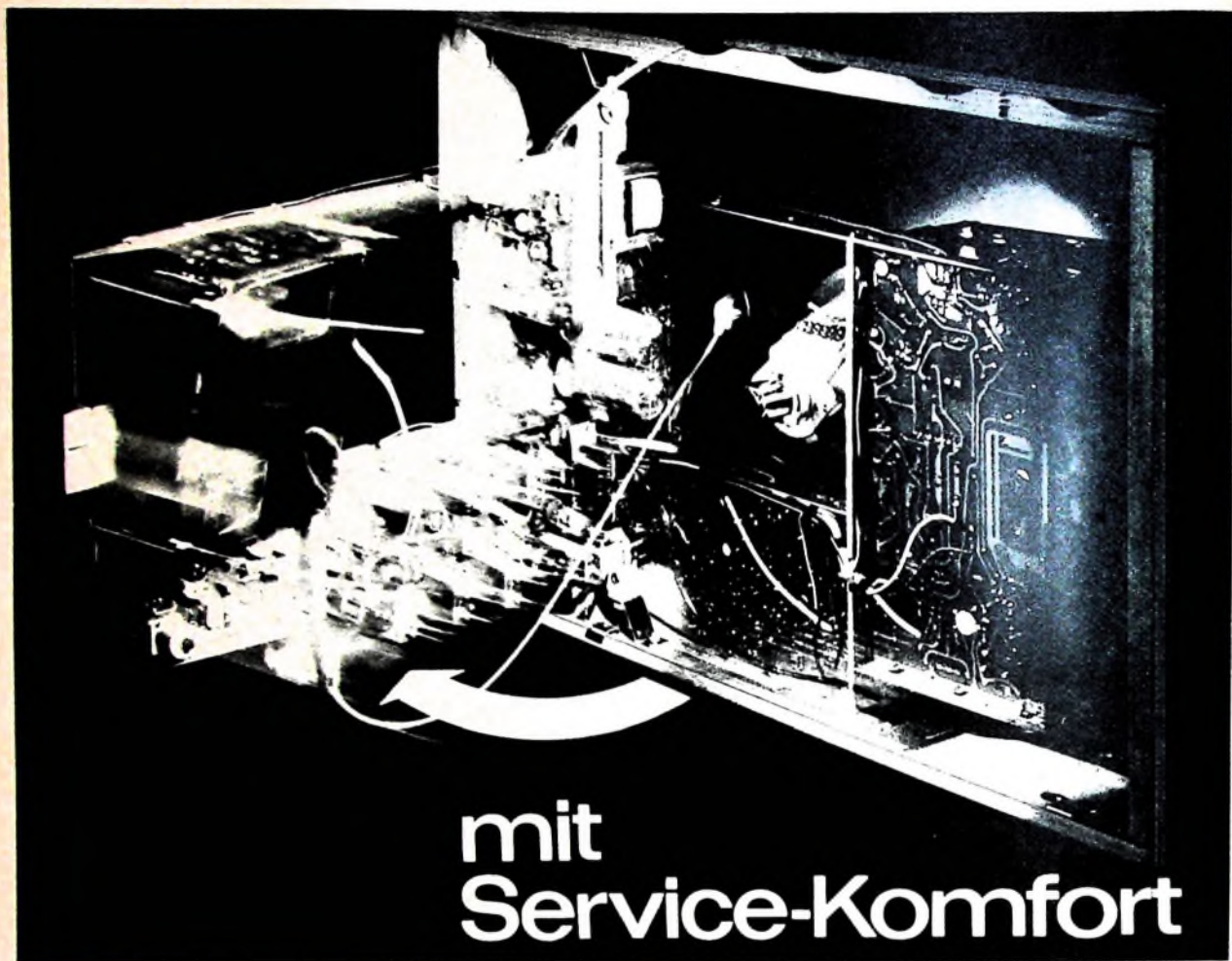
Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger. Seiten 234, 236-240, 257, 259, 261, 263, 265, 268, 272, 275 und 276 ohne redaktionellen Teil



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 Autosuper. Der Ausschlag 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 aller 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 252 000 Stück beziehungsweise 55,4 Millionen DM. Fast alle Empfänger dieser Art enthalten einen UKW-Teil, einige der großen Geräte sind sogar speziell für Kurzwellen-Welt-empfang gebaut und reichen in ihrer Leistung an Spezialgeräte heran.



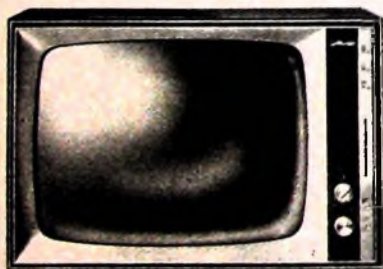
# Metz



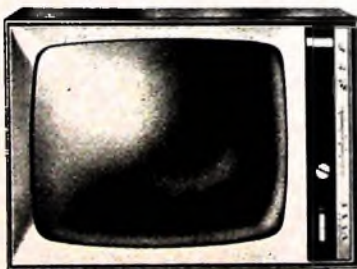
## mit Service-Komfort

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 Lötseite 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 Äußeren 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-Programmwahl-Tasten für 6 UHF- bzw. VHF-Sender

# **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 < 0,08 % (Gaugmont-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. 1965 Halle 11, Stand 68



**WIMA-  
MKS**



**Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren.**

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

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



**Moderne  
Bau-  
elemente  
für  
die  
Elektronik**

**WIMA-  
MKB**



**Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren in Becherausführung.**  
Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

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

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

**Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.**

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

# RIM-Vielzweck- Oszillografen

in moderner  
Flachbautechnik

Ideal in Form, Größe,  
Leistung und Preis

Ausführliche Erläuterungen über RIM-Meß- und Prüfergeräte 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<sub>eff</sub>/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  
Betriebsfertiges Gerät mit Garantie DM 428,-  
Zubehör: HF-Tastkopf DM 29,-, Teilerkopf DM 29,-, Koaxmeßleitung DM 12,-, Hallebügel komplett DM 26,-

Kleinoszillograf „ROG 3“

Ein Zwerg im Format, ein Riese in der Leistung. Paßt in die Aktenmappe. Abmessungen: 250 x 97 x 180 mm.  
Ein praktisches HF/NF-Prüfergerät 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<sub>eff</sub>/cm  
Interne Verteilung: in Stufen 1:1, 5:1, 20:1, stetig regelbar 5:1  
X-Verstärker: regelbar, X-Gegen-

aktverstärker  
Frequenzbereich: 7 Hz...2 MHz bei 4 dB Abfall  
Empfindlichkeit: 2 V<sub>eff</sub>/cm  
**Preise:**  
Kompletter RIM-Bausatz einschl. Gehäuse ohne Zubehör DM 293,-  
Ausführliche RIM-Baumappe DM 6,-  
Betriebsfertiges Gerät mit Garantie DM 360,-  
Zubehör laut Liste.

Kleinoszillograf „Oszillette 3“

Ein preisgünstiger Einbau-Kleinst-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<sub>eff</sub>/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<sub>eff</sub>/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 Hauptbahnhof, Tel. 557221  
Fil. Stuttgart 5, 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.

<b>Reflexion</b>	<b>Situation:</b> 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.	<b>Ursache:</b> Schallreflexion von Wänden, Boden, Decke und aus dem Publikumbereich. Die Dämpfung reflektierten Schalls ist in diesem Fall (bei allen Frequenzen und achsensymmetrisch in allen Ebenen) nicht wirksam genug.	<b>Lösung:</b> Wirksame Unterdrückung von Schall der auf der Mikrofon-Rückseite auftrifft. Da die Rückseite schalltaub ist, wird auch reflektierter Schall durch Unidyne III (vom Boden oder harten Flächen) nicht übertragen. Dämpfung bei allen Frequenzen gleichmäßig.
<b>Lautsprecher-Säulen</b>	<b>Situation:</b> Unerklärliche Rückkopplung bei Verwendung von Lautsprecher-Säulen (wie sie zur gleichmäßigen Beschallung in Kirchen und Sälen verwendet werden).	<b>Ursache:</b> Trotz bevorzugter Schallrichtung auf das Publikum haben Lautsprecher seitliche und rückwärtige „Tonkeulen“, die mit den Tonkeulen eines Mikrofons mit nicht genügender Nierencharakteristik zusammentreffen.	<b>Lösung:</b> Bei Unidyne III fehlen seitliche oder rückwärtige schallempfindliche „Keulen“, daher können sie nicht mit den Tonkeulen der Lautsprecher zusammentreffen.
<b>Halliger, hohler Klang</b>	<b>Situation:</b> Störender Nachhallereffekt, hauptsächlich niederfrequenter Schall. Häufig in Kirchen, großen Hallen, Sälen, Sportstätten.	<b>Ursachen:</b> Manche Mikrofone verlieren bei niedrigen Frequenzen ihre nierenförmige Richtcharakteristik und akzentuieren bei Aufnahme von Nutzsoll die tiefen Frequenzen. Dadurch: Aufnahme und Verstärkung der niederfrequenten Nachhall- und Hohlklang-Eigenchaften vieler Räume.	<b>Lösung:</b> Unidyne III unterdrückt Störschall bei allen Frequenzen gleichmäßig, selbst bei 20 Hz. Der Frequenzgang weist im untersten 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 Nutzsoll durch das Mikrofon

<b>Gruppen-Aufnahmen mit einem Mikrofon</b>	<b>Situation:</b> Normalerweise ermöglicht ein einziges Mikrofon keine gleichmäßige Aufnahme einer Gruppe (Chor, Quartett, Instrumentalgruppe).	<b>Ursachen:</b> Es fehlt häufig an gleichmäßiger Aufnahmecharakteristik; daher verschlechterte Wiedergabe von Lautstärke und Tonqualität einzelner Stimmen.	<b>Lösung:</b> Unidyne III ermöglicht Aufnahme einer Gruppe mit gleichmäßiger Lautstärke und Tonqualität.
<b>Aufnahme mit mehreren Mikrofonen</b>	<b>Situation:</b> Unterschiede im Aufnahmepegel und der Tonqualität bei erwünschtem breitem Aufnahmebereich, z. B. Bühnenaufnahmen, Konferenzen und Veranstaltungen mit Publikumbeteiligung.	<b>Ursachen:</b> Der Aufnahmebereich der Mikrofone ist zu schmal, Frequenzgang unterschiedlich. Es entstehen „Schalllöcher“ und „Schallbrennpunkte“.	<b>Lösung:</b> Gleichmäßige Aufnahme mit dem Unidyne III. Echte Nierencharakteristik ermöglicht Aufnahmen in ausgedehntem Bereich (Schallfeld). Harmonisches Zusammenwirken mehrerer Mikrofone.
<b>Entfernte Aufnahmen</b>	<b>Situation:</b> Zu hoher Geräuschpegel (Störsoll) oder Rückkopplung bei Aufstellung des Mikrofons in bestimmter Entfernung von der Schallquelle.	<b>Ursachen:</b> Weitbereichs Mikrofone sind bei niedrigen Frequenzen wenig gerichtet. Weiterhin: „Keulen“, „Schallbrennpunkte“, von hinten kommender Schall wird aufgenommen.	<b>Lösung:</b> Unidyne III unterdrückt bei Weitbereichsaufnahmen Schall aller Frequenzen, der auf der Rückseite auftrifft.



SHURE

Ausführliche Information und Bezugsquellenachweise durch:  
Deutschland: Braun AG, Frankfurt/Main, Rübensteiner Straße 23  
Schweiz: Telco AG, Zürich, Altkirchlerstraße 232  
Österreich: H. Luri, Wien I, Reichartstraße 17  
Niederlande: Tempcon, 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.





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

**FUNK-  
TECHNIK**

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

## Grenzen und Möglichkeiten für den Selbstbau elektronischer Geräte

Für den Interessenten am Selbstbau elektronischer Geräte ist es im Gegensatz zu der Zeit vor noch nicht einmal 20 oder 30 Jahren heute oft problematisch, ein lohnendes Betätigungsfeld zu finden. Während in früheren Jahren der Bau eines (damals noch verhältnismäßig einfachen) Rundfunkempfängers auch ohne komplizierte Meßgeräte möglich war, ist das seit 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 Wobbelgenerator und Oszillograf verfügt, vor eine praktisch unlösbare Aufgabe. In einer ähnlichen Situation sieht sich aber auch mancher KW-Amateur gegenübergestellt, der angesichts der dichten Belegung der Amateurbander mit einem leicht aufzubauenden Geradeausempfänger und einem kleinen Sender nur geringe Chancen hat, ihn betriedigende QSO's zu führen.

Der Selbstbau von größeren Geräten erfordert neben entsprechendem Zeitaufwand 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 scheuen braucht. Aber gerade das ist bei der heute hochentwickelten Technik trotz der großen Auswahl an hervorragenden Bauelementen die Frage gestellt, wenn es an einem bestimmten Maß von Fachkenntnissen und an den unbedingt notwendigen Meßmitteln fehlt.

In dieser Situation kann der noch weniger erfahrene 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 verständlichen Fachbüchern und die Fachzeitschriften weitere Möglichkeiten zur Vertiefung seines Wissens. Dabei sollte sich niemand von der Vielzahl von zunächst noch nicht recht verständlichen Beiträgen entmutigen lassen. Die Rubriken für den Bastler oder den jungen Techniker enthalten zahlreiche einfache Bauvorschlüsse und Funktionsbeschreibungen. Auch kann man sich in systematisch aufgebauten Beitragsreihen — gestützt auf praktische Versuche — die notwendigen Grundkenntnisse aneignen.

Für denjenigen, der nur über wenig Freizeit verfügt, sei auf die zahlreichen Bausteine und Bausätze hingewiesen, mit denen sich beispielsweise Empfänger, Verstärker, Amateursender und auch viele Meßgeräte aufbauen lassen. Einigen Bausätzen sind so ausführliche Anleitungen für den Zusammenbau beigegeben, daß man praktisch nichts falsch machen kann. Dies ist für den weniger erfahrenen Bastler aber oft entscheidend, weil die Schaltung und die dazugehörigen Bauteile bei komplizierten HF-Meßgeräten noch keine Garantie für den erfolgreichen Zusammenbau geben. Oft sind es jene Unwägbarkeiten wie Schallkapazitäten und wilde Kopplungen infolge ungünstigen Aufbaus, die den Erfolg in Frage stellen.

Man kann in solchen Fällen bei kritischen Gerätestufen ebenfalls auf Bausteine ausweichen. Der KW-Amateur beispielsweise hat die Möglichkeit, über Steuersendern, HF-Bausteinen und Konvertern für die verschiedenen Bänder zu wählen. Das erschließt ihm unter anderem die interessante Forschungsarbeit im 2-m- und im 70-cm-Band. — Auch ist die Technik der gedruckten Schaltung heute jedem Bastler zugänglich. Vom Handel werden sowohl kupferkaschierte Hartpapierplatten als auch Lochstreifenplatten sowie die dazugehörigen Chemikalien und Verarbeitungsvorgänge angeboten. Für manche Bauanleitungen kann man auch schon billig geätzte Platinen beziehen, die nur noch mit den Bauelementen besetzt werden müssen und sehr betriebsichere Bausteine ergeben.

In Zukunft werden vielleicht aber auch einmal Baueinheiten in Mikro-modul- oder Dünnschicht-Technik für den Amateur und Bastler an Interesse gewinnen. Diese Bausteine stehen heute — allerdings sind sie noch recht teuer — bereits für verschiedene logische Schaltkreise in der Elektronik sowie als Kleinsignalverstärker zu Verfügung. Andere neuartige Bauelemente, wie beispielsweise piezoelektrische Festfrequenzfilter, 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 Prüfgeräten nicht verzichten können. Der Selbstbau solcher Geräte ist insoweit besonders reizvoll, als man dabei vielleicht am stärksten 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 gehört 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 Veröffentlichungen richtet, in denen der praktische Umgang mit Meßgeräten und deren vielseitige Anwendungsmöglichkeiten behandelt werden.

Das wohl am universellsten einsetzbare Meßgerät ist der Elektronenstrahl-Oszillograf, 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 Genauigkeitsforderungen beschränkt. Um einen Tangenerator zu eichen, kann man zum Beispiel von der Netzfrequenz, dem über das Telefon „beziehbaren“ Normalstimmtone (440 Hz) oder auch einem Klavier ausgehen. Mit Hilfe des Oszillografen (Lissajousfiguren) und eines Tonbandgerätes, mit dem man die ermittelten Vielfachen der Normalfrequenz aufzeichnet und so neue „Normalfrequenzen“ gewinnt, kann man diese Aufgabe trotz etwas „zappliger“ Oszillogramme recht gut lösen.

Aber auch der Bastler mit kleinem Geldbeutel und weniger perfektionistischen Neigungen kann zu seinem Recht kommen. Eine Vielzahl einfacher Schaltungen, von der elektronischen Diebstahlsicherung im Kraftfahrzeug bis zum automatischen Feuchtigkeitsindikator für den Blumentopf, ist mit nur geringem Aufwand zu verwirklichen. Dazu braucht man neben den Bauteilen allenfalls ein kleines Vielachsinstrument 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 Dreheiseninstrument 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 Zweig-Telefonverbindungen oder eine Zweig-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 Flughafen-Atmosphäre (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 „Hawaii“ (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 Industriempfänger 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. Sie 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 Vervollkommnung des Rundfunks ist, daß 65% der Befragten Fernsehteilnehmer waren.

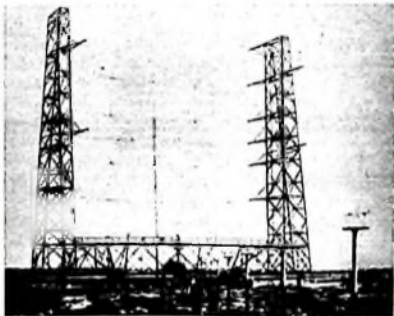
Wie die Studioteknik Rundfunk der Deutschen Post dazu feststellt, läßt dieses Ergebnis alle Bemühungen der Rundfunkorganisationen um beschleunigte Einführung der Rundfunk-Stereophonie berechtigt erscheinen. Im Zuge des weiteren Aufbaues wurde daher am 28. Februar 1965 mit der Ausstrahlung von Stereo-Versuchssendungen 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-Hochfrequenztransistoren

Transitron stellte eine Reihe neuer Silizium-Hochfrequenztransistoren 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-



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

## Mäßiger Optimismus bei SEL für den Rundfunk- und Fernsehmarkt

Man beurteile den Rundfunk- und Fernsehmarkt mitmäßigem Optimismus, erklärte Dr. H. H. Griesmaier, stellvertretendes Vorstandsmitglied der SEL, auf einer Schaub-Lorenz-Fachpressekonferenz in Baden-Baden. Der Umsatz des Geschäftsbereichs „Rundfunk Fernsehen Phono“ 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 300.000 Stück (stückzahlmäßiger Zuwachs insgesamt 37 Prozent, auf dem Inlandsmarkt 45 Prozent). Von den insgesamt 500.000 Rundfunkempfängern aller Art entfallen 415.000 Stück auf die Kohlerempfänger (stückzahlmäßiger Zuwachs insgesamt 14 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 Ertragslage 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. Griesmaier heute für die Industrie darauf an, daß 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 Siliz in Pforzheim die

Stereoitronik 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 erlahmungs-gemäß nur schwer über den üblichen Vertriebsweg abwickeln läßt.

Im Vordergrund des Interesses für die Zukunft steht das Farbfernsehen. Man betrachtet die erste Phase der Systembeurteilungen als abgeschlossen. Nach Auflassung 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 geraumer Zeit auf die besonderen Anforderungen der Farbfernsehertechnik 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 Hörers sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite noch einiges zur Qualitätsverbesserung tun könne. 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. —th



# 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 Überträgern sowie Endstufen ohne Ausgangsübertrager (single ended) steigt das Interesse an übertragerlosen NF-Verstärkern. Diese Verstärker sollen aber aus Wirtschaftlichkeitsgründen (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 ( $R_{th} \leq 40^\circ\text{C/W}$ ). Mit diesem Wärmewiderstand ergibt sich eine maximale Verlustleistung von  $P_{tot} = 1,1\text{ W}$  bei einer Gehäusetemperatur  $t_{case} = 45^\circ\text{C}$ .

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 (T3 und T4) sind die komplementären Endstufen-Transistoren gleichstrommäßig in Reihe geschaltet. Die Endstufen-Transistoren arbeiten in Collectorschaltung, da die Steuerspannung für die Endstufen-Transistoren zwischen den Basis- und Collectoranschlüssen (P ist vernachlässigbar) zugeführt wird. Der Arbeitswiderstand (Lautsprecher  $R_L$ ) liegt in Reihe mit dem Kondensator  $C_L$  zwischen den Emitteranschlüssen und dem negativen Batterieanschluß. Bedingt durch die Collector-

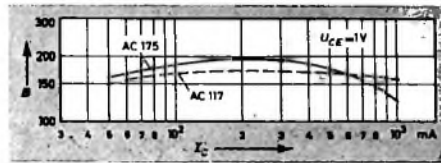


Bild 1. Verlauf der Stromverstärkung  $B$  als Funktion des Collectorstroms  $I_C$  für die Transistoren AC 117 und AC 175

Basisschaltung, 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 (T4) 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.

Während der negativen Halbwelle ist dagegen der pnp-Transistor (T3) 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 T4 geöffnet. Während der positiven Halbwelle der Steuerspannung wird die Collectorspannung der Treiberstufe negativer 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-Endstufen-Transistor nicht voll durchgesteuert werden kann. Aus diesem Grunde wird durch den Anschluß des Collectorwiderstands  $R_{11}$  an den Verbindungspunkt 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

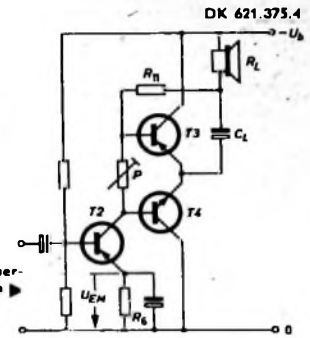


Bild 2. Prinzipschaltung der Treiberstufe und der Komplementär-Endstufe

hat der Verbindungspunkt 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 Collectorspitzenspannung des Treibertransistors bei Vollaussteuerung den Betrag

$$u_{C} = \frac{U_b - U_{EM}}{2} \quad (1)$$

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

$$u_L = \frac{U_b - U_{EM} - 2 \cdot (u_{BE} + U_{C\text{ rest}})}{2} \quad (2)$$

In dieser Gleichung ist  $U_{C\text{ rest}}$  die Restspannung und  $u_{BE}$  die Steuerspannung der Endstufen-Transistoren für den Collectorstrom  $I_C$ . 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  $R_0$  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-Endstufen-Transistor auftretende Verlustleistung größer als die im pnp-Endstufen-Transistor. 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  $I_{CR}$  bei Schwankungen der Batteriespannung we-

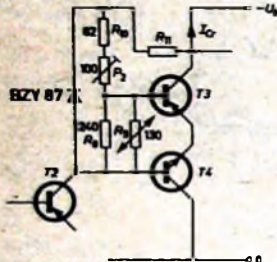


Bild 3. Diode und Spannungsteiler zur Stabilisierung des Collectorruhestroms  $I_{CR}$  von T3, T4 der Gegenakt-B-Endstufe

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 geeigneten 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 Wechselspannungsamplitude durch die zur Verfügung stehende Gleichspannung) errechnet sich die Sprechleistung der Endstufe zu

$$P_{out} = \frac{U_L^2}{2 R_L} = \frac{[U_b - U_{BM} - 2 \cdot (U_{BR} + U_{C_{rest}})]^2}{8 R_L} \quad (4)$$

Die Collectorrestspannung der Treiberstufe sowie die Basis-Emitter-Gleichspannung  $U_{BE0}$  für den Collectorruhestrom der Endstufen-Transistoren sind darin vernachlässigt. In Gl. (4) bedeutet  $U_{EM}$  die Gleichspannung am Emitterwiderstand des Treibertransistors,  $U_{BE}$  die Steuerspannung der Endstufen-Transistoren für den Collectorstrom  $I_C$  und  $U_{C_{rest}}$  die Collectorrestspannung der Endstufen-Transistoren beim Collectorstrom  $I_C$ .

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 Collectorstrom  $I_C$  beträgt

$$I_C = \sqrt{\frac{2 P_{out}}{R_L}} \quad (6)$$

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

$$I_C = \frac{U_b - U_{BM} - 2 \cdot (U_{BR} + U_{C_{rest}})}{2 R_L} \quad (7)$$

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

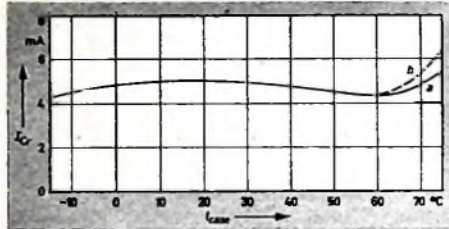


Bild 4. Collectorruhestrom  $I_{CR}$  als Funktion der Gehäusetemperatur  $T_{Geh}$  der Endstufen-Transistoren; a bei Dimensionierung nach Bild 3, b mit gegenüber Bild 3 etwa 5fachen Widerstandswerten für den Basisspannungsteiler der Endstufen-Transistoren

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 Umgebungstemperatur und das Kühlblech bekannterweise der 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-

## Persönliches

### Auszeichnung für Otto Kappelmayer

Am 10. März 1965 wurde Otto Kappelmayer, einer der ersten 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 mancher 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 charmanteren und geistvollen, nimmer ermüdenden 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-

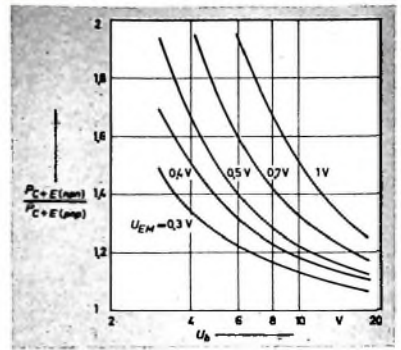


Bild 5. Verhältnis der Verlustleistungen in den Endstufen-Transistoren als Funktion der Batteriespannung  $U_b$  mit der Emittergleichspannung  $U_{EM}$  am Treibertransistor T2 als Parameter

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  $U_b = 9V$  und eine Gleichspannung  $U_{EM} = 0.4V$  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 erwartenden Batteriespannung  $U_b = 6V$  auf 1,3 an.

Die Berechnung des maximalen Basisstroms der Endstufen-Transistoren erfolgt mit der minimal vorkommenden Stromverstärkung  $B_{min}$ . Man erhält

$$I_{Bmax} = \frac{I_C}{B_{min}} \quad (11)$$

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

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

(Fortsetzung folgt)

ten. Möge es Oka, dem 70-jährigen mit dem ewig jungen Herzen, nach viele Jahre vergönnt 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 Löttechnik untrennbar verknüpft. Bereits als junger Ingenieur entwarf er die Konzeption für den Bau der damals nach wenig bekannten elektrischen Lötcolben und gründete als 31-jähriger im Jahre 1921 in Berlin die Erste Spezialfabrik elektrischer Lötcolben und Lötblätter.

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 wiederaufgenommen 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	19-kHz-Pilottonunterdrückung: 35 dB (am Ausgang)
Eingangswiderstand: etwa 100 k $\Omega$ m	38-kHz-Hilfsträgerunterdrückung: 40 dB (am Ausgang)
Eingangsspannung (Multiplex-Signal): min. 70 mV <sub>eff</sub> max. 1,2 V <sub>eff</sub>	Fremdspannungsabstand: > 60 dB
Ausgangsspannung (an 56 k $\Omega$ m): etwa 150 mV bei 70 mV <sub>eff</sub> Eingangsspannung etwa 2 V bei 1,2 V <sub>eff</sub> Eingangsspannung	Stereo-Anzeige: Glühlampe 3,8 V, 70 mA
Klirrfaktor: < 0,3% bei 1 kHz	Stromversorgung: Decoder 12 V, 6 mA Anzeige 12 ... 17 V, 70 mA
Übersprechdämpfung: s. Bild 6	Abmessungen: 12 cm x 7,5 cm x 4 cm
Deemphasis: 50 $\mu$ s	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 Pilotton 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. **Pilottonsignal:** 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 Empfängerseite 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 gewin-

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 Normungsvorschlag<sup>1)</sup> sagt zwar aus, daß im Bereich von 200 Hz ... 6,3 kHz eine Übersprechdämpfung von  $\geq$  20 dB und von 6,3 ... 10 kHz  $\geq$  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.

<sup>1)</sup> 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 bestimmend 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  $\pm$  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 ein 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 Kombinationfrequenzen 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 Klirrgrad beeinflussen, muß dafür gesorgt werden, daß die bestimmenden Kreise sich bei Temperaturschwankungen nicht verformen. 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

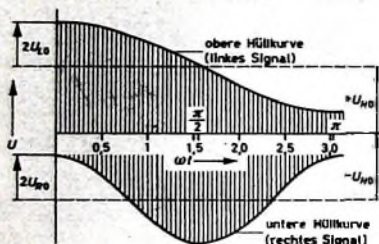


Bild 3. Darstellung der Funktionen nach Gl. (5) und Gl. (6)

nicht erforderlich ist) meist eine Schaltstufe für den Anschluß eines Indikatorkreis (Glimmlampe, 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-Spitzenangleichrichtung: Mit zwei entgegengesetzt gepolten Diodenpaaren wird das aus  $L + R$  und  $L - R$  sowie dem zugesetzten Träger bestehende Frequenzgemisch abgetastet.

Dabei entsteht in einem Diodenzweig 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  $U_B = U_{B0} \cos \Omega_B t$ , wobei  $R = U_R - f(t)$  und  $L = U_L + f(t)$  zu setzen ist.

Für das Signalgemisch  $U_D$  ergibt sich

$$U_D = (U_R + U_L) + [(U_L - U_R) + U_{B0}] \cdot \cos \Omega_B t. \quad (1)$$

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

$$U_D = U_R + U_L + U_L - U_R + U_{B0} = 2U_L + U_{B0} \quad (2)$$

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

$$U_D = U_R + U_L - U_L + U_R - U_{B0} = 2U_R - U_{B0} \quad (3)$$

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

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

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

$$2U_L + U_{B0} = 2(U_{R0} \cdot \cos \omega_L t) + U_{B0} \quad (5)$$

$$2U_R - U_{B0} = 2(U_{L0} \cdot \cos \omega_R t) - U_{B0} \quad (6)$$

Übersteuerung von  $T3$  bildet sich die 2. Harmonische, also die Frequenz  $38 \text{ kHz}$ . In der Collectorleitung von  $T3$  liegt ein  $38 \text{ kHz}$ -Filter  $FIII$ , dessen niederohmige Sekundärwicklung als Rifilarwicklung mit Mittelanzapfung ausgeführt ist. An diese Anzapfung werden das vom Emitter des Transistors  $T1$  abgenommene Summen- und Differenzsignal geführt. Mit  $R5$  kann man eine Phasenkorrektur vornehmen bevor das Summen- und Differenzsignal zum Hilfsträger addiert wird. Die beiden addierten und in der Phase um  $180^\circ$  gegeneinander verschobenen Spannungen gelangen zu den Dioden  $D1, D3$  sowie  $D2, D4$  und werden demoduliert. Die Dioden-Arbeitswiderstände sind mit dem Minuspol beziehungsweise dem Pluspol der Speisespannung verbunden, wodurch sie in Durchlafrichtung 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  $T5$  und  $T6$ , so daß selbst bei kleinem Multiplex-Signal genügend Nutzspannung für die Aussteuerung des nachfolgenden NF-Verstärkers zur Verfügung steht.

Den jeweiligen Betriebszustand des Decoders zeigt eine Skalenlampe  $La$  an, die über  $R6$  an den Collector von  $T4$  angeschlossen werden kann.  $T4$  wird mit einer an  $T3$  gewonnenen Spannung gesteuert, die die Diode  $D5$  sperrt oder öffnet. Damit  $T4$  nicht überlastet wird, empfiehlt es sich, eine Skalenlampe für etwa  $3,8 \dots 5 \text{ V}$  und maximal  $70 \text{ mA}$  zu verwenden.

## 3. Kenndaten des Stereo-Decoders

Auf S. 245 sind die Kenndaten des Decoders zusammengestellt. Den Verlauf der Übersprechdämpfung in Abhängigkeit vom Pilotton 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 Fabrikats, so ist für den Decoder im allgemeinen ein Nachgleich erforder-

Die grafische Darstellung dieser Funktionen 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  $U_{B0}$  stets größer als  $2U_{L0}$  beziehungsweise  $2U_{R0}$  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  $T1$ , dessen Arbeitspunkt so gewählt ist, daß auch größere Signale verarbeitet werden können. Während das Summen- und Differenzsignal am Emitter von  $T1$  abgenommen werden, gelangt das Pilottonsignal über das Filter  $F1$  im Collectorkreis von  $T1$  auf die Transistorstufe  $T2$ , wo es verstärkt und über ein weiteres Filter  $FII$  dem Transistor  $T3$  zugeführt wird. Infolge

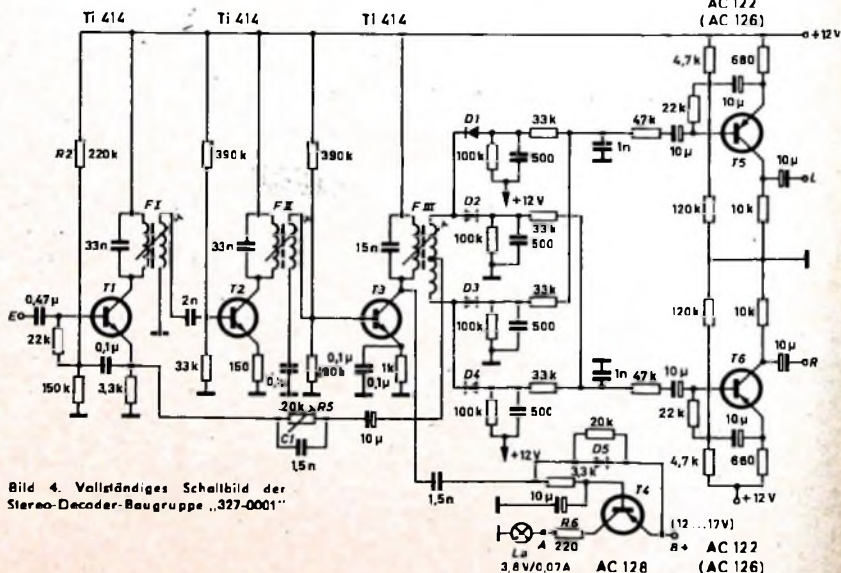


Bild 4. Vollständiges Schaltbild der Stereo-Decoder-Baugruppe „327-0001“



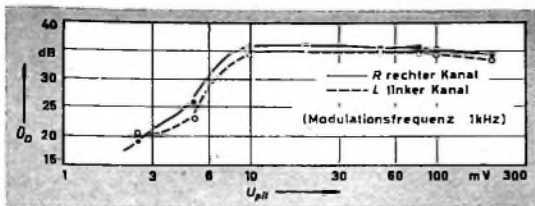
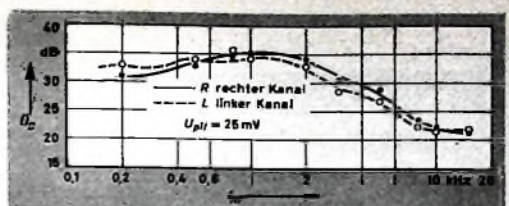


Bild 5. Übersprechdämpfung  $\bar{U}_D$  als Funktion des Pilotsignals  $U_{pil}$   
 Bild 6. Übersprechdämpfung  $\bar{U}_D$  als Funktion der Modulationsfrequenz  $f_{MF}$



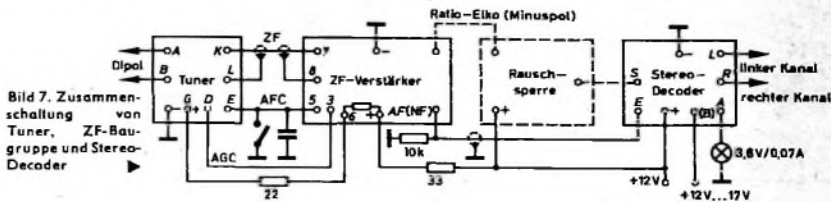
lich, der in nachstehender Reihenfolge durchzuführen ist:

a) Nachgleich der 19-kHz-Kreise (nur mit Pilotton); Filter *F I* auf Maximum, Filter *F II* auf Maximum.

b) Nachgleich des 38-kHz-Kreises (nur mit Pilotton); Filter *F III* auf Maximum. Dabei muß die Pilottonspannung  $\leq 10$  mV<sub>eff</sub> sein, da sonst der 38-kHz-Kreis nicht abgleichbar ist (Begrenzung durch T3).

c) Nachgleich der Übersprechdämpfung; Regler R5 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 Görlter ist im Bild 7 gezeigt. Für die Zusammenschaltung mit dem Decoder eignen sich hauptsächlich folgende Görlter-Baugruppen: Transistor-Variometer-Tuner „312-0036“



- Bild 7. Zusammenschaltung von Tuner, ZF-Baugruppe und Stereo-Decoder
- Dreifachdrehkondensator-Tuner „312-2325/26“
  - Vierfachdrehkondensator-Tuner „312-2404“<sup>1)</sup>
  - 3stufiger FM-ZF-Verstärker „322-0015“
  - 4stufiger FM-ZF-Verstärker „322-0020“
  - 4stufiger AM/FM-ZF-Verstärker „322-0018“<sup>2)</sup>

Wenn das starke Rauschen, das beim Abstimmvorgang zwischen den einzelnen

UKW-Sendern hörbar wird, unterdrückt werden soll, empfiehlt sich das Zwischenschalten der Rauschsperrung „328-0003“. Widerstand R2 im Decoder ist dann zu entfernen.

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

<sup>2)</sup> 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

## Abtastung von Stereo-Schallplatten mit Mono-Abtastsystemen

Als in den Jahren 1957/58 die Zweikomponentenschrift (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-Abtastsystemen 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 gehen ist.

Eine Mitteninformation (Schallquelle in der Mitte des Schallereignisses) ist auf der Stereo-Platte genauso wie auf der Mono-Platte in reiner Seitenschritt 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 Schneidstichels eingraviert, die man sich aus einer waagrecht und senkrecht gerichteten Bewegung des Schneidstichels zusammengesetzt vorstellen kann. Der Mono-Tonabnehmer ist für Nadelauslenkungen in der Senkrechten elektrisch unempfindlich. Um mit ihm eine Stereorille und damit die dort auch in der 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 Stereorillen abzutasten, vor allem dann, wenn der Abtaststift mit 25  $\mu$ m 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 Berührungspunkte 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 aufgetragenen 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 Stereorille mindestens 40  $\mu$ m breit sein; Diese Breite reicht gerade noch aus, die Spitze eines Mono-Abtasters mit 25  $\mu$ m Verrundungsradius zu führen, denn die Berührungspunkte der Abtastspitze mit den beiden um 45° gegen die Senkrechte geneigten Rillenhänge 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  $\mu$ m tief eintaucht. Tatsächlich ist die Eintauchtiefe infolge der elastischen Nachgiebigkeit des Plattenmaterials noch etwas größer. Rund 3  $\mu$ m Eintauchtiefe ist zwar nicht viel, aber die minimale Rillenhänge 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, Stereorillen mit Mono-Tonabnehmern abzutasten, waren sich die Experten in allen Ländern darüber einig, daß man davon abstraten sollte, Stereorillen mit 25- $\mu$ m-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“ verurteilten 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 verklirrt, daß auch das musikalisch ungeschulte Ohr die Wiedergabequalität als indiskutabel erkennt.

Während bisher der Abspielhinweis, 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 Abspielhinweises 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 eines Tages 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 erbringt 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 Tonbandamateurl

## Universelle Regleanlage mit Richtungsmischern

H. SCHMIDT, BASF, Ludwigshafen

# Summen- und Hallverstärker

In den vorangegangenen Beiträgen wurden - neben dem grundsätzlichen Aufbau der Regleanlage - Richtungsmischer<sup>1)</sup>, Klangentzerrerbaustein<sup>2)</sup> und Präsenzfilterbaustein<sup>3)</sup> 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“<sup>4)</sup> 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  $RM_A$  und  $RM_B$  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 Knotenpunkt Widerstände  $R_{KN}$  wirken als Gegenkopplungswiderstände mit den Sum-

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

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

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

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

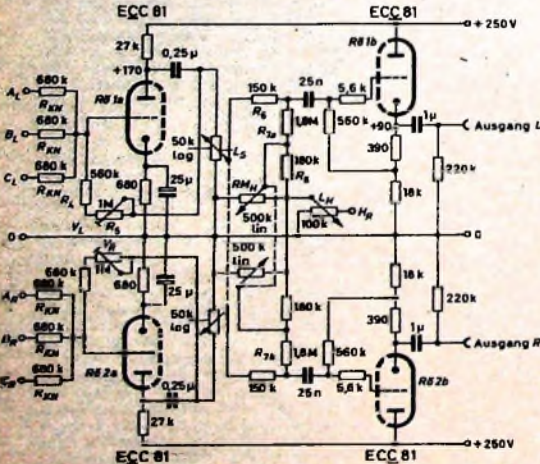


Bild 1. Schaltung des mit Röhren bestückten zweikanaligen Summenverstärkers mit Hallzumischung für die universelle Regleanlage

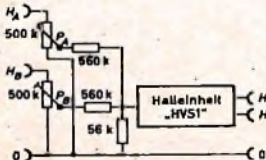
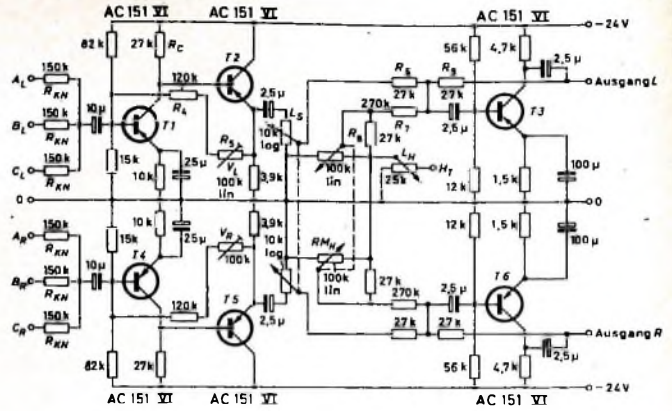


Bild 2. Ansteuerung der Halleinheit über die Pegelvorregler  $P_A$  und  $P_B$

Bild 3. Schaltung des mit Transistoren bezüglichen Summenverstärkers



mationswiderständen  $R_1$  und  $R_2$  zusammen. Mit  $R_3$  wird die Verstärkung des Gesamtkanals auf 0 dB eingestellt ( $V_L$  und  $V_R$ ). Die Verstärkung der Mischstufe liegt nur wenig über 1, um die Knotenpunktämpfung durch  $R_4$  und  $R_7$  sowie die Dämpfung im Katodenfolger ( $R_5$  bzw.  $R_6$ ) auszugleichen. Das Tandempotentiometer  $L_S$  arbeitet als Summen-Lautstärkereger.

Die Hallzumischung erfolgt über den Hall-Summenregler  $L_{Hj}$ , den Hall-Richtungsmischer  $RM_{Hj}$  und die Entkopplungswiderstände  $R_{7a}$  und  $R_{7b}$ .  $R_8$  dient zur Korrektur der Regelcharakteristik des Richtungsmischers. Der Eingangspegel an  $L_{Hj}$  ist etwa 8 V und kann an der Halleinheit „HSV 1“ eingestellt werden.

Die Aussteuerung der Halleinheit erfolgt nach Bild 2 über die Pegelvorregler  $P_A$  und  $P_B$ , die ihrerseits an die Schleifer der Lautstärkereger  $L_A$  und  $L_B$  (Verzweigungspunkte  $H_A$  und  $H_B$  im Blockschaltbild) angeschlossen sind. Dadurch bleibt das Hallverhältnis beim Betätigen der Lautstärkereger  $L_A$  und  $L_B$  unbeeinflusst und braucht nur einmal - zweckmäßigerweise mit  $P_A$  beziehungsweise  $P_B$  - eingestellt zu werden.  $L_{Hj}$  dient dann zum Ein- und Ausblenden des Halls.  $RM_{Hj}$  wird bei Mono- und normalen Stereo-Aufnahmen in Mittelstellung gebracht, so daß der als Mono-Signal eingespeiste Hall auf beide Kanäle gleichmäßig aufgeteilt wird. Bei Zweikanal- und Stereo-Aufnahmen können durch Betätigen von  $RM_{Hj}$  besondere Effekte erreicht werden.

### 2. Summenverstärker mit Transistorbestückung

Das Funktionsprinzip dieser Schaltung gleicht dem der Röhrenauführung. Den Eingang bildet eine Stufe in Emitterschaltung, die über eine Collectorbasistufe gegengekoppelt wird. Die Einstellung der Verstärkung erfolgt auch hier mit Hilfe von  $R_3$ .

Für die Dimensionierung des Eingangs ist der Innenwiderstand der Richtungsmischer bestimmend, so daß die Entkopplungswiderstände  $R_{KN}$  bei dieser Schaltung mit 150 kOhm zu wählen sind. Wenn der Basisstrom  $i_b$  klein gegen den Steuerstrom  $i_1 = u_1/R_1$  ist, so ist die Verstärkung

$$u_2/u_1 \approx (R_4 + R_5)/R_1$$

Die Abweichung von dieser idealen Verstärkung ergibt sich aus der Beziehung

$$\frac{R_L + (R_4 + R_5)}{B \cdot R_L} \leq \frac{i_b}{i_1}$$

mit  $R_L = R_G || 1/h_{22c}$ , wobei  $h_{22c}$  der Ausgangsleitwert des Transistors ist. Hieraus läßt sich für einen vorgegebenen Wert  $i_b/i_1 = 0,2$  und eine Stromverstärkung  $B = 75$  der Lastwiderstand  $R_L = 11$  kOhm berechnen. Der Collectorwiderstand wird dann mit Hilfe des Wertes  $1/h_{22c} = 24$  kOhm ( $I_C = 0,5$  mA,  $U_{CE} = 8$  V) mit  $R_C = 27$  kOhm ermittelt. Mit der Annahme  $i_b/i_1 = 0,2$  ergibt sich gegenüber der idealen Verstärkung  $u_2/u_1 = (R_4 + R_5)/R_1$  eine Abweichung von etwa -2 dB, die durch Verändern von  $R_5$  ausgeglichen werden kann.

Die Halleinspeisung erfolgt wie bei der Röhrenschaltung über die Widerstände  $R_6$  und  $R_7$ . Der Mischstromkreis ist mit Rücksicht auf die Stromaussteuerung des Ausgangstransistors niederohmiger als bei der Röhrenschaltung. Aus diesem Grunde erfolgt die Signalauskopplung an der Halleinheit „HSV 1“ nicht am hochohmigen Anschluß  $H_D$  des Ausgangsübertragers, sondern an der Anzapfung, die zum Collector des Endstufen-Transistors führt (Anschluß  $H_F$  im Bild 2).

Die Ausgangsstufe des Summenverstärkers arbeitet in Emitterschaltung, die in ihrer Dimensionierung dem Klangentzerrer entspricht. Der Eingangswiderstand der gesamten Schaltung ist je Kanal 150 kOhm, der Ausgangswiderstand liegt infolge der Gegenkopplung über  $R_6$ ,  $R_7$  bei etwa 10 Ohm. Der Klirrfaktor erreicht bei 12 dB Übersteuerung 0,3% (Normalaussteuerung: 0 dB  $\approx$  0,775 V).

5) Vgl. hierzu Heft 5/1965, S. 172, Gl. (6)



# 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 Zeitablenkteil.

### Eingangsteiler

Die Empfindlichkeit des Vertikalverstärkers kann mit Hilfe des in fünf Stufen einstellbaren und frequenzkompensierten Vorteilers 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<sub>eff</sub>/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 R6 1a und R6 1b mit hochliegender Katode; die Steuergitter erhalten also gegenüber Masse eine positive Spannung. Diese Schaltungsart und die Verwendung von engtolerierten Röhren gewährleisten stabile Arbeitspunkte sowie eine weitgehende Ausschaltung von Röhrenstreuungen. Der Y-Amplitudenregler »y-ampl.« liegt im Katodenkreis des ersten Triodensystems R6 1a der E 88 CC. Das hat den Vorteil einer weitgehenden frequenzunabhängigen Feinregelung. Das zweite Triodensystem R6 1b der E 88 CC wird als Phasenumkehröhre in Katodyn-Schaltung verwendet und liefert die zur Aussteuerung der Gegentakt-Endstufe R6 2, R6 3 (2 x EF 184) erforderlichen amplitudengleichen und um 180° phasenverschobenen Steuerspannungen. Durch die symmetrische Speisung der Vertikalablenkplatten werden Bildunschärfen stark verringert.

### Zeitablenkteil und Horizontalverstärker

Das Triodensystem von R6 4 (ECF 80) wird zur Synchronisationsverstärkung verwendet. Der Pentodeil dieser Röhre arbeitet zusammen mit dem ersten Triodensystem von R6 5 als Multivibrator und erzeugt eine lineare Sägezahnsschwingung. 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

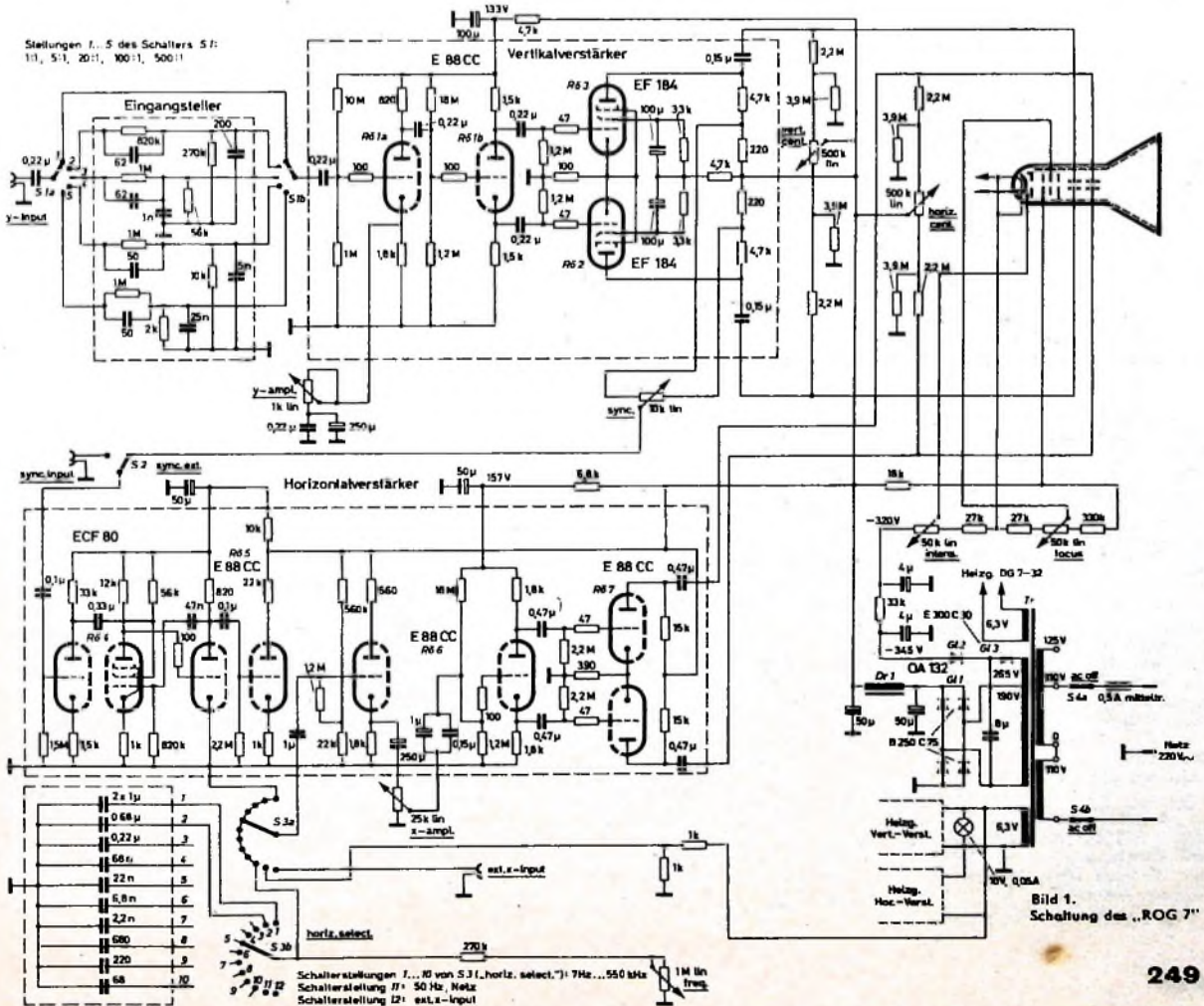


Bild 1. Schaltung des »ROG 7«



## 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 Vorteilung 500:1 etwa 300 V<sub>m</sub>

**Interne Vorteilung:**  
 in Stufen 1:1, 5:1, 20:1, 100:1, 500:1;  
 stetig regelbar 5:1

**Eingangswirkwiderstand:**  
 0,9...1 MOhm

**Eingangswirkwiderstand:** 0,9...1 MOhm

**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<sub>m</sub>/cm; Amplitude stetig regelbar

**Eingangswirkwiderstand:** 1,2 MOhm

**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:**

DG7-32; ausnutzbarer 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<sub>~</sub>; 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 Nebellicht 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.

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 3b 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 Langlebensdauerstrahlröhren E 88 CC. Das erste Triodensystem von R6 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 niederohmigen Reglers frequenzunabhängig. Darauf folgen Phasenumkehrstufe (zweites System von R6 6) und Gegentakt-Endstufe R6 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 J 2 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 Netztransformators T 7 ist optimal ausgenutzt, ohne daß dabei der Netztrafo überlastet wird. Die Gewinnung der Anodenspannung für die Verstärkerstrahlröhren erfolgt über den Brückengleichrichter G 1. Für die Siebung sind reichlich dimensionierte Elektrolyt-

kondensatoren und eine Drossel D 7 eingesetzt, damit – bei günstigem Siebfaktor – kein zu großer Spannungsabfall durch die einen verhältnismäßig großen Strom ziehenden Verstärkerstrahlröhren E 88 CC und EF 184 entsteht.

Die Gleichrichterwicklung von T 7 ist durch eine Zusatzwicklung aufgestockt, die zur Erzeugung einer negativen Spannung von – 345 V dient. G 3 (E 300 C 30) hebt zunächst den positiven Anteil der Wechselspannung (auf Masse bezogen) auf, so daß an G 2 (Siliziumdiode OA 132) nur eine negative pulsierende Spannung auftritt. Die Diodensperrenschnung ist daher nur so groß wie die ausgangsseitige gesiehte 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 Oszillograf hat die gleichen Abmessungen wie das Kombinationsröhren-Voltmeter „RV 650“ von Radio-Rim mit Breitbandmeßverstärker-Ausgang zur zusätzlichen Empfindlichkeitserhöhung des Oszillografen für Spezial-Verwendungszwecke. Das leicht in seine Einzelteile zerlegbare und aus verstärkten Tiefzieblechen gefertigte Flachgehäuse enthält ein passiviertes und verzinktes Chassis zur Aufnahme der bestückten Leiterplatten nebst Netzteil und Elektronenstrahlröhrenteil.

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

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Märzheft unter anderem folgende Beiträge:

Der heutige Stand der Kaltkathodenentwicklung

Neue Gesichtspunkte für die Dimensionierung von Netzgleichrichtern

Ein transistorisierter Impulsgenerator mit variablen exponentiellen Anstiegs- und Abfallzeiten

Ein spaltloser Wiedergabekopf zur empfindlichen Abtastung von Magnetbandaufzeichnungen

Das Impulserhalten 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 vierteljährlich,  
 Einzelheft 4 DM

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

VERLAG FÜR  
 RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH  
 Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52



# 800 Jahre Leipziger Messe

## Phono · Magnetton · Halbleiter-Bauelemente

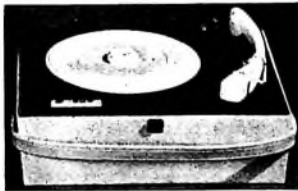
Vom 28. 2.-9. 3. 1965 fand als Jubiläumsmesse die diesjährige Leipziger Frühjahrsmesse statt. Über Rundfunk, Fernsehen und Antennen konnte bereits im Heft 6/1965, S. 207 und 210-211, berichtet werden. Die nachstehenden Ausführungen informieren über einige neue Entwicklungen aus den Fachgebieten Phono,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

### Phono

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

VER Funkwerk Zittau startete zur Frühjahrsmesse die bereits angekündigte „Ziphona-P-15“-Serie. Dabei handelt es sich um die Weiterentwicklung bisheriger Geräte mit Plattenspieler (mit Aufsatzmechanik zum Auf- und Absetzen des Tonarmes in beliebiger Spielstellung), die jetzt ein viertouriges Laufwerk für die Geschwindigkeiten  $16\frac{1}{3}$ ,  $33\frac{1}{3}$ , 45 und 78 U/min haben. Zu dieser Serie gehören der Phonokoffer „P15-63 K“, der Phonokoffer „P16-69 KW“ mit Verstärker und Lautsprecher, das Zargengerät „P15-69 Z“ und der Stereo-Koffer „P15-66 KW“ mit zwei im Deckel untergebrachten kleinen Lautsprecherboxen.

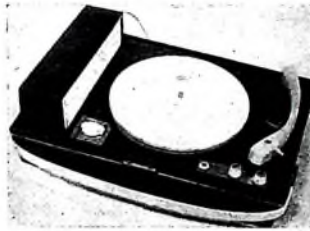
K. Ehrlich, Pirna, brachte zusätzlich als preisgünstigen Phonokoffer den „DUO“ heraus. Dieser modern gestaltete, verstärkerlose Phonokoffer (340 mm × 280 mm × 140 mm; 2,6 kg) enthält einen zweitourigen Plattenspieler für  $33\frac{1}{3}$  und 45 U/min.



Zweitouriger Phonokoffer „DUO“ (K. Ehrlich)

Die Umschaltung erfolgt mittels Schiebeshalters; 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 × 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 Plattenteller ist jetzt 1,2 kg schwer.



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

An Abtastsystemen entwickelte VER 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  $2,5 \cdot 10^{-6}$  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 MOhm || 200 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  $2 \cdot 10^{-6}$  cm/dyn; Auflagekraft  $10 \text{ p} \pm 1 \text{ p}$ ; Kapazität des Wandlerelementes etwa 300 pF; Betriebsabschlußwiderstand für optimale Anpassung 1 MOhm || 200 pF.

Beide Abtastsysteme sind vorzugsweise zur Verwendung in den Tragarmen „TA 3“ und „TA 6“ von VER 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 Mikro- und Normalrillen (15 µm Nadelradius) und Normalrillen (55 µm Nadelradius). Die Ausgangsspannung des Systems ist 150 mV an 1 MOhm für 1 cm/s Schnelle; die Auflagekraft des Tonarmes ist 6 ... 8 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 ... 9 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 Znönitz 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 Viertelspurgerät für 9,53 und 4,76 cm/s. Die Geschwindigkeitsschwankungen sind bei 9,53 cm/s kleiner  $\pm 0,4\%$  und bei 4,76 cm/s kleiner  $\pm 0,6\%$ . Der Frequenzumfang des Gerätes reicht bei 9,53 cm/s von 50 ... 15 000 Hz und bei 4,76 cm/s von 50 ... 8000 Hz. Es können Bandspulen bis zu 15 cm Durchmesser verwendet werden. Die Spieldauer bei Verwendung von Langspielband ist  $4 \times 56$  min (9,53 cm/s) beziehungsweise  $4 \times 112$  min (4,76 cm/s). Der schnelle Vor- oder Rücklauf einer Bandlänge benötigt etwa 3 min. Das Gerät enthält Eingänge für Mikrofon (300 µV, 2 kOhm), Tonabnehmer (270 mV, 0,5 MOhm) und Rundfunk (300 µV, 2 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 Aufnahme- und Wiedergabeverstärker enthält zwei Transistoren und fünf Röhren. Weitere Einzelheiten: Ausgänge für Außenlautsprecher (4 Ohm), Kopfhörer (500 ... 4000 Ohm), Diodenausgang (0,5 V), 10-V-Gleichspannungsversorgung für zusätzlichen Aufnahmeverstärker; eingebauter Ovallautsprecher; Lautstärke- und Klangfarbenregelung; Aussteuerungsanzeige mit EM 84; dreistelliges Bandlängenzählwerk; Stromversorgung 110 ... 240 V, 50 Hz; Leistungsaufnahme 50 W; Abmessungen 360 mm × 280 mm × 195 mm; Gewicht 11,5 kg.

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

Einige kleinere batteriebetriebene Volltransistor-Tonbandgeräte sind für Halbspurbetrieb ausgelegt. Das Gerät „Blues“ hat beispielsweise die Bandgeschwindigkeit 4,76 cm/s, mit 75-mm-Spulen eine Laufzeit von  $2 \times 22$  min und einen Frequenzbereich 150 ... 6000 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 Gleichlaufereigenschaften bei diesen Geschwindigkeiten sind: 2 × 125 min, 80 ... 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 MΩ) und Tonabnehmer (100 mV, 200 kΩ); Störabstand 46 dB; Aussteuerungsanzeiger; Bandlängenzählwerk; Tricktaste; Schnellstoptaste; 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 Magneton-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-Magnethandgerät „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 Fremdwechsellspannung 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 19,5 cm/s); Fremdspannungsabstand auch bei Stereoaufzeichnungen größer 60 dB (38,1 cm/s) und größer 55 dB (19,05 cm/s); Eingangsscheinwiderstand größer 6 kΩ; Ausgangsscheinwiderstand kleiner 40 Ω; Fremdspannungsabstand auch bei Stereoaufzeichnungen größer 60 dB (38,1 cm/s) und größer 55 dB (19,05 cm/s); Eingangsscheinwiderstand größer 6 kΩ; Ausgangsscheinwiderstand kleiner 40 Ω; 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; Bandrißabschaltung; eingebaute Bandschere vor Wiedergabekopf, steckbare Baugruppen; Abmessungen 545 mm × 405 mm × 300 mm; Gewicht 44 kg.

Einige neue in Mu-Metall-Gehäuse eingespritzte Magnethöpfe 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 „A2H9“ (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  $h_{21e}$  größer 28, 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  $h_{21e}$  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 68 V.

Als Germanium-HF-Transistor wurde angekündigt der GF 125 für ZF-Stufen bis 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 Ω, 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 °C ... + 75 °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 °C ... + 125 °C angegeben.

VEB Werk für Fernsehelektronik gab unter anderem Daten für die neuen Tunnelioden in Metall-Keramik-Ausführung GE 115 ... GE 118 bekannt. GE 115 und GE 116 (mit Anschlußbahnen 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, Höckerstrom 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 Tunnelioden ist 100 °C, der zulässige Temperaturbereich – 40 °C ... + 100 °C. Äquivalente Tunnelioden – 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 erstrecken sich ferner auf Germanium-Gleichrichterioden (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 Nenndurchlaßstrom dieser Gleichrichterioden ist 1 A, der Sperrstrom 0,2 mA.

Ebenfalls neu sind die Gleichrichterioden OA 904 und OA 905 (Silizium-Flächendioden in Allgasausführung). 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. ja.



# Strom- und Spannungspfeile bei der Analyse von Transistorschaltungen

DK 537.313:621.375.4

Bei der Analyse von Transistorschaltungen ist man gezwungen, zur Aufstellung der erforderlichen Systemgleichungen Strom- und Spannungspfeile in die Schaltung einzuzichnen. 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  $I_{CBO}$  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

Zahlenbeispiel für den *pnp*-Transistor:

$$\begin{aligned} I_{C0} &= -0,005 \text{ mA}, \\ \alpha_0 &= 0,99, \\ I_E &= 1 \text{ mA}, \\ I_C &= -\alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = -0,99 \cdot 1 + (-0,005) = -0,995 \text{ mA}, \\ I_B &= -(1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = -0,01 \cdot 1 + 0,005 = -0,005 \text{ mA}. \end{aligned}$$

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

Zahlenbeispiel für den *npn*-Transistor:

$$\begin{aligned} I_{C0} &= 0,005 \text{ mA}, \\ \alpha_0 &= 0,99, \\ I_E &= -1 \text{ mA}, \\ I_C &= -\alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = -0,99 \cdot (-1) + 0,005 = 0,995 \text{ mA}, \\ I_B &= -(1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = -0,01 \cdot (-1) - 0,005 = 0,005 \text{ mA}. \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha_0 \cdot I_E + I_{C0}, \\ I_R &= I_B + I_C. \end{aligned}$$

Daraus ergibt sich

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha_0 (I_B + I_C) + I_{C0}, \\ I_C &= \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0} = \beta_0 \cdot I_B + I_{C0}'. \end{aligned}$$

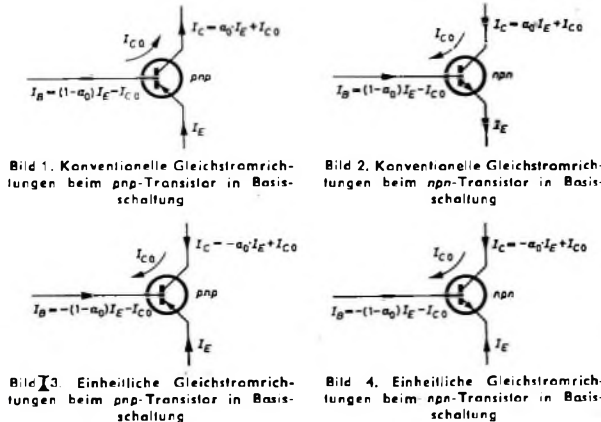
Der Ausdruck  $\frac{1}{1 - \alpha_0} I_{C0}$  stellt den Collector-Emitter-Reststrom bei offener Basis dar, der im Schrifttum mit  $I_{C0}'$  oder  $I_{CE0}$  bezeichnet wird. Näherungsweise kann man für diesen Ausdruck auch  $\beta_0 \cdot I_{C0}$  schreiben, da  $\frac{1}{1 - \alpha_0} \approx \frac{\alpha_0}{1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

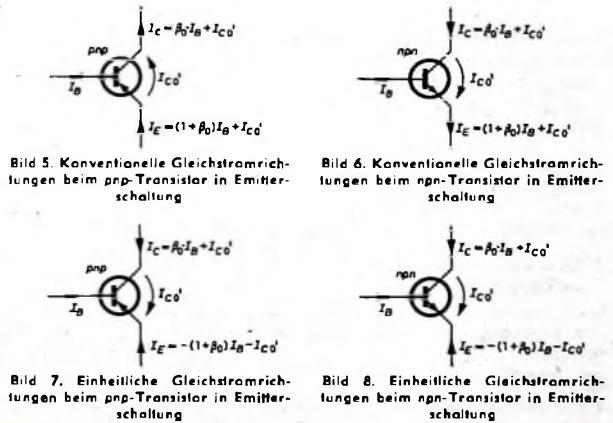


konventionellen Stromrichtungen haben alle Ströme positive Zahlenwerte, und es gelten zum Beispiel mit  $I_{C0} = 0,005 \text{ mA}$  und  $\alpha_0 = 0,99$  folgende Gleichungen für die einzelnen Ströme:

$$\begin{aligned} I_R &= 1 \text{ mA (gewählt)}, \\ I_C &= \alpha_0 \cdot I_E + I_{C0} = 0,99 \cdot 1 + 0,005 = 0,995 \text{ mA}, \\ I_B &= (1 - \alpha_0) I_E - I_{C0} = 0,01 \cdot 1 - 0,005 = 0,005 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Zur Kontrolle bildet man  $I_E = I_B + I_C$ . (Für den Stromverstärkungsfaktor  $\alpha_0$  in Basis-schaltung bei Gleichstrom und tiefen Frequenzen gilt  $\alpha_0 = I_{C \text{ konv}} / I_{E \text{ konv}}$ ;  $\alpha_0$  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.



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 Collectorrest-

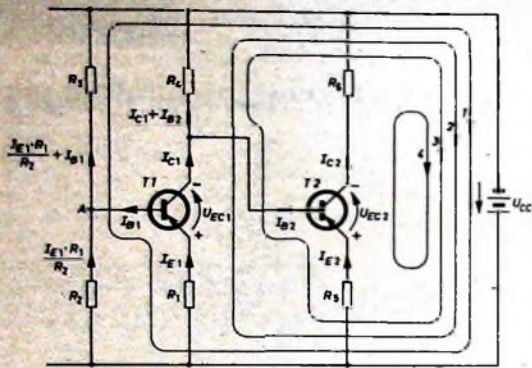


Bild 9. Zweistufiger Gleichstromverstärker (die eingezeichneten Ströme sind konventionelle Gleichströme)

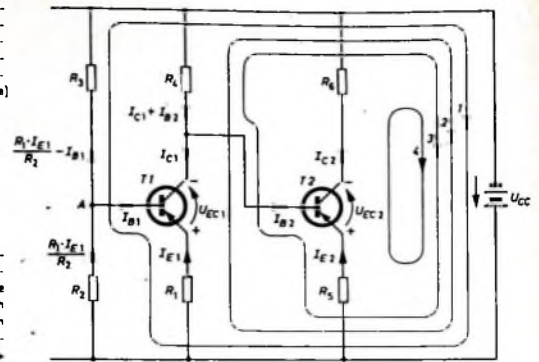


Bild 10. Zweistufiger Gleichstromverstärker (die Ströme sind nach der einheitlichen Festlegung eingezeichnet)

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 Steuergröße 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)

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

$$\beta_0 = 99,$$

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

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

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

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

(Dabei muß man berücksichtigen, daß Basis- und Collectorstrom negative Zahlenwerte haben. Das gleiche gilt für den Collectorstrom, da er positiv gerechnet wird, wenn er in den Collector hineinfließt.) Für die Temperaturabhängigkeit des Collectorstroms gilt, daß er sich bei je  $10^\circ \text{C}$  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  $200 \text{ mV}$  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 konstant zu halten, 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 anwohl 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 an den Emitterwiderständen (meistens  $\geq 1 \text{ V}$ ) ist die Spannung zwischen dem Punkt A der Schaltung und Masse  $\approx I_{B1} \cdot R_1$  und der Strom durch  $R_2$  dann  $I_{B1} \cdot R_1/R_2$ .

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

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

$$\text{Masche 2: } U_{CC} = I_{B1} \cdot R_1 + U_{EC1} + (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 3: } U_{CC} = I_{B2} \cdot R_5 + (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 4: } U_{CC} = I_{B2} \cdot R_5 + U_{EC2} + I_{C2} \cdot R_6.$$

Die Zahlenwerte aller in den Gleichungen auftretenden Ströme und Spannungen sind positiv. An Stelle von  $U_{EC}$  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:

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

$$\text{Masche 2: } U_{CC} = I_{B1} \cdot R_1 + U_{EC1} - (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 3: } U_{CC} = I_{B2} \cdot R_5 - (I_{C1} + I_{B2}) R_4,$$

$$\text{Masche 4: } U_{CC} = I_{B2} \cdot R_5 + U_{EC2} - I_{C2} \cdot R_6.$$

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 Einsetzen 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

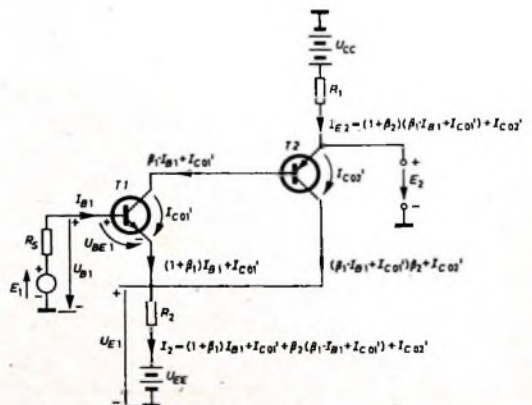


Bild 11. Zweistufiger Gleichspannungsverstärker (die eingezeichneten Ströme sind konventionelle Gleichströme)

Eingangstransistors T1. Damit liegen sofort ein 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  $I_{C0}'$  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

$$E_2 = U_{CC} - I_{E_2} \cdot R_1 \\ = U_{CC} - (1 + \beta_2) (\beta_1 \cdot I_{B_1} + I_{C_{01}'}) R_1$$

und für den Eingang

$$U_{B_1} = U_{RR_1} + U_{E_1} = U_{RR_1} + I_2 \cdot R_2 + U_{EE} \\ E_1 = I_{R_1} \cdot R_S + U_{B_1}$$

Daraus folgt

$$I_{B_1} = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{B_1}) = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{BE_1} - U_{EE} - I_2 \cdot R_2) \\ = \frac{1}{R_S} \left\{ E_1 - U_{BE_1} - U_{EE} - R_2 [(1 + \beta_1) I_{B_1} + I_{C_{01}'} + \beta_2 (\beta_1 \cdot I_{B_1} + I_{C_{01}'})] \right\}$$

Diese Gleichung löst man nach  $I_{B_1}$  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  $I_{E_2}/I_{B_1}$  berechnen, so läßt sich diese sehr einfach aus der Beziehung für den Emitterstrom  $I_{E_2}$  ausrechnen. Eine ausführliche Beschreibung der Eigenschaften dieses hochstabilen Gleichspannungsverstärkers findet man in [3].

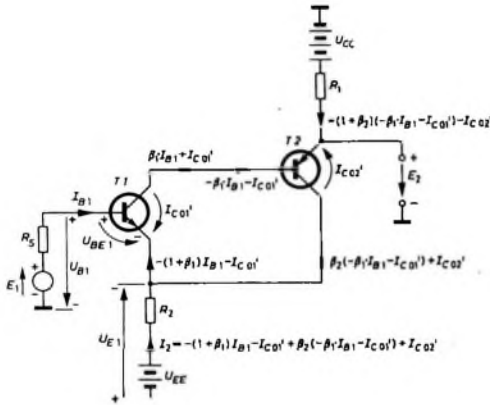


Bild 12. Zweistufiger Gleichspannungsverstärker (die Ströme sind nach der einheitlichen Festlegung eingezeichnet)

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:

$$E_2 = U_{CC} - I_{E_2} \cdot R_1 = U_{CC} + (1 + \beta_2) (-\beta_1 \cdot I_{B_1} - I_{C_{01}'}) R_1 \\ U_{B_1} = U_{BE_1} - U_{E_1} = U_{RR_1} - (I_2 \cdot R_2 - U_{EE}) \\ E_1 = I_{R_1} \cdot R_S + U_{B_1}$$

Daraus folgt

$$I_{B_1} = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{B_1}) = \frac{1}{R_S} (E_1 - U_{BE_1} - U_{EE} + I_2 \cdot R_2) \\ = \frac{1}{R_S} \left\{ E_1 - U_{BE_1} - U_{EE} + [- (1 + \beta_1) I_{B_1} - I_{C_{01}'} + \beta_2 (-\beta_1 \cdot I_{B_1} - I_{C_{01}'})] R_2 \right\}$$

Berücksichtigt man hier wieder, daß  $I_{R_1}$ ,  $I_{C_1}$ ,  $I_{C_{01}'} > 0$  (positiv) und  $I_{B_1}$ ,  $I_{C_{01}'} < 0$  (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 eingezeichneten Richtungen gemeint. Diese Stromrichtungen galten zunächst für die Gleichströme. Sie gelten aber auch für Wechselströme, wie aus Bild 14a leicht zu ersehen ist, nämlich dann, wenn die Wechselspannungsquelle gerade die eingezeichnete Momentanwertpolung hat. Ein anderes Bild ergibt sich, wenn die Wechselspannungsquelle die ent-

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

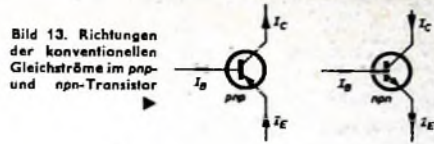


Bild 13. Richtungen der konventionellen Gleichströme im pnp- und npn-Transistor

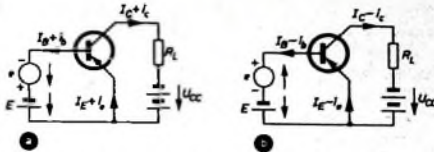


Bild 14. Beim Anlegen einer Wechselspannung in Reihe (a) und entgegen (b) der Gleichspannungsquelle auftretende Ströme

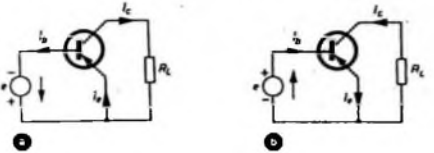


Bild 15. Die beiden möglichen konventionellen Wechselstromrichtungen in einem Transistor

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 15b eingezeichneten Richtungen für den Collector- und Emitterwechselstrom. In Wirklichkeit überlagert sich natürlich die in ihrer Amplitude viel kleinere Wechselspannung der Gleichspannung. In der einen Halbwellen addieren sich beide (Bild 14a), während sie sich in der anderen Halbwellen 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 Grundschaltung 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 Grundschaltung, 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 physi-

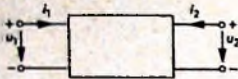


Bild 16. Allgemeiner Vierpol mit einheitlicher Festlegung der Ströme und Spannungen

kalischen Ersatzschaltbilder bestünde dagegen die Möglichkeit, für jede Grundschaltungsart vier verschiedene Ersatzschaltbilder aufzustellen, nämlich für die einheitlich festgelegten Zählpfeile nach Bild 16 (das heißt also für die symmetrische Vorzeichenregel), für die unsymmetrische 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-

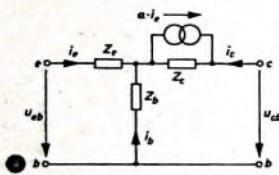


Bild 17. Transistor-T-Ersatzschaltbilder für Basis- (a), Emittter- (b) und Collectorschaltung (c)

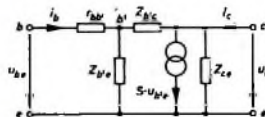
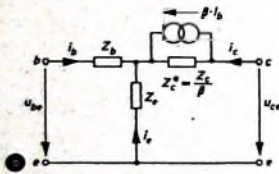


Bild 18. Pi-Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung

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

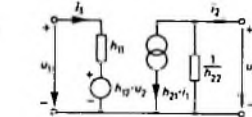


Bild 19.  $h$ -Parameter-Ersatzschaltbild

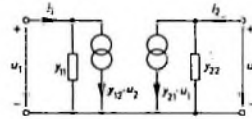


Bild 20.  $y$ -Parameter-Ersatzschaltbild

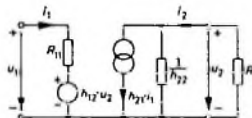


Bild 21.  $h$ -Parameter-Ersatzschaltbild mit Lastwiderstand

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

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

wobei  $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$  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:

- Positive Spannungsverstärkung: Eingangs- und Ausgangsspannung haben die im Bild 16 eingezeichneten Richtungen (Polaritäten), das heißt, sie sind in Phase.
- Negative Spannungsverstärkung: Die Ausgangsspannung ist in Wirklichkeit entgegengesetzt wie im Bild 16 gezeichnet, also gegenüber der Eingangsspannung um  $180^\circ$  phasenverschoben.
- Positive Stromverstärkung: Eingangs- und Ausgangsstrom fließen (konventionelle Richtungen betrachtet) in den im Bild 16 angegebenen Richtungen.
- Negative Stromverstärkung: Der Ausgangsstrom fließt in Wirklichkeit aus dem Transistor heraus.

Wie man an Hand von Gl. (3) und Gl. (4) leicht nachweisen kann, ist in Basisschaltung wegen  $h_{11b}$ ,  $h_{12b}$ ,  $h_{22b} > 0$  und  $h_{21b} < 0$  die Stromverstärkung negativ und die Spannungsverstärkung positiv. In Emitterschaltung sind alle  $h$ -Parameter positiv, und daher ist die Stromverstärkung positiv (s.a. Bild 16b) und die Spannungsverstärkung negativ. In Collectorschaltung ist schließlich wegen  $h_{11c}$ ,  $h_{12c}$ ,  $h_{22c} > 0$  und  $h_{21c} < 0$  die Stromverstärkung negativ und die Spannungsverstärkung positiv. (Fortsetzung folgt)

#### Schrifttum

- Huneck, M.: Zählrichtungen für Spannungen und Ströme. Funk-Techn. Bd. 10 (1984) Nr. 22, S. 808-810, u. Nr. 23, S. 867-868
- Schreiber, H.: Temperaturkompensation bei Silizium-Transistoren. Funk-Techn. Bd. 10 (1984) Nr. 20, S. 731-732, u. Bd. 20 (1965) Nr. 4, S. 136
- Beneteau, P. J.: The design of high-stability d.c. amplifiers. Semiconductor Products (1961) Nr. 2, S. 27-30
- Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Bd. IV. Berlin 1967, Verlag für Radio-Tele-Kinotechnik GmbH





## A 65-11 W

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

## A 28-13 W

Neue Fernsehbiröhre  
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 Stromverstärker 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.

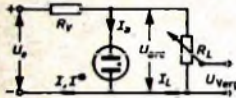


Bild 1. Stabilisierungsschaltung für Glimmstabilisatorröhren ohne Hilfsentladungsstrecke

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 Brennschpannung
- $U_{arc\ min}$  minimale Brennschpannung
- $I_{a\ max}$  maximal zulässiger Brennstrom
- $I_{a\ min}$  minimal zulässiger Brennstrom
- $U_{e\ max}$  maximale Eingangsspannung
- $U_{e\ min}$  minimale Eingangsspannung
- $I^*$  Strom durch  $R_V$  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

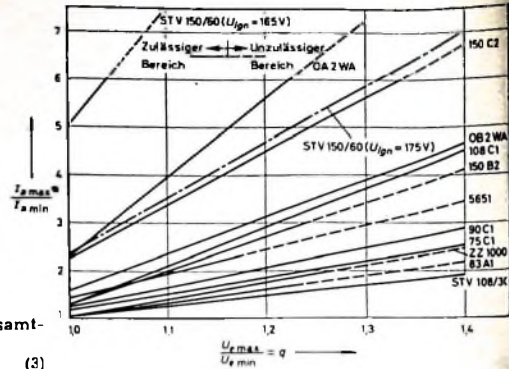
$$R_L = \frac{U_{arc\ min}}{I_{L\ min}} \quad (1)$$

Die maximale Brennschpannung der Stabilisatorröhre bestimmt den maximalen Laststrom durch  $R_L$  zu

$$I_{L\ max} = \frac{U_{arc\ max}}{R_L} \quad (2)$$

Bei maximaler Brennschpannung 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  $R_V$ , der gleich der Differenz aus Eingangsspannung und Brennschpannung sein muß, zu

$$I_{min} \cdot R_V = U_{e\ min} - U_{arc\ max} \quad (4)$$

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

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

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

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

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

Die höchste Eingangsspannung  $U_{e\ max}$  bestimmt den maximalen Gesamtstrom zu

$$I_{max} = \frac{U_{e\ max} - U_{arc\ min}}{R_V} \quad (7)$$

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 Stabilisationsröhre fließt. Deshalb darf der Gesamtstrom  $I_{max}$  nicht größer sein als der laut Datenblatt zugelassene Brennstrom  $I_{a\ max}$ .

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

$$\frac{I_{a\ max}}{I_{a\ min}} = \frac{U_{e\ max}}{U_{e\ min}} \cdot \frac{(U_{ign} - U_{arc\ min})}{U_{ign} - U_{arc\ max}} \quad (8)$$

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 Brennschpannung,

je kleiner die Differenz zwischen Zünd- und maximaler Brennschpannung

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 ersehen, daß im Falle  $R_V = 0$  die Eingangsspannung  $U_{e\ min} = U_{ign}$  wird. Dieser Betriebsfall ist unzulässig, da hierbei  $I_{a\ min}$  nur durch den Innenwiderstand der Speisespannungsquelle be-

grenzt wird und in jedem Falle über den zulässigen  $I_{a\ max}$ -Wert ansteigen würde. Für  $R_V$  muß daher stets der Kleinstwert nach Gl. (6) beachtet werden. Für  $R_V = R_L$  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 Stabilisatorarten 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  $\Delta U_{e\ nenn}$ :

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

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

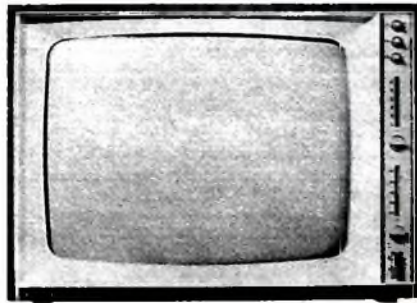
$\frac{U_{e\ max}}{U_{e\ min}}$	$k = \frac{U_{e\ nenn}}{U_{e\ min}}$	$\Delta U_{e\ nenn}$ [%]
1,0	1,0	± 0
1,1	1,05	± 5
1,2	1,1	± 0
1,3	1,15	± 13
1,4	1,2	± 17





**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 Verbindungslinien 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  $U_{IGN}$  gleichbedeutend ist und hiermit gemäß Gl. (5) ein Anstieg von  $U_{e\ min}$  einhergeht, kann man durch Heraufsetzen der Speisepannung den Steilheitsverlauf der  $I_{a\ max} - I_{a\ min}$ -Kennlinie beeinflussen.

Zur Bestimmung des erforderlichen höheren  $U_{e\ min}$ -Wertes löst man Gl. (4) nach  $R_V$  auf und ersetzt in Gl. (7)  $U_{a\ max}$  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) erhaltene  $U_{e\ min}$ -Wert wesentlich größer sein als  $2 \cdot U_{IGN}$ , dann wird zweckmäßigerweise ein anderer Stabilisator typ gewählt. Für den Grenzfall  $q \cdot I_{a\ min} = I_{a\ max}$  wird  $U_{e\ min} = \infty$ .

Die Steilheit der  $I_{a\ max} - I_{a\ min}$ -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 beieinanderliegen.

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 in 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 Speisepannung 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)

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

Da  $I_{max}$  größer als  $I_{a\ max}$  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-Speisepannung 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  $I_{L\ min}$ -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 konstantgehalten werden. Der maximale Schirmgitterstrom ist 2 mA und der Schwankungsbereich der Speisepannung  $q = 1,15$ . 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 Stabilisatorschaltung verwendet werden. Gesucht wird der maximal entnehmbare Laststrom  $I_{L\ max}$  bei einem Schwankungsbereich der Speisepannung von  $q = 1,4$ .

Daten der Röhre:  $U_{IGN} = 200$  V,  $U_{arc\ max} = 160$  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.

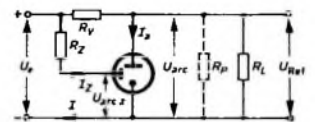


Bild 3. Referenzspannungsschaltung mit Stabilisatorröhre mit Hilfsentladungsstrecke

Um Zündspitzen am Lastwiderstand mit Sicherheit zu verhindern und eine Übernahme 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,  $I_{Z\ min} = 0,1$  mA,  $U_{arc} = 85$  V,  $U_{arc\ max} = 82,9$  V,  $U_{arc\ min} = 81,5$  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

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

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)

$$I_{L\ max} = 1,017 \text{ mA,}$$

aus Gl. (3)

$$I_{min} = 2,017 \text{ mA,}$$

aus Gl. (4)

$$U_{e\ min} = 165 \text{ V,}$$

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

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

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

aus Gl. (7)

$$I_{max} = 2,86 \text{ mA.}$$

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

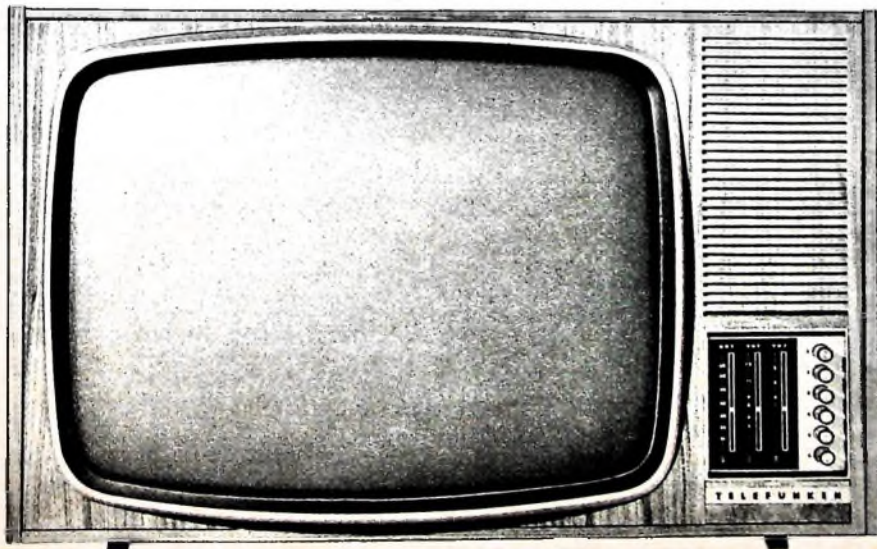


## Verkaufen Sie lieber bildschöne oder service-freundliche Fernsehgeräte?

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.

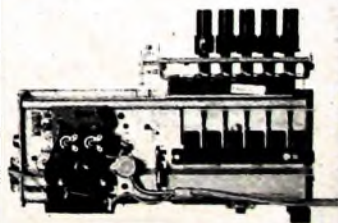
Alles spricht für TELEFUNKEN



# TELEFUNKEN



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



# Amateur-Spitzenuper »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 Dezi-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 R6 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 R6 2. Diese erste Zwischenfrequenz gelangt über ein Bandfilter F 1 zur zweiten Mischstufe R6 3. Durch Mischen mit dem Signal eines linearen Abstimmoszillators R6 5 (LMO-Signal 5,105 MHz) entsteht in

Tab. I. Frequenzschema des SSB-Spitzenuper

Band [MHz]	Quarzoszillator [MHz]	Empfangssignal [MHz]	Filterfrequenz [MHz]	Zwischenfrequenz [MHz]	LMO-Frequenz 5. 5,6 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

R6 3 die zweite ZF von 3,395 MHz. Sie wird über eines der drei anschließenden Quarzfilter einem zweistufigen ZF-Verstärker R6 6, R6 7 zugeführt. Nach Demodulation im AM-Demodulator D 4 (oder im Produktdetektor R6 9 für SSB und CW) steht das reine NF-Signal zur Verfügung. Es wird in R6 10 zweistufig verstärkt und dem Lautsprecher ausgang zugeführt. Wie Bild 2 weiter zeigt, sind die Signale des Quarzoszillators (R6 4), des LMO (R6 5) und des BFO (R6 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. 284) ist ein Teilschaltbild des Empfängers, das vor allem die Funktionen einzelner Schalterebenen verdeutlichen soll.

Im Antenneneingang liegt der Konverter-schalter 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-Mehrfachanschlußbuchse 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 8,695 MHz
  - fest 3,395 MHz
- Frequenzstabilität:**
  - 100 Hz/Stunde ab 20 Minuten nach Einschalten,
  - 100 Hz für Netzschwankungen von ± 10%
- Ablesegenauigkeit:**
  - besser als 200 Hz auf allen Bändern
- Empfindlichkeit:**
  - besser als 1 µV 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 Spiegelfrequenzunterdrückung 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-Ausgangsleistung:** 8 und 500 Ohm
- NF-Ausgangsleistung:** 1 W
- Antenneneingang:** 50 Ohm
- Eichquarz:** 100 kHz
- Röhren:** 6BZ6, 6AU6, 6AB4, 6AU6, 2 x 6BA6, 6AU6, 6HF8, 6AS11
- Netzanschluß:** 220 V (50 Hz), 50 W
- Abmessungen:** 380 mm x 170 mm x 360 mm
- Gewicht:** 7,7 kg

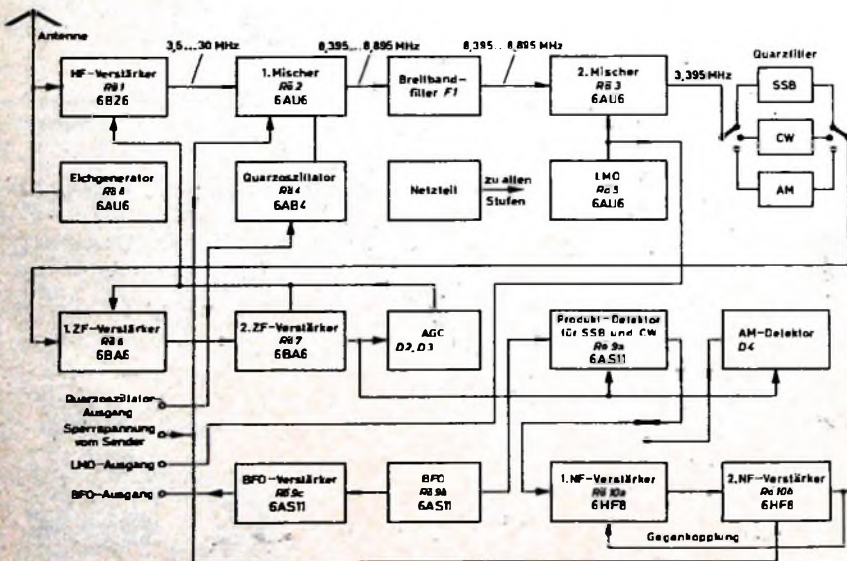


Bild 2. Blockbild des Heathkit-SSB-Amateur-Empfängers „SB-300 E“



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

*Kuba*  
**JMPERIAL**



Vollbild-Fernseher „Toronto“  
65 cm Bildrohr-Diagonale

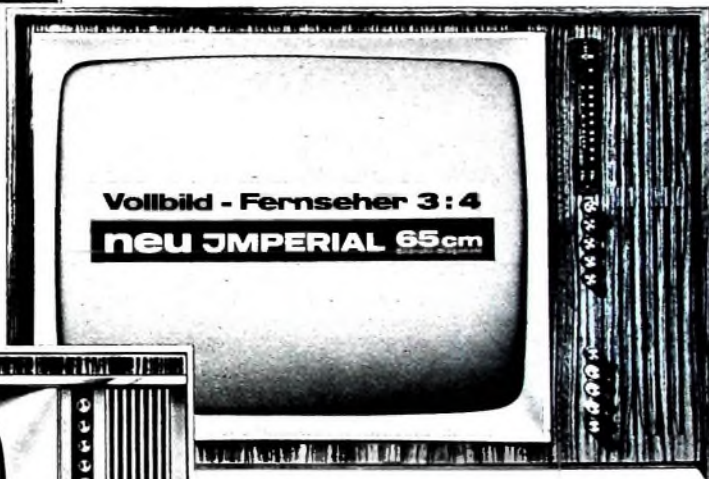
Millionen haben in der Presse darüber  
gelesen – davon gehört.

Millionen wurden durch Fernseh-Regional-  
sendungen über den Vollbild-Fernseher  
informiert.

Millionen Kuba Jmperial-Werbeimpulse  
werden viele Interessenten auf Fach-  
geschäfte lenken, die den Vorzug des Voll-  
bild-Fernsehers demonstrieren.

Nähere Information erhalten Sie über alle  
Kuba Jmperial-Werksvertretungen.

Vollbild-Fernseher „Tokio“  
65 cm Bildrohr-Diagonale



Vollbild-Fernseher „Ottawa“  
65 cm Bildrohr-Diagonale



**mehr Bildinhalt**

**wenn Fernsehen . . . dann**

*Kuba*  
**JMPERIAL**



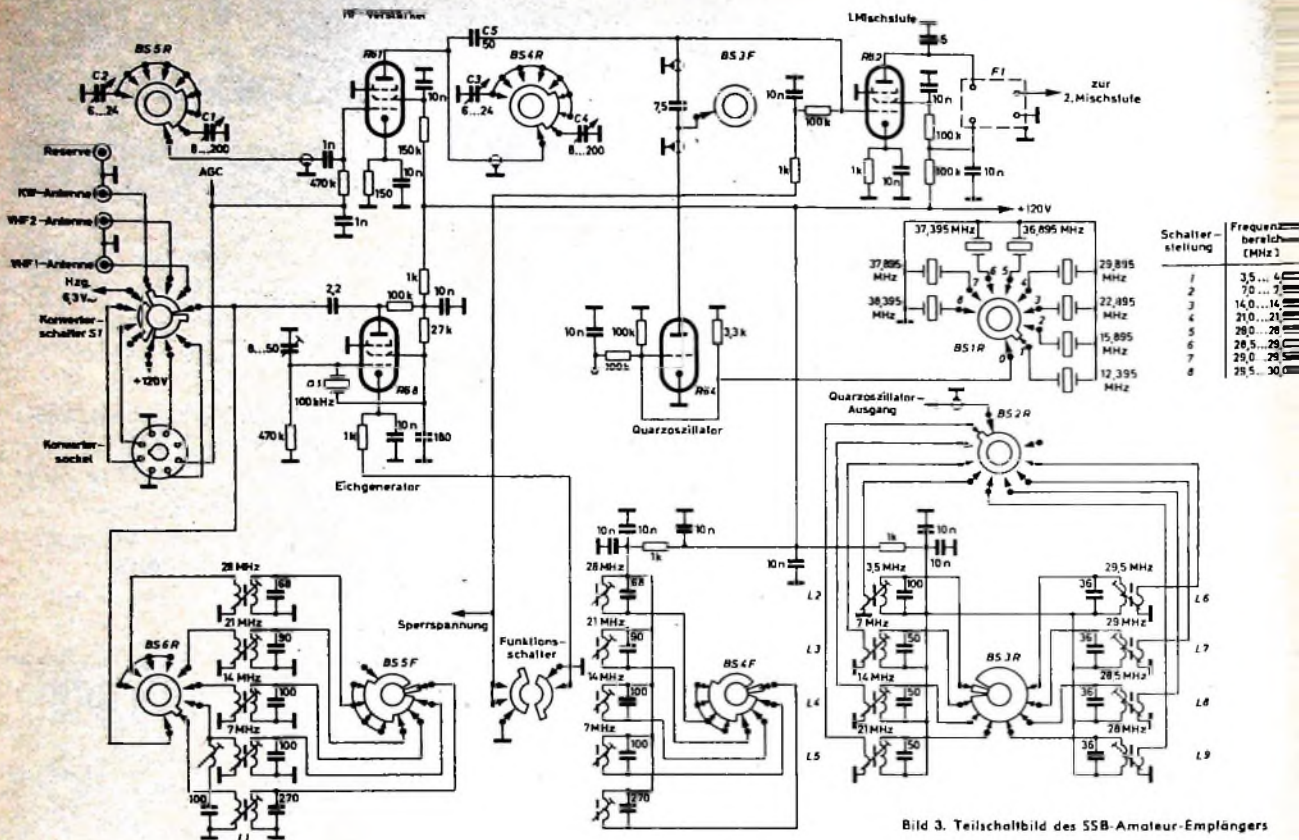


Bild 3. Teilschaltbild des SSB-Amateur-Empfängers

Sekundärseite umgeschaltet. Das Signal gelangt, nachdem es die Spule L<sub>1</sub> passiert hat, zu Schalter BS 5 R und damit zu den Drehkondensatoren C 1 und C 2. In Parallelschaltung sind beide Kondensatoren auf 3,5 MHz zur Vorkreisabstimmung wirksam, auf den höherfrequenten Bändern ist nur C 2 eingeschaltet. C 1 und C 2 bilden einen von der Hauptabstimmung getrennt bedienbaren Teil eines Vierfachdrehkos. 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...30,0 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 R 2, zu dem auch das Signal des hochstabilen Quarzoszillators R 4 geführt ist. Mit dem Schalter BS 1 R werden die verschiedenen Quarze gewählt. Der Anodenkreis von R 4 ist durch die Spulen L 2...L 9 abgestimmt. Jede jeweilige Spule wird mit der Schalterebene BS 3 R durch einen Schleifkontakt am Schalter BS 3 F mit der Anode von R 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 Koppelpule, die zur Schalterebene BS 2 R führt. Das von diesen Sekundärspulen ausgekoppelte Signal führt zu der Quarzoszillatorklinke an der Empfängerrückseite für Transceiverbetrieb des angeschlossenen Senders.  
In der Mischröhre R 2 werden das empfangene Signal (3,895 MHz) und das Oszillatorsignal gemischt. Es entstehen

die Summen- und Differenzfrequenzen 16,29 MHz und 8,5 MHz. Das Bandfilter F 1 läßt nur den Frequenzbereich 8,395 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. Mischers R 3 (s. Bild 2). Im Katodenkreis dieser Röhre wird das Signal des linearen Abstimmoszillators (LMO) eingekoppelt. Der LMO (R 5), seine Schaltung ist in 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 Oszillatorfrequenz von 12,395 MHz überlagertes 3,895-MHz-Signal eine Ausgangsfrequenz von 8,5 MHz ergibt. Um auf die notwendige ZF von 3,395 MHz zu kommen, muß der LMO auf 5,105 MHz abgestimmt sein. Der LMO-Ausgang ist noch kapazitiv mit der LMO-Klinke an der Empfängerrückseite für Transceiverbetrieb des angeschlossenen SSB-Senders verbunden.

Auf der Ausgangsseite des 2. Mischers ist ein Kristallfilterssystem, 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 R 6 und R 7 (s. Bild 2). Die ZF-Filter sind auf maximale Verstärkung abzugleichen.

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-

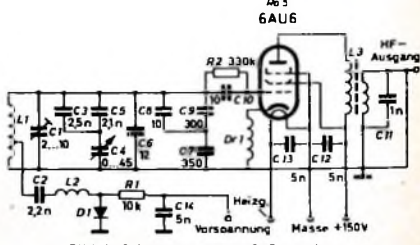


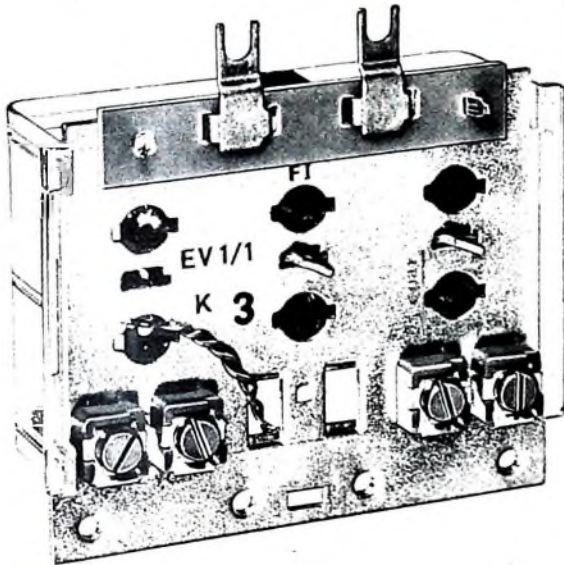
Bild 4. Schaltung des LMO-Bausteins



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 1B3 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.

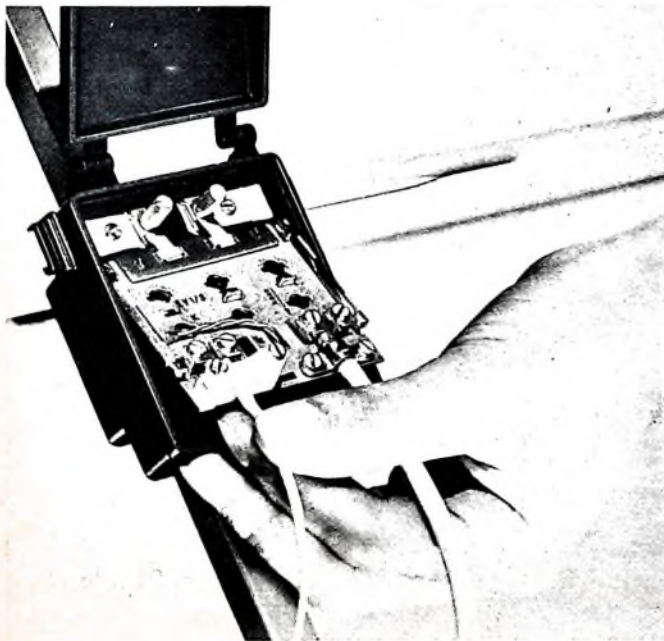
**TREV 1/1 K ... neu**  
Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für einen der Kanäle 2, 3 oder 4 (FI).  
Verstärkung: 17 dB (7x)  
Rauschmaß: 5-7 dB  
max. Eingangsspannung an 240  $\Omega$  : 40 mV<sub>eff</sub>

**TREV 1B3 neu**  
Einstufiger Transistor-Einbauverstärker für den gesamten Bereich F III.  
Verstärkung: 11 dB (3,5x)  
Rauschmaß: 5-7 dB  
max. Eingangsspannung an 240  $\Omega$  : 15 mV<sub>eff</sub>

**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 240  $\Omega$  : 60 mV<sub>eff</sub>

**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 240  $\Omega$  : 80-120 mV<sub>eff</sub>

**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 240  $\Omega$  : 30-40 mV<sub>eff</sub>



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



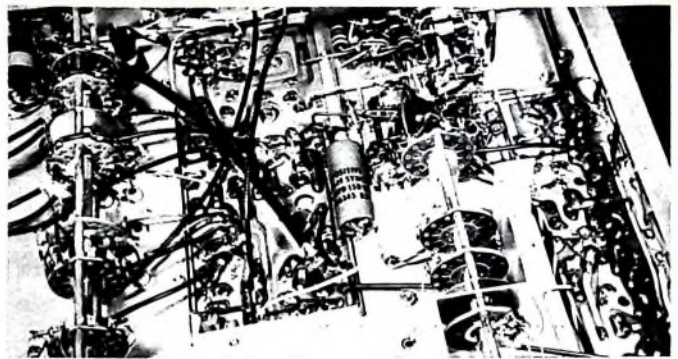
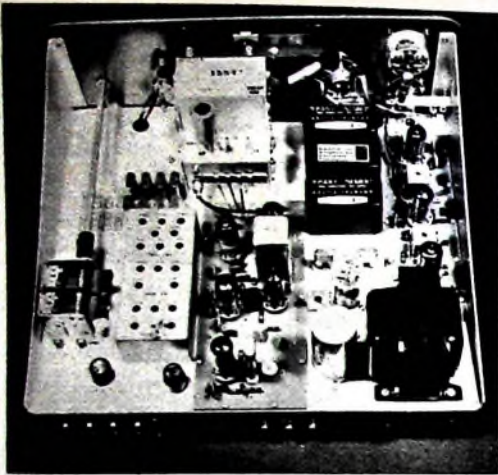


Bild 7 (oben). Blick auf die gedruckten Platinen und die Zusatzverdrahtung unterhalb des Chassis

Bild 6  
◀ Baugruppenanordnung des Chassis

positiv 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 R01, R06 und R07 entsprechend verringert. Auf diese Weise erhält man ein weitgehend konstantes Ausgangssignal. Durch umschaltbare Kondensatoren (besonderer Schalter „AGC“) läßt sich die Zeitkonstante und damit die Regelschwindigkeit variieren.

#### Produkt-detektor, BFO und BFO-Verstärker

Mit der Verbundröhre R09 - sie enthält zwei Trioden und eine Pentode - lassen sich mehrere Stufenfunktionen erfüllen: Produkt-detektor, BFO und BFO-Verstärker. Die LSB-, USB- und CW-Signale gelangen über einen Kondensator zum Gitter einer Triode (R09a). Das 2. System (R09b) 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 D1 (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 L1. Umgekehrt hat die LMO-Spule L1 maximale Induktivität, wenn die Diode D1 mit -50 V negativ vorgespannt und die Schaltung offen ist.

Schließlich gelangt die BFO-Ausgangsspannung zum BFO-Verstärker R09c (Bild 2). Er ist ausgangseitig 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 Produkt-detektor vom NF-Verstärker getrennt. Das ZF-Signal wird von einer Diode gleichgerichtet. Die entstehende NF-Spannung gelangt zum NF-Teil mit den Röhren R010a und R010b.

#### NF-Teil

Wenn SSB empfangen wird, dann entsteht das NF-Signal durch Mischen der ZF- und BFO-Frequenzen im Produkt-detektor. 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 Katode 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 x 170 mm x 360 mm bei einem Gewicht von etwa 7,7 kg. Die Frontplatte ist symmetrisch mit den Bedienungselementen bestückt. In der Mitte fällt besonders der außergewöhnlich große Abstimmknopf mit den darüber angeordneten Skalenfeldern auf. Links und rechts davon sind die weiteren Bedienungselemente angeordnet (Bandwahl, Funktionsschalter, 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 Platinen 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 Einlaufzeit von etwa 20 Minuten gleichfalls 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 Pfeifstellen 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 Pfeifstellen - 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 Bedienungselemente 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  $f_2$  ( $f_1 \gg f_2$ ) einer nur aus strom- und spannungsunabhängigen (linearen) Bauelementen (Widerstände, Spulen, Kondensatoren) bestehenden

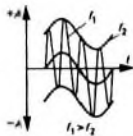


Bild 15. Reine Überlagerung

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-

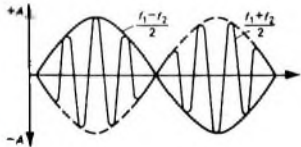


Bild 16. Schwebung  
(Frequenzverhältnis  $f_1/f_2 = 4/3$ ,  
Amplitudenverhältnis  $A_1/A_2 = 1$ )

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).

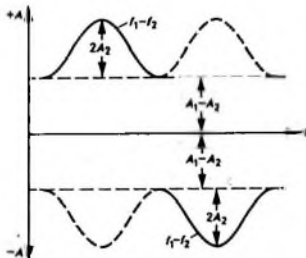


Bild 17  
Überlagerung mit Schwebung  
( $f_1/f_2 = 4/3$ ,  $A_1 = 3 \cdot A_2$ )

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 gut gegenseitigen Abschirmung lassen sich die Systeme weitgehend unabhängig voneinander einsetzen. Der L-Teil ist für Video-Verstärker bestimmt, der F-Teil kann als gestastete 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  $I_a = 10 \text{ mA}$   
 $N_a = \text{max. } 1,5 \text{ W}$   
 $N_{g2} = \text{max. } 0,5 \text{ W}$

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

VALVO GMBH



HAMBURG





**INDUSTRIEMESSE HANNOVER 1966**  
 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 Verbreitung Messeleitung 3850  
**FREIGELÄNDE ANTENNENSTRASSE**  
 normale und kommerzielle Antennen  
**HALLE 11A STAND 211**  
 Werk elektronischer Bauteile und Geräte  
 Industrie-Bauteile

**BERU**



**FUNK-  
 ENTSTÖR-  
 SÄTZE**

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

**Griffbereit  
 für jede Fahrzeugtype**

finden Sie sorgfältig zusammenge-  
 stellt alle Entstörmittel, die Sie für  
 die Entstörung eines bestimmten  
 Fahrzeuges brauchen. Das ist be-  
 quem und enthebt Sie aller Bestell-  
 sorgen. Nützen Sie diesen Vorteil,  
 verlangen Sie die ausführliche San-  
 derschrift 433 ES.

**BERU**

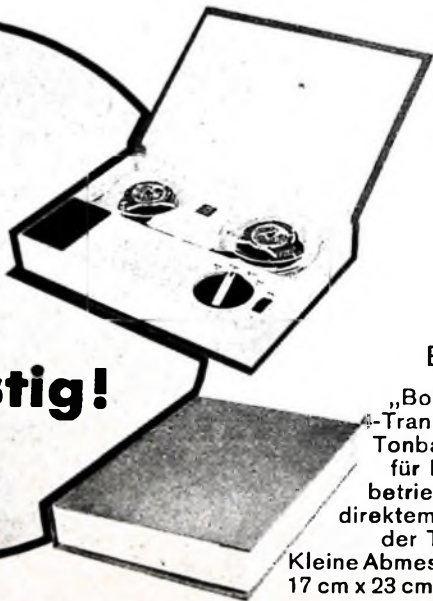
**VERKAUFSGMBH  
 714 · LUDWIGSBURG  
 Postfach 51 · Ruf 07141 — 5243/44**



**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



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 Halbwellle die Frequenz  $f_1 - f_2$  gewinnen (Bild 18). Für die kleine Amplitude der Hüllkurve mit

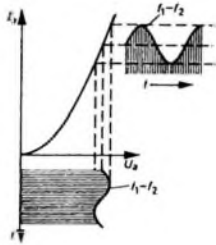


Bild 18 Additive Mischung (Gleichrichtung nach Überlagerung mit Schwebung)

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 ausgieselt 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:

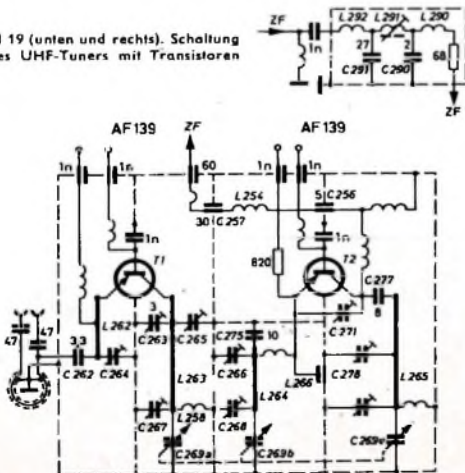
- das Frequenzverhältnis darf nicht größer als 2 sein ( $f_1 < 2 \cdot f_2$ ),
- das Amplitudenverhältnis soll größer als 10 sein ( $A_1 > 10 \cdot A_2$ ), damit keine Verzerrungen entstehen, und
- zur Gleichrichtung wird eine gekrümmte (nichtlineare) Kennlinie benötigt.

### 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 (Pi-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 Eingangswiderstands der Basisschaltung so breitbandig, daß auch an den

# Welche Forderung stellen Sie an eine gasdichte Stahlbatterie ?

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





Bereichenenden noch eine ausreichende Anpassung besteht. Wegen des geringeren Eigenrauschens 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

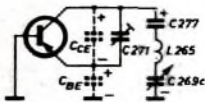


Bild 20.  
Ersatzschaltbild des Oszillators

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 Oszillatoramplitude 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 Oszillatorfrequenz  $f_O$ , 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

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

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

und wenn Nachbarsender vorhanden sind,

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

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

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

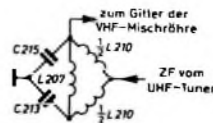
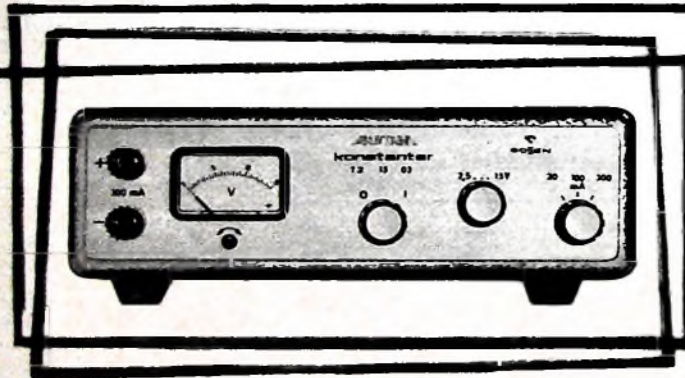


Bild 21. Brückenschaltung zur rückwirkungsfreien Einkopplung der UHF-ZF in den Gitterkreis der VHF-Mischröhre

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.

**GOSSEN**



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

**P. GOSSEN & CO. GMBH. 8520 ERLANGEN**

## NEUE KONSTANTER

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

Typ T2 1503

Ausgangsspannung 2,5 . . . 15 V,  
Ausgangsstrom 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-

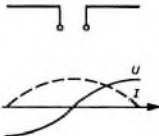


Bild 22 Strom- und Spannungsverlauf beim  $\lambda/2$ -Dipol

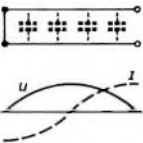


Bild 23. Strom- und Spannungsverlauf bei der kurzgeschlossenen  $\lambda/2$ -Leitung

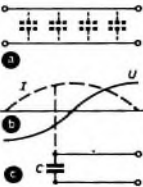


Bild 24. a) offene  $\lambda/2$ -Leitung, b) Strom- und Spannungsverlauf bei der offenen  $\lambda/2$ -Leitung, c) kapazitiv verkürzte  $\lambda/2$ -Leitung, d) Koaxialleitung

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



**K 50-**  
**Dyn. Kopfhörer**  
**an der Spitze eines**  
**USA-Testes.**

**Für Mono und Stereo**  
**kein Kabelwechsel.\*\***

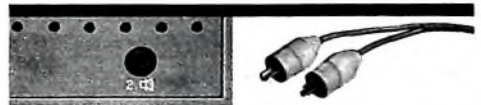
**Verbesserte Zugent-**  
**lastung.\***

**Keine freiliegenden**  
**stromführenden**  
**Teile.**

**AKUSTISCHE- U. KINO-GERÄTE GMBH**  
 8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 5555 46 · TELEX 0523826



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



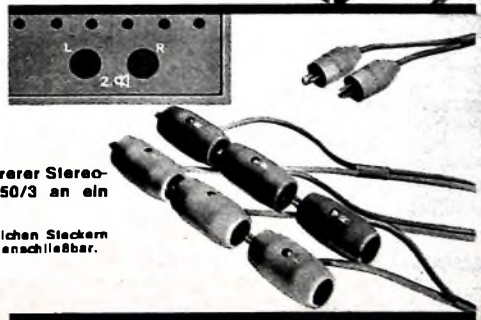
Anschluss eines (oder mehrerer) Stereo-Kopfhörer K 50/3 an ein Mono-Gerät:

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.





# Kaufen Sie etwa Lötgeräte nach Gewicht?

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

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



ERSAs-Sprint vereint die Vorzüge von Lötkeißen und Lötspistolen

- rasche Aufheizzeit - ca. 10 sec.

- federleicht - Sie halten keinen Traktor 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 Lötspitze befindlichen Heizwiderstandes, weil das vorgeschaltete Element bei jeder Temperaturzunahme seinen Widerstand erhöht und somit die Stromaufnahme der Heizwicklung erheblich verringert.

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

**ERSA** 9900 Wertheim/Main

## NEUERSCHEINUNG



von ULRICH L. ROHDE

### AUS DEM INHALT

**Herstellungsformen von Höchstfrequenztransistoren:** Germanium · Silizium

**Hochfrequenzverhalten der Transistoren:** Ersatzschaltbild · Vierpolparameter des Transistors

**Rauscheigenschaften von Transistoren:** Rauschersatzschaltbild · Frequenzabhängiges Rauschen · Rauschanpassung

**Allgemeine Betriebseigenschaften:** Einfluß der Temperatur · Maximale Verstärkung · Regeleigenschaften

**Einfluß von Gegenkopplung auf die Transistorverstärkung:** Frequenzgang · Stabilität gegen Schwingungen

**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  
Koaxialkabh. p. m. DM -57

Nachnahmeversand  
**B E R G M A N N**  
431 Marz  
Mathias-Claudiusstraße 15  
Telefon 34 75

## Auf Draht bleiben Fachbücher

durch Studien  
moderner

immer das Neueste  
„RIM-Literaturlibel mit Nachtrag“  
Katalog „Vielfach-Meßinstrumente“  
gratis

Postkarte genügt  
RADIO-RIM-Abtlg. 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,-

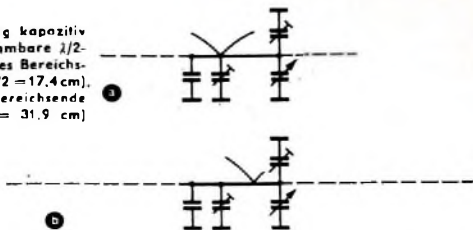
**VHF-Verstärker**  
für Mastmontage netto DM 27,-

**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. Hierbei 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 unwesentlich, 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.

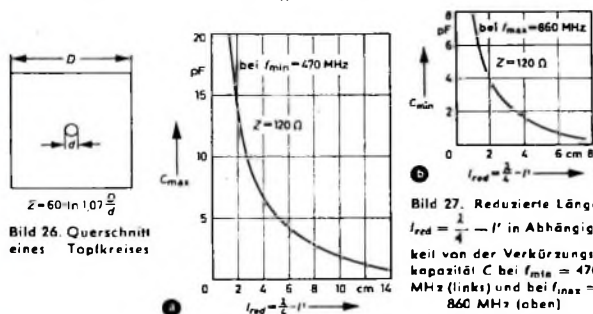


Bild 26. Querschnitt eines Topfkreises

Bild 27. Reduzierte Länge  $l_{red} = \frac{\lambda}{4} - l'$  in Abhängigkeit von der Verkürzungskapazität C bei  $f_{min} = 470$  MHz (links) und bei  $f_{max} = 860$  MHz (oben)

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

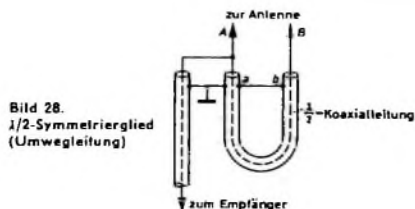


Bild 28.  $\lambda/2$ -Symmetrierglied (Umwegleitung)

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  $180^\circ$  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

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

$$R_A = 4 \cdot R_g$$

Darin ist  $R_A$  der Widerstand der Antenne und  $R_g$  der Wellenwiderstand des Koaxialkabels zum Empfänger beziehungsweise der Empfängereingangswiderstand. Für  $R_A = 240$  Ohm ergibt sich  $R_g = 60$  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 Vorzüge: Geringe Abmessungen und Becherform. Die Becherfüße 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

Kapazitätswert $\mu\text{F}$	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



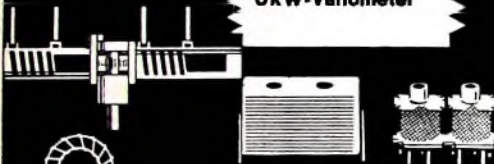
ERNST ROEDERSTEIN

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



# VOGT-BAUTEILE

Gewindkeme  
Schalenkeme  
Topfkeme  
Stabkeme  
Rohrkeme  
Ringkeme  
Sonstige Keme  
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 Fernsehprüffelder,  
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 Loha-, Gehalts- und Wohnungswünschen an die Betriebsleitung der

**IMPERIAL**

Rundfunk und Fernsehwerk GmbH  
3360 Osterode am Harz

## Neue Bücher

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 erheblich 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.

## Neue Kataloge und Druckschriften

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 Zusatzgeräte - zum Messen elektrischer Größen - Gleichspannungs-Speisegeräte, Wechselspannungs-Stabilisatoren, Stelltransformatoren - Mikrowellen-Meßgeräte - Hohlleitungs-Meßgeräte und Bauteile - Geräte - und Zusatzgeräte - 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-Empfangsteile aus der Grundig-Bausteinserie stehen jetzt maßstabgerechte Einbaupläne im Format DIN A 3 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 Bohrmaschinen 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 (581 S., 11 cm X 15,3 cm, Plastikheftband) sind in bewährter Form kurzgefaßte technische Daten sowie Sockelschaltungen und/oder Abmessungen der Bauelemente usw. angegeben, und zwar für Empfänger- und Verstärker-Röhren, Fernseh-Bildröhren, Zellenrafos, Ablenk-Einheiten, Transistoren, Germanium-Dioden, Silizium-Dioden, Spezialverstärker-Röhren, Mikrowellen-Röhren, Kleinsender-Röhren, Sender-Röhren, Vakuum-Kondensatoren, Oszillografen-Röhren, Stabilisatoren, Klein-Thyratrons, Kaltkathoden-Röhren, Photoelektronische Bauelemente, Bauteile.

Der technische Anhang (rund 100 S.) bringt in Spezialbeiträgen viele Berechnungshinweise, Definitionen und Übersichten über folgende Themen: Reaktanz-Filter - Tieftpaß und Hochpaß - Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern - Licht, Farbwahrnehmung und Farbdruck - 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 - Kompensation 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 Fernseh-technik — 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 Zeugnisausschnitten unserer Personalabteilung einzureichen.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

**BLAUPUNKT-WERKE GMBH**  
**32 HILDESHEIM - Postfach**  
 PERSONALABTEILUNG



Wer will nach München?  
**Jüngere Rundfunkfachaufmann**  
 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 erbelen unter  
 F. Q. 8458

**KLEIN-OSZILLOGRAF**  
 „miniszill“ DM 199,80  
 Kompletter Bausatz einschließlich Röhren und Bauanleitung  
 Ähnliche Bauweise auch einzeln erhältlich  
 Schutzgebühr DM 3,- zuzüglich Versandkosten  
 Alleinvertrieb:  
**BLUM-ELEKTRONIK** 8907 Thannhausen, Telefon 494



**Kaufgesuche**  
**Röhren, Spezialröhren, Widerstände,**  
**Kondensatoren, Transistoren, Dioden und**  
**Relais, kl. u. große Posten, gegen Kassa**  
**zu kaufen gesucht Neumüller & Co.**  
**GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/1**  
**Röhren und Transistoren aller Art,**  
**kleine und große Posten gegen Kassa**  
**Röhren-Müller, Keilhelm/Ts., Parkstr. 26**  
**Leber-Meßinstrumente aller Art, Char-**  
**lottenburger Motoren, Berlin W 35**

Siemens-Antennenprüfgerät oder äh-  
 nliches für VHF und UHF gesucht. Ange-  
 bote erbelen unter P. O. 8456  
**HANS HERMANN FROMM** bittet um An-  
 gebot 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-Fern-  
 kurse 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**  
 Komp. HI-FI-Stereosanlage, 2 Philips-  
 AG 9006 Verstärker, 2 Tieftonlaut-  
 sprecherboxen m. Weichen, 2 Hochton-  
 lautspr., UKW-Radio, Plattenspieler  
 Zweig, Berlin 28, Alemannenstraße 106,  
 Tel.: 40 65 61

**Norma**  
**ANBAU-**  
**SCHRÄNKE**  
**UND**  
**REGALE**  
 IN 170  
 VERSCHIEDENEN  
 MODELLEN

**JOHANN MÜLLER**  
 Norma Ladenbau  
 Bad Honnef-Rhein  
 Bitte Prospekt Nr. 91 anfordern

**KARLGUTH**  
 1 BERLIN 36  
 Reichenberger Straße 23

**Schachtelbare Spulenkörper**  
 Din 41304  
 M- u. EJ-Serie

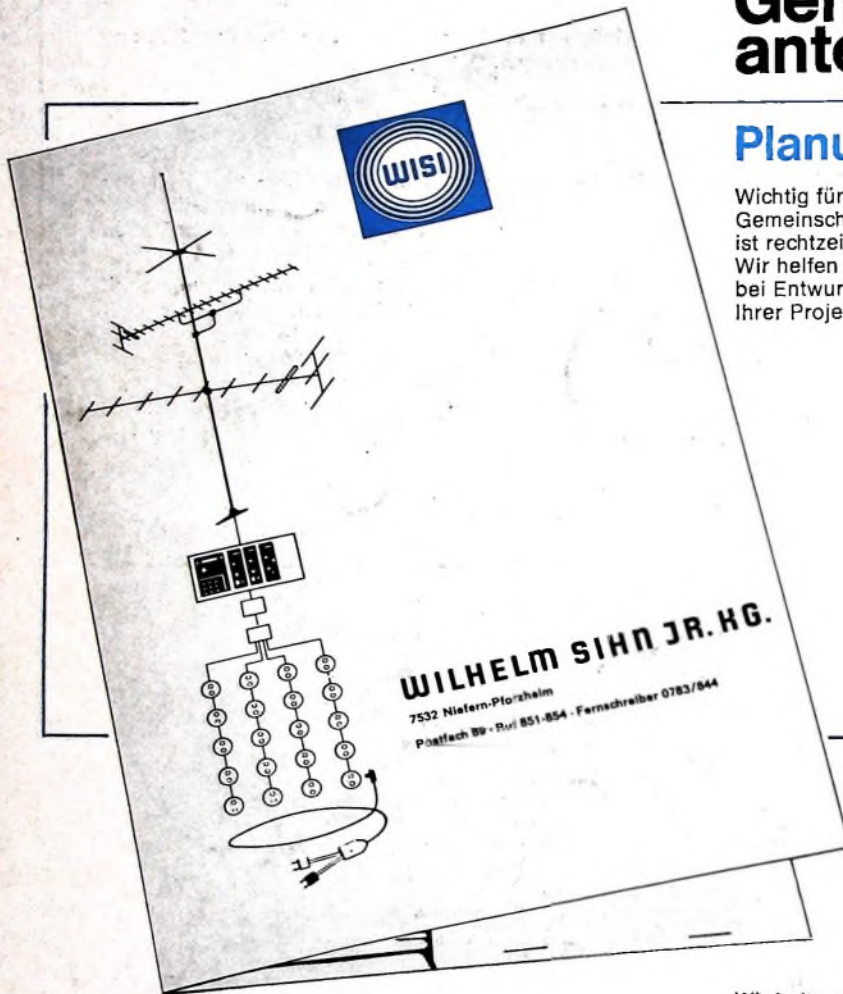




## Gemeinschaftsantennen

### Planungsunterlagen

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



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:

Wehnort:

Straße:

## WILHELM SIHN JR. KG.

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