

80329

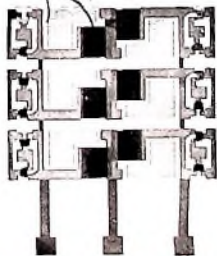
10020

Stadt
B. Thälmann-Str. 56

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



13 | 1965

1. JULIHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

NEU NORDMENDE Titanette



volltransistorisiert

Das ideale Tonbandgerät in Halbspurtechnik – fortschrittlich, modern, elegant in der Form, einfach in der Bedienung.

Und das ist das Besondere an Titanette:

- Volltransistorisiertes Netzgerät, also sofort betriebsbereit! Keine Anheizzeit, geringe Störanfälligkeit, lange Lebensdauer aller Bauelemente.
- 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit und Halbspurtechnik nach internationaler Norm. Das bedeutet hohe Aufnahme- und Wiedergabequalität.
- Vorbildlicher Bedienungskomfort durch Drucktastensteuerung; Bandzählwerk; Aufnahme-Mithörkontrolle über Lautsprecher oder Kopfhörer; mittellohmer Mikrofonanschluß; Aussteuerungskontrolle mit Zeigerinstrument; bei Schnellstop volle Betriebsbereitschaft für Aufnahme und Wiedergabe; Spulen bis 15 cm; zweistufig regelbarer NF-Verstärker.

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessen-Vertretungen, wie z. B. Gema, Schallplattenhersteller, Verleger usw. gestattet.

NORDMENDE

AUS DEM INHALT

1. JULIHEFT 1965

gelesen · gehört · gesehen	500
FT meldet	502
Wie wird sich das Fernsehen weiterentwickeln?	505
Berichte von der Hannover-Messe 1965	
Neuerungen auf dem Halbleitergebiet	507
Fachtagung auf der Hannover-Messe: Voraussetzungen der industriellen Elektronik	512
Elektronik-Ingenieur	
Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planartransistoren für magnetische Tonabnehmer	513
Neuartige Konzeption einer Hi-Fi-Stereo-Anlage der Spitzenklasse	517
Störspannungssicherheit durch Schutzschirmtechnik	519
Scheibenröhre RH 7 C-c als Senderöhre in der Marssonde „Mariner IV“	520
Steuern wir richtig aus?	521
Für die Modell-Fernsteuerung	
Transistorsender-Baustein für 27,12 MHz zum Aufbau von Fernsteuergeräten und Funksprechgeräten	523
Für Werkstatt und Labor	524
Persönliches	525
Für den KW-Amateur	
Konverter-Baustein für das 80-m-Amateurband	526
Vom Sender zum Bildschirm	
Moderne Fernsehempfangstechnik	528

Unser Titelbild: Dünnschichtkreise von SEL mit eingelöteten Transistor-Chips. Das kleine Bild zeigt den gleichen Dünnschichtschaltkreis im Größenvergleich mit einer Fliege. Aufnahme: SEL

Aufnahmen: Verlässer, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlässer. Seiten 498, 503, 504, 527, 530-532 ohne redaktionellen Teil

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

AF 139

Germanium - PNP - Mesa-Transistor

Hohe Leistungsverstärkung Niedrige Rauschzahl im VHF- und UHF-Bereich

Leistungsverstärkung bei $f = 800 \text{ MHz}$:

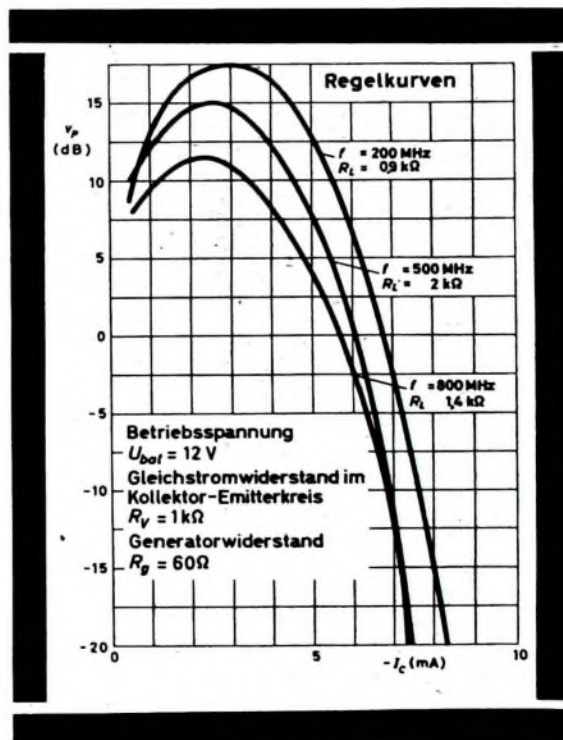
$v_p = 10 (\geq 8,2) \text{ dB}$

Rauschzahl bei $f = 800 \text{ MHz}$; $R_g = 60 \Omega$:

$F = 7,5 (\leq 9) \text{ dB}$

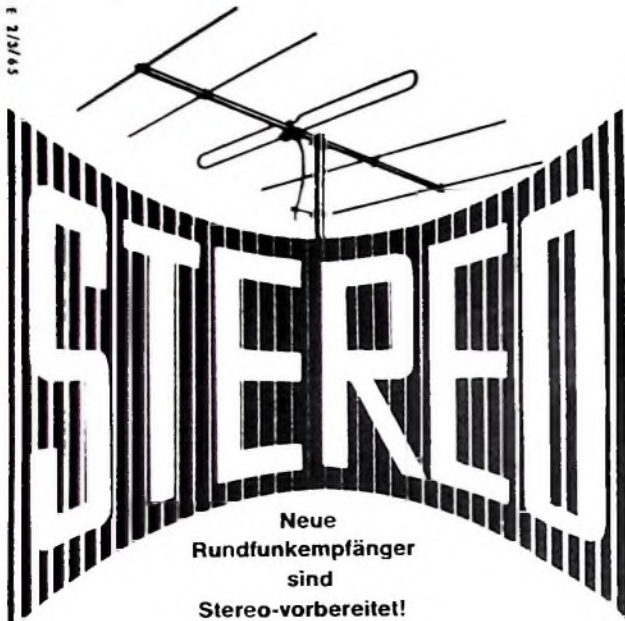
Frequenz für $|\beta| = 1$:

$f_1 = 500 (\geq 250) \text{ MHz}$



VALVO GMBH HAMBURG

H 0886/652



Neue
Rundfunkempfänger
sind
Stereo-vorbereitet!

Wer heute kauft, will seine Antenne bereits auf Stereo einrichten, um nicht schon bald umrüsten zu müssen. Die Antenne ist für Stereophonie von ausschlaggebender Bedeutung. Guter Stereoe Empfang erfordert beste Antennenleistung. Nutzen Sie den fuba-Fortschritt auf diesem Gebiet.

Fordern Sie unseren Sonderprospekt E 5/4/64 an.

Über ANTENNEN

VOGT-BAUTEILE

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



VOGT & CO. KG

FABRIK FÜR METALLPULVER - WERKSTOFFE
ERLAU ÜBER PASSAU



gelesen · gehört · gesehen



Standard für PAL-Farbfernseh-system festgelegt

Anfang Juni beschäftigten sich in Hannover Farbfernsehexperten aus sechs Ländern der Europäischen Rundfunk-Union (ERU) damit, eine endgültige Ausstrahlungsnorm für das von der Bundesrepublik zur Einführung des europäischen Farbfernsehens vorgeschlagene PAL-System festzulegen.

Nachdem sich auf der CCIR-Konferenz in Wien die Mehrheit der mitteleuropäischen Länder für das PAL-System ausgesprochen hatte, war es notwendig geworden, nun nach einigen Jahren des Experimentierens eine endgültige Ausstrahlungsnorm zu bestimmen. Unter Berücksichtigung der Sonderwünsche der beteiligten Nationen ist dies jetzt gesichert.

IFAC/IFIP-Symposium „Mikrominiaturisierung“

Die VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik führt in Zusammenarbeit mit der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE vom 21. bis 23. Oktober 1965 unter der Schirmherrschaft der International Federation of Automatic Control (IFAC) und der International Federation for Information Processing (IFIP) in München ein Symposium „Microminiaturization in Automatic Control Equipment and in Digital Computers“ durch. Neben einigen Hauptvorträgen werden Referate und Diskussionen über mehr als 50 eingereichte Arbeiten gehalten. Alle Teilnehmer erhalten einige Wochen vor dem Symposium Vorabdrucke der Arbeiten.

Nähere Auskünfte und Anmeldungen zur Teilnahme: VDI, Abt. Organisation, 4 Düsseldorf 10, Postfach 10 250. Bei Anmeldung bis 31. August 1965 beträgt die Teilnehmergebühr 160 DM, bei späterer Anmeldung 200 DM.

Funkamateure-Fernsehen Deutschland-Schweiz

Die Arbeiten des Konstanzer Amateure-Fernseheteams (DL 3 VK, DL 9 LY, DJ 8 PO) erreichten am Pfingstmontag (7. Juni 1965) ihren vorläufigen Höhepunkt in der Fernseh-Erstverbindung zwischen Litzelstetten bei Konstanz und St. Gallen. Diese Verbindung wurde mit guter Bildqualität über drei Stunden lang ohne Störungen aufrechterhalten.

Auf der deutschen Seite arbeiteten DL 3 VK und DL 9 LY; sie übertrugen das Bild im

70-cm-Band, den Ton im 2-m-Bereich. In der Schweiz nahmen HB 9 MX und HB 8 XM in Gemeinschaftsarbeit die Sendungen auf.

„Drahtloser“ Kopfhörer

Telefunken liefert als Zubehör für seine Fernseh- und Rundfunkgeräte den „drahtlosen“ Kopfhörer „DT 96 V“, über den nach dem Prinzip der Induktionsschleifentechnik eine Rundfunksendung oder der Fernsehton ohne Anschlußleitung zum Empfänger mitgehört



werden kann. Nur wenige Meter Draht brauchen als Schleife zum Beispiel unter dem Teppich ausgelegt und mit dem Anschluß für den Zusatzlautsprecher verbunden zu werden.

Lehrgang in Transistor-Technik

Ende Mai 1965 fand in der Technischen Akademie Eßlingen/N. ein Lehrgang in Transistor-Technik statt, an dem eine große Anzahl Entwicklungssingenieur teilnahm. In einer Reihe von Vorträgen berichteten Physiker, Chemiker und Ingenieure der Firmen SEL und Intermetall über den neuesten Stand der Halbleitertechnik. Die einzelnen Vorträge gaben Hinweise für die Dimensionierung besonders interessanter elektronischer Schaltungen. In Anbetracht des starken Interesses, das dieser Veranstaltung entgegengebracht wurde, und wegen der hohen Besucherzahl ist mit einer Wiederholung des Kurses noch in diesem Herbst zu rechnen.

SGS-Fairchild errichtet zweites Werk in England

Die SGS-Fairchild Ltd., Ruislip in England, errichtet ein zweites Werk in Großbritannien. Es ist vorgesehen, ein Fabrikgebäude mit einer Fläche von etwa 9000 m² zu erstellen. Das Bauvorhaben wird in zwei gleichen Abschnitten durchgeführt. Mitte 1966 soll der erste Bauabschnitt mit 4500 m² Fabrikationsfläche zur Verfügung stehen. Die neue Fabrik wird sich auf die Herstellung von Silizium-Planar-Festkörper-Schaltkreisen und Halb-

leiterbauelementen für den Konsumgüterbereich beschränken. Im jetzigen Werk in Ruislip soll die Herstellung von Transistoren, Dioden und Spezial-Bauelementen für den kommerziellen Bereich vergrößert werden. Die britischen Fabriken werden die Produktion eines neuen Werkes, das in Märsta in Schweden gebaut wird und sich auf die Herstellung von Kleingeometrie-Transistoren beschränkt, ergänzen.

„Trident“ für automatische Landung zugelassen

Die amtliche Zulassung für den routinemäßigen Gebrauch der in der dreistrahligem „Trident“ eingebauten elektronischen Landeautomatik wurde im Juni von der zuständigen britischen Behörde erteilt. British European Airways ist damit die erste Fluggesellschaft der Welt, deren Maschinen während der Landung vollautomatisch bis zum Aufsetzpunkt auf der Landebahn gesteuert werden. Die Zulassung wurde nach umfangreichen Erprobungen erteilt, in deren Verlauf über 600 automatische Landungen durchgeführt wurden. Zunächst wird die Landeautomatik bei der BEA allerdings nur bei gutem Wetter angewandt. Es wird

noch mindestens drei Jahre dauern, bis vollautomatische Landungen im Linienbetrieb unabhängig von den Sichtverhältnissen durchgeführt werden.

Die höchsten Fernsehantennen Europas

Einer von zwei neuen britischen Antennenmasten, die mit 386 m Höhe die höchsten Europas sind, wurde jetzt zum erstenmal der Öffentlichkeit vorgeführt. Er soll im Herbst in Emly Moor in Nordengland den Betrieb aufnehmen; um die gleiche Zeit wird sein Zwillingbruder in Ostengland in Dienst gestellt werden.

Die Antennenmasten sollen den Empfang bestehender Fernseh- und Funkprogramme verbessern. Sie haben je fünf Antennen, die zusammen neun Programme übertragen können. Im Gegensatz zu herkömmlichen Stahlgitter- oder Betonmasten bestehen die neuen Masten aus gekrümmten Segmenten aus hochfestem Stahl, die bis zu einer Höhe von etwa 275 m einen Zylinder mit einem Durchmesser von annähernd 3 m bilden. Darüber erhebt sich eine Stahlgitterkonstruktion. Der Mast kann Windgeschwindigkeiten bis zu rund 200 km/h standhalten.

Elektronisch gesteuerte Briefverteilanlage

Pforzheim erhielt als erste deutsche Stadt eine vollautomatische, elektronisch gesteuerte Briefverteilanlage. Die von Siemens entwickelte und gelieferte Anlage besteht aus 14 Codierplätzen, einer Vorverteilereinrichtung mit 10 Rinnen und aus drei korussellartig aufgebauten Verteilmaschinen mit jeweils 100 Ausgängen (Richtungsbehältern). Ein elektronischer Zuordner steuert den Weg der Briefe durch die gesamte Anlage.

Der Weg der Briefe beginnt bei den Codierplätzen. Dort tippt der Bediener bei Abgangverteilung die Postleitzahl und bei Eingangsverteilung vier Buchstaben des Straßennamens. Die an diesen Codierplätzen eingetasteten Kombinationen erscheinen auf den Briefen in Form eines maschinell lesbaren Code-Aldrucks. Gleichzeitig steuert der Zuordner die Ausschleusung des Briefes in eine der Vorverteilerrinnen. Beim Einlaufen des Briefes in eine von 96 Taschen der Verteilmaschinen werden die Code-Aldrucke abgetastet. Mit den langsam rotierenden Taschen sind unipolare Dauermagnete verbunden, die eine verschlüsselte Kennung des vom Zuordner ermittelten Richtungsbehälters der Verteilmachine mit auf den Rundlauf nehmen. Gegenläufig dreht sich ein Kranz von fest zugeordneten Kontaktkombinationen. Sobald während des Umlaufs eine dieser Kontaktkombinationen mit einer Magnetkombination übereinstimmt, wird die Tasche geöffnet, und der Brief fällt in den vorgesehenen Behälter.

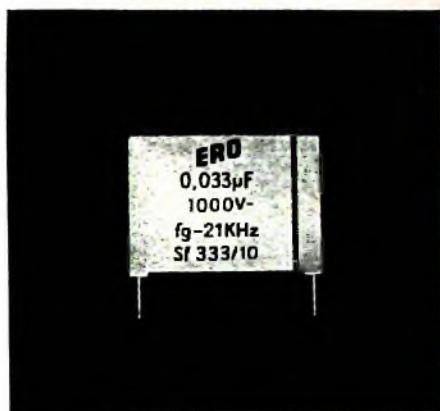


Links: Verteilmaschinen; rechts: Briefumschlag mit Code-Aldruck unterhalb des Poststempels



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 Becherfüßchen garantieren exakten Stand. Der Kondensator Typ Sf entspricht der Feuchtigkeitsklasse F, DIN 40040. Ebenfalls zu empfehlen ist dieser Typ als Kondensator für Wechselspannung von 500 bzw. 600 Volt.

Das Programm

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



ERNST ROEDERSTEIN

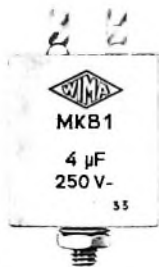
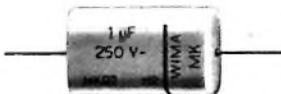
SPZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G · M · B · H
8300 LANDSHUT / BAYERN
Ludmillastraße 23 - 25 · Postfach 588 / 589 · Telefon 30 85

WIMA- MKS



Moderne Bau- elemente für die Elektronik

WIMA- MKB



Metallisierte Kunstfolien-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.

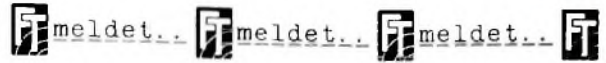
WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2345

Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

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



Ton- und Fernseh-Rundfunkgenehmigungen am 1 Juni 1965
Die Zahl der Ton-Rundfunkgenehmigungen im Bundesgebiet erhöhte sich im Mai 1965 um 20 404 auf 17,683 Millionen am 1 Juni 1965

Die Zahl der Fernseh-Rundfunkgenehmigungen nahm im gleichen Zeitraum um 65 506 auf 10 699 523 zu.

Urheberrecht und Tonhandstreit

Das bereits vom Bundestag angenommene Urheberrechtsgesetz (s. Heft 12/1965, S. 462) wurde vom Bundesrat nicht gebilligt. Insbesondere sollen noch die Paragraphen über die Vergütung für private Tonbandaufnahmen urheberrechtlich geschützter Werke geändert werden.

Verlängerung der Gültigkeit von Seefunkzeugnissen

Inhaber von Seefunkzeugnissen wenden sich oft an das Funkamt in Hamburg, um die Gültigkeit ihrer Seefunkzeugnisse verlängern zu lassen. Das Funkamt ist hierfür jedoch nicht zuständig. Gültigkeitsverlängerungen nehmen ausschließlich folgende Stellen vor:

- bei Seefunkzeugnissen 1 und 2 Klasse die Oberpostdirektionen Bremen, Hamburg oder Kiel;
- bei Seefunksonderzeugnissen und Seefunksprechzeugnissen wie unter a) und ferner die Seefunk-Prüf- und Abnahmebeamten in Emden, Bremerhaven und Cuxhaven.

Diplom für das DL-QTC

Die Clubzeitschrift des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC) trägt den Titel „Das DL-QTC“. Damit folgt sie dem internationalen Brauch, nach dem Amateurfunk-Zeitschriften sich auf der ganzen Welt durch Buchstabengruppen des Funk-Codes ausweisen. Die freie Übersetzung der fünf Buchstaben „DL-QTC“ lautet: Mitteilungen für Deutschland (DL = Landeskennung für Deutschland; QTC = „Ich habe Nachrichten für Sie“).

Diese deutsche Amateur-Zeitschrift wurde von Radio-Barcelona aufgefördert, sich an der VII Weltmesse der Radiopresse zu beteiligen und erhielt dafür dieser Tage ein Diplom. Für ein Fachblatt, das fast ausschließlich von Nicht-Journalisten geschrieben wird, ist das eine seltene und bemerkenswerte Ehrung.

Erweiterung der AEG- und Telefunken-Vorstände

Der Aufsichtsrat der AEG ernannte Herrn Dr. Hans C. Borden zu seinem Ehrenvorsitzenden. Ferner beschlossen die Aufsichtsräte, Herrn Dr. rer. nat. Carl Zickermann, stellvertretendes Vorstandsmitglied der Telefunken AG, zusätzlich zum stellvertretenden Vorstandsmitglied der AEG und die Herren Carl W. Röder, ordentliches Vorstandsmitglied, und Josef Fuchs, stellvertretendes Vorstandsmitglied der AEG, zusätzlich zum ordentlichen beziehungs-

weise stellvertretenden Vorstandsmitglied der Telefunken AG zu bestellen.

1 Million Kuha-Imperial-Fernsehgeräte

Das millionste Fernsehgerät lief im Juni 1965 im Imperial-Rundfunk- und Fernsehwerk GmbH, Osterode, vom Band. Von 1958, dem Jahr des Zusammenschlusses des Imperial- und Kuba-Werkes zu einem Firmenverband, bis heute konnte dieses Ergebnis erreicht werden.

Amerikanische Rundfunkhändler zu Gast bei Telefunken

Zu einem achtstägigen Besuch als Gäste der Telefunken AG waren vom 24. Mai bis 31. Mai 111 Amerikaner in Deutschland: Rundfunkhändler aus allen Teilen der Vereinigten Staaten.

Die amerikanischen Händler sind die Gewinner in einem Wettbewerb für den Verkauf von Telefunken-Erzeugnissen in den USA. Das Unternehmen veranstaltete diesen Wettbewerb als einen Teil seiner Bemühungen zur Pflege und Förderung seines Exports, der beispielsweise auf dem Gerätesektor von Hannover aus in über 140 Länder geht.

SEL-Bildröhren erhielten VDE-Zeichen

Die ummantelten SEL-Bildröhren (A 47-17 W, A 59-12 W und A 65-11 W), die in Fernsehgeräten ohne Schutzscheiben verwendet werden, weisen auf ihren Typenschildern jetzt das VDE-Zeichen auf. Sie erfüllen damit die Bestimmungen für explosions-sichere Bildröhren nach VDE 0868/2. 63.

AEG erwirbt Beteiligung an Kabelwerk Duisburg

Die AEG hat einer Aktionärsgruppe der Kabelwerk Duisburg AG angeboten, eine Beteiligung in Höhe von mindestens 60 % des Grundkapitals der Gesellschaft zu erwerben. Bis jetzt haben bereits Aktionäre mit einem Aktienbesitz von mehr als 75 %, dem Umtauschangebot zugestimmt. Durch die Beteiligung am Kabelwerk Duisburg würde die AEG wieder eine breitere Produktionsbasis für Kabel, Drähte und Leitungen erlangen.

Tagung „Ausbildung auf dem Gebiet der Elektronik“

Auch in diesem Jahr findet wieder eine Tagung „Ausbildung auf dem Gebiet der Elektronik“ in Tettnang statt. Zur Vermeidung von Kollisionen mit anderen Tagungen mußte die 2. Woche im November 1965 gewählt werden.

Braun liefert Shure-Tonarme fertig montiert

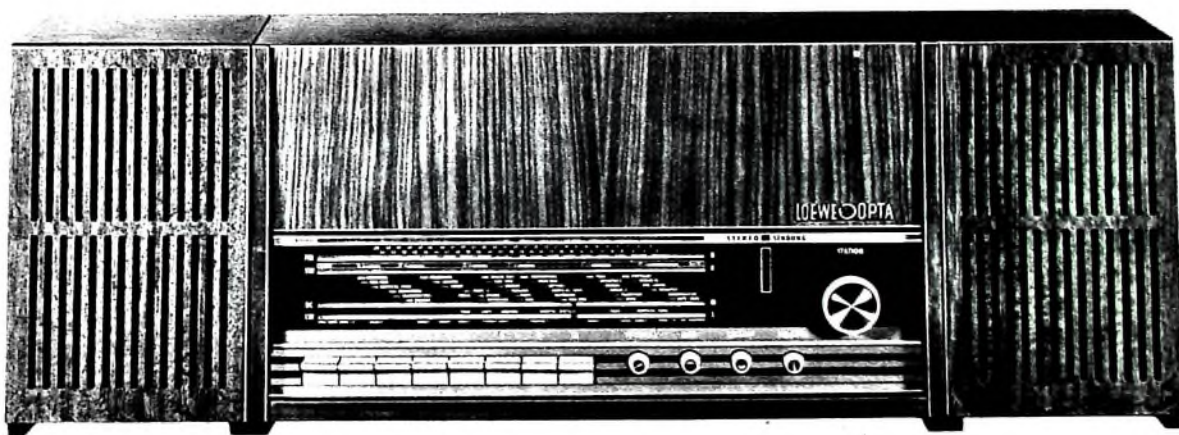
Von der Braun AG, die auch den Vertrieb des Artikelprogramms der Shure Brothers Inc. übernommen hat, werden die Shure-Tonarme jetzt fertig montiert geliefert. Damit wird die zur Montage des Tonarms auf der Plattenspielerplatte erforderliche Arbeitszeit erheblich reduziert. Zum Schutz gegen Transport Schäden sind die Tonarme in Kunstschäum verpackt.

Nach wie vor Favorit auf dem Rundfunk- empfänger-Markt: LUNA-STEREO, der Stereosuper mit abnehmbarem Lautsprecher



LOEWE  OPTA

Bereits in der Saison 1964/65 hat LUNA-STEREO viele begeisterte
Freunde gefunden. Hier stellt LOEWE OPTA den Nachfolger vor:
Noch eleganter, noch gefälliger, in drei verschiedenen Ausführungen,
aber nach wie vor mit abnehmbarem Lautsprecher, so wird dieser Emp-
fängertyp auch in der Saison 1965/66 lebhaftes Interesse auslösen.



LOEWE OPTA

Berlin/West · Kronach/Bayern · Düsseldorf

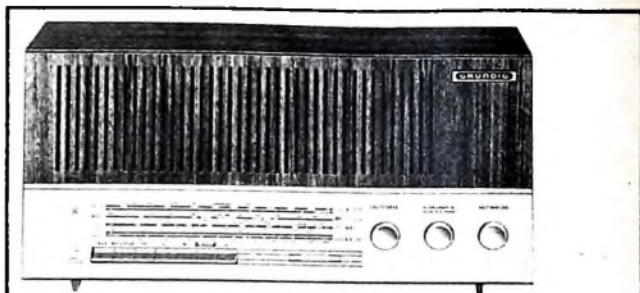
**Gut gestaltet
ist
halb verkauft**

Freilich: die „inneren Werte“ sollten entscheiden. Die hohe Leistung. Der gute Klang. Die Zuverlässigkeit. Trotzdem: die schöne Form eines Rundfunkgerätes wird oft zum „Zünglein an der Waage“ und führt zum Kauf.

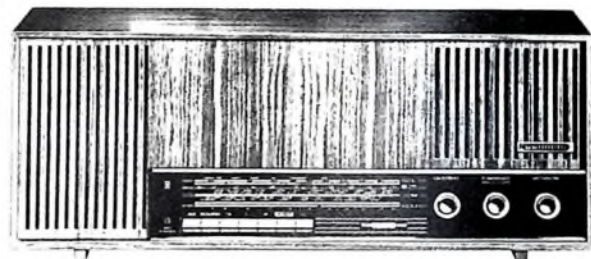
Man sagt zwar: „GRUNDIG Rundfunkgeräte sind in erster Linie auf Qualität und Zuverlässigkeit gebaut!“ Das schließt aber Formschönheit nicht aus. Beweis: das GRUNDIG Rundfunkgeräte-Programm besteht aus Bestsellern!

Moderne, anspruchsvolle Formgebung, erlesene Edelholzurniere und selbstverständlich hervorragende Technik — das ist es, was Ihre Kunden wünschen. Disponieren Sie deshalb GRUNDIG!

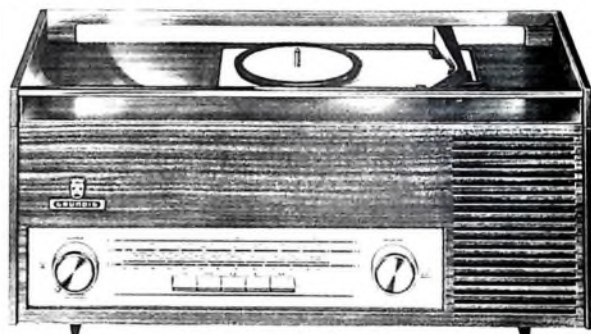
**Millionen
hören und sehen
mit GRUNDIG**



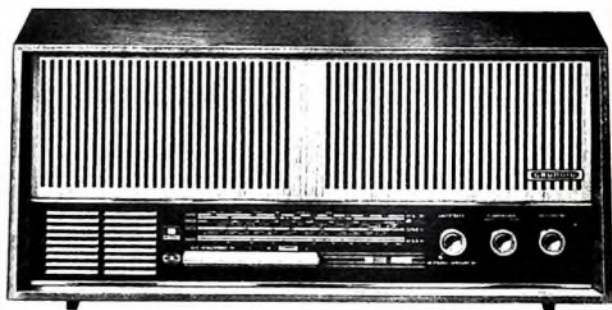
GRUNDIG Musikgerät 2447



GRUNDIG Musikgerät 3040 M



GRUNDIG Phono-Kombination 2000 Ph



GRUNDIG Konzertgerät 4570 Stereo

GRUNDIG®

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Wie wird sich das Fernsehen weiterentwickeln?

Zum Abschluß des IV. Internationalen Fernseh-Symposiums in Montreux (24. bis 28. Mai 1965) gab der Leiter der Forschung und Entwicklung der Telefunken AG, Vorstandsmitglied Professor Dr.-Ing. Werner Nestel, einen Überblick über die mutmaßliche Entwicklung des Fernsehens in den nächsten Jahren. Wegen der Bedeutung dieser grundsätzlichen Ausführungen geben wir ihren wesentlichen Inhalt nachstehend wieder.

Die Behandlung des Themas verlangt vom Verfasser eigentlich die Fähigkeit des Hellsehens und der Phantasie: Fähigkeiten, die ein ernst zu nehmender Wissenschaftler und Ingenieur nicht in erster Linie zu besitzen hat, da er viel lieber das exakt Beweisbare, Meßbare oder Prüfbar sucht. Ein Ausblick in die Zukunft kann aber kaum den Anspruch erheben, beweisbar, meßbar oder prüfbar zu sein. Trotzdem ist ein Versuch, in die Zukunft zu denken, sicher für uns alle reizvoll. Wir riskieren allerdings dabei, daß die Auffassungen über die Zukunft bei jedem befragten Fachmann anders sein werden, so daß eine gemeinsame Auffassung allenfalls über die Gegenwart, aber kaum über die Zukunft zu erzielen sein wird.

Vor wenigen Wochen tagte in Wien die Studiengruppe Esping (Name des Leiters der Studiengruppe XI) des CCIR. Dort wurde zwei Wochen über Farbfernsehen gesprochen. Deshalb soll mit diesem Problemkreis begonnen werden.

Voraussetzungen für die Einführung des Farbfernsehens

In den USA ist die 10jährige Periode des Abwartens beim Publikum offensichtlich überwunden. Jährlich werden jetzt über eine Million Farbfernsehempfänger produziert und verkauft; in den nächsten Jahren wird diese Zahl wahrscheinlich noch ansteigen. Trotz der noch immer beträchtlichen Preisdifferenzen zwischen Schwarzweiß- und Farbgeräten ist das Farbfernsehen doch zum Durchbruch gekommen.

Vier Voraussetzungen müssen für diese Situation vorgelegen haben:

1. Die Farbfernseh-Technik der Sende- und Empfangsseite mußte eine genügende Reife aufweisen.
2. Eine gewisse Sättigung aller Haushalte mit Schwarzweiß-Geräten mußte erreicht sein.
3. Die Einkommensverhältnisse der Bevölkerung mußten in einem einigermaßen angemessenen Verhältnis zum Anschaffungspreis der Farbempfänger stehen.
4. Das Angebot an Sende-Programmen in Farbe mußte in Unterhaltungswert und Stundenzahl einen deutlichen Anreiz bieten.

Wie schon erwähnt, treffen diese Voraussetzungen neuerdings für die USA zu, wie die ab 1964 dort schnell fortschreitende Ausbreitung beweist. In Japan, dem zweiten Land, das Farbfernsehen eingeführt hat, scheitern aber diese Voraussetzungen nach nicht erfüllt zu sein, denn die Entwicklung stagniert noch. Es ist aber zu erwarten, daß der Aufschwung auch dort kommen wird, wenn erst einmal alle vier Voraussetzungen erfüllt sein werden. Die Hemmung scheint in Japan hauptsächlich noch in dem noch ungünstigen Verhältnis von Einkommen zu Empfängerpreis zu liegen.

Nun rüstet sich Europa für das Farbfernsehen. Eine Reihe von europäischen Ländern wird in den Jahren 1967—1970 damit beginnen. Werden aber dann die abgenannten vier Voraussetzungen, die über Erfolg oder Mißerfolg entscheiden, in Europa erfüllt sein? Die Reife der Technik ist zwar gegeben, die Sättigung mit Schwarzweiß-Empfängern ist aber erst in einigen wenigen Ländern weit genug fortgeschritten. Auch das Verhältnis von Einkommen zu Empfängerpreis scheint erst in einigen wenigen Ländern einigermaßen aussichtsreich zu sein. Es wird also viel davon abhängen, wie weit die Sendegesellschaften durch das Programm einen genügenden Anreiz bieten können. Für Europa scheint im Internationalen Programmaustausch einer der wichtigsten Impulse zu liegen.

Hier hat die Tagung in Wien offenbar zwei entscheidende Fortschritte aufgezeigt:

1. Die britische Delegation erklärte, daß der in England entwickelte vollelektronische „Line-storage-converter“, der ohne Qualitätsverlust die 625-Zellen- in die 405-Zellen-Norm bei 50 Halbbildern pro Sekunde umwandelt, zum „Frame-storage-converter“ ausgebaut wird, der dann 525 Zeilen mit 60 Halbbildern in 625 Zeilen mit 50 Halbbildern oder umgekehrt umwandelt. Es ist jetzt schon zu überlegen, daß diese Aufgabe mit gutem Erfolg und zum Zeitpunkt der Aufnahme der Farbfernsehungen gelöst sein wird.

2. Die deutsche Delegation erklärte, daß es ohne Qualitätsverlust möglich ist, NTSC in NTSC + PAL oder umgekehrt umzuwandeln (Transcodierung).

Weltweiter Programmaustausch möglich!

Damit sind die Voraussetzungen für einen weltweiten Programmaustausch mit einem Minimum an Qualitätsverlust gegeben. Das Versäumnis der Pioniere der Starkstromtechnik, die vor 80 Jahren in manchen Ländern der Erde 50-Perioden- in anderen Ländern 60-Perioden-Wechselstrom einführt und damit zunächst die 50-Halbbild- von den 60-Halbbild-Fernsehländern trennten, wird nun in Kürze weitgehend unwirksam werden. Gleichzeitig wird der weltweite Programmaustausch über Nachrichtensatelliten in zunehmendem Maße möglich sein. Drei sich ergänzende technische Fortschritte treffen hier glücklich zusammen: Farbfernsehen, Nachrichtensatelliten und elektronische Normumwandlung.

Leider ist es in Wien nicht gelungen, die ohne Qualitätsverlust ineinander umwandelbaren Normen NTSC mit 60 Halbbildern und NTSC + PAL mit 50 Halbbildern in der ganzen Welt durchzusetzen. Wenige Tage vor Konferenzbeginn hatten sich Paris und Moskau auf das SECAM-Verfahren festgelegt. Man muß genauer sagen, diese Festlegung bezieht sich auf zwei Varianten des SECAM-Verfahrens, denn die Schwarzweiß-Norm ist trotz der gleichen Zeilenzahl in Paris und Moskau verschieden. Dem muß sich auch der Farbzusatz anpassen. Es ergibt sich also für die Zukunft die zusätzliche technische Aufgabe der Normumwandlung NTSC und NTSC + PAL einerseits in beide Varianten von SECAM andererseits. Es ist zu hoffen, daß es gelingt, die aus physikalischen Gründen eingeschränkten Qualitätsmöglichkeiten auszuschöpfen und die gerätebedingte Verschlechterung auf ein Minimum zurückzuführen.

Zur Technik der Farbbildröhre

Noch eine Bemerkung zur Technik der Farbbildröhre. Es gibt zur Zeit mehr als zehn verschiedene theoretische Vorschläge, Farbbildröhren zu bauen. Nur ein einziger wurde realisiert: die shadow-mask-Röhre. Neben der bis vor kurzem ausschließlich verfügbaren 21-Zoll-Röhre mit runder Bildfläche und 70° maximaler Strahlablenkung ist in jüngster Zeit eine 25-Zoll-Rechteckröhre mit 90° Ablenkung zu entsprechend höherem Preis entstanden. Eine 19-Zoll-Rechteckröhre ist angekündigt. Für den Aufbau einer Fabrik zur Produktion großer Stückzahlen von Farbbildröhren sind gewaltige Investitionen notwendig. Die fast unvorstellbare Präzision, die für die Herstellung solcher Röhren erforderlich ist, schlägt sich in der Höhe dieser Investitionen nieder. In Amerika sind sie dreimal für die shadow-mask-Technologie geleistet worden. In Europa werden sie zur Zeit an mindestens drei Stellen für dieselbe Technik vorbereitet. Jeder Vorschlag für eine andere Bauweise muß in dem

Stadium zwischen Laboratoriumsprototypen und Massenproduktionen die Schwelle einer solchen hohen Investition überwinden. Es ist heute in keiner Weise abzusehen, ob der eine oder andere der verschiedenen Vorschläge es irgend jemandem ermöglichen wird, diese Schwelle zu überschreiten. Einige neuere Vorschläge lassen vielleicht eine billigere Bildröhre erwarten, jedoch erfordern sie einen erhöhten Aufwand in den Schaltkreisen. Es wird sehr sorgfältig zu prüfen sein, ob die Abwägung beider Einflüsse noch zu einer lohnenden Verbesserung führt. Immerhin muß gesagt werden, daß der hohe Preis der Farbbildröhre das Preisniveau der Farbfernsehmultiplexer entscheidend bestimmt. Jede echte Verbilligungsmöglichkeit bei der Farbbildröhre wäre also sehr reizvoll.

Magnetband contra Kinefilm

Die Programme des Schwarzweiß-Fernsehens werden durch die schon erwähnten Nachrichtensatelliten in zunehmendem Maß bereichert. Daß die technischen Möglichkeiten nicht beliebig verwertbar sind, ergibt sich aus der zwischen den verschiedenen Erdteilen vorhandenen Ortszeitdifferenz. Trotzdem wird sich bei vernünftigem Gebrauch in der Zukunft viel Gutes und Interessantes erreichen lassen. Die schon erwähnte voll-elektronische Normumwandlung von 60 in 50 Halbbilder und umgekehrt wird über das Gebiet der Aktualitäten hinaus auch für künstlerische Programme eingesetzt werden können. Bei Aktualitäten reicht die heute verfügbare Methode mit optischem Zwischenbild aus.

Wenn man sich Möglichkeiten überlegt, die Ortszeitdifferenz bei Programmübertragung über Nachrichtensatelliten auszugleichen, gelangt man zum Problem der Bildaufzeichnung. Die eigentliche Ursache für den Wunsch nach einer Bildaufzeichnung ist aber nicht die Ortszeitdifferenz zwischen manchen Ländern, sondern der ganz allgemein bestehende Wunsch nach Vorproduktion und nach Wiederholbarkeit der Programme. Beim Tonrundfunk hat die magnetische Tonaufzeichnung durch hohe Qualität und sehr bequeme Betriebsabhandlung dazu geführt, daß heute nur noch etwa 10 Prozent der Programme direkt vom Mikrofon übertragen werden. Dabei hat es sich eingebürgert, Schallplatten, die gesendet werden sollen, auf Band umzuspielen, um sie bequemer in den Betriebsablauf einfügen zu können.

Anders ist es aber beim Fernsehen. Zu Beginn des Programmbetriebes gab es fast nur Direktsendungen. Aber schon gleichzeitig entstand der Wunsch nach Vorproduktion und Wiederholbarkeit. Zunächst war er nur erfüllbar durch Kinefilm. Seit einigen Jahren steht daneben die Magnetbandaufzeichnung. Heute ist sie so weit vervollkommen, daß sie als technisch gut bezeichnet werden kann. Aber der Kinefilm hat sich mit seiner neuesten Aufnahmetechnik — dem sogenannten Electronic-Cam-Verfahren — eine sehr gute Position geschaffen. Es scheint daher nicht wahrscheinlich, daß das Magnetband die Monopolstellung einnehmen wird, die es beim Tonrundfunk bereits hat. Mit Hilfe dieser beiden Verfahren werden heute rund 75 Prozent des Programms aufgezeichnet. Ähnlich dem Tonrundfunk, wird das Fernsehen auch bald 90 Prozent seiner Sendungen unter Zwischenschaltung eines Aufzeichnungsträgers abwickeln, obwohl die Stimmen, die ihr Bedauern hierüber äußern, durchaus gute Gründe haben.

Ein Unterschied ergibt sich für die Aktualitäten. Hier ist die Kamera für Schwarzweiß-Film unübertroffen. Man hat gelernt, mehrere solcher Kameras so zusammenarbeiten zu lassen, daß Wechsel von Szenen und Blickwinkel ebenso gut wie bei elektronischen Kameras funktionieren. Die meisten Programmgesellschaften verfügen über eigene Fotofilm-Entwicklungseinrichtungen, um zum Beispiel nach um 19 Uhr wichtige Aktualitäten hereinnehmen und um 20 Uhr senden zu können. Farbfilm lassen sich allerdings nicht so schnell wie Schwarzweiß-Film entwickeln. Aus diesen und anderen Gründen werden Aktualitäten deshalb noch einige Zeit vorwiegend in Schwarzweiß-Technik gesendet werden.

Transistoren setzen sich auch im Fernsehempfänger durch

Die Technik: Die Schaltkreise werden zur Zeit nach und nach von Röhren auf Transistoren umgestellt. Von Jahr zu Jahr verschiebt sich die Grenze zwischen der „technisch vernünftigen und wirtschaftlichen“ Anzahl der Transistoren und der Röhren zu Gunsten der Transistoren. In wenigen Jahren werden also alle Röhren bis auf die Bildröhre durch Transistoren ersetzt sein. Zu Beginn dieser Umstellung wurden nur die Eingangsstufen mit Transistoren bestückt, obgleich manche Fachleute darüber überrascht waren, daß der Eingangstransistor im UHF-Tuner ein günstigeres Rauschverhalten zeigte als die Röhre. Heute ist technisch und wirtschaftlich zu vertreten, etwa die Hälfte der aktiven Bauelemente im Fernsehempfänger in Form von Transistoren, die andere Hälfte in Form von Röhren zu verwenden. In den nächsten Jahren wird aber die Röhre weiter zurückgedrängt werden.

Die gerade neu entstandene Technologie der mikrominiaturisierten Schaltungen ist für die Fernsehempfänger nur sekundär von Bedeutung, da die Platzersparnis im Hinblick auf das gegebene Volumen der Bildröhre — insbesondere wegen ihrer Bautiefe — nicht wichtig ist. Trotzdem wird sich durch die Zusammenfassung einiger Bauelemente in der Form von mikrominiaturisierten Baugruppen eine Senkung der Kosten für gedruckte Schaltungen ergeben.

Hoher Stand der Bildröhren-Technik

Es ist immer wieder erstaunlich, wie weit ein Katodenstrahl gewissermaßen um die Ecke abgelenkt werden kann, welche verschiedenartigen Wege er zur Bildmitte und zu den Bildecken hin zurücklegen muß und mit welcher großen geometrischen Präzision bei gleichzeitig extrem scharfer Strahlbündelung er genau dahin geht, wo er für den punktwisen und zeilenweisen Aufbau des Fernsehbildes gebraucht wird. Die Hochachtung vor dem hier erreichten Stand der Physik und Technik läßt mich aber zugleich sehr skeptisch gegenüber allen Vorschlägen sein, die Bildröhre durch andere Bauformen zu ersetzen. Es wird oft gesagt, die flache Bildröhre müsse kommen. Ich bin von ihrer Notwendigkeit nicht überzeugt, und ich weiß nicht, ob die flache Bildröhre nicht gleichzeitig eine schlechtere Bildröhre sein würde. Auch kann ich nicht glauben, daß sich im Hausgebrauch die Projektion von Fernsehbildern auf einen Schirm einführen wird. Meinen eigenen Schmalfilm- und Dia-Projektor muß ich mir zu Hause jedesmal aufbauen, wenn ich Freunden und Bekannten meine Farbbilder zeigen will. Ich kenne keine Lösung, einen Projektor so organisch in ein Wohnzimmer einzugliedern, daß er immer an seinem Aufstellungsart bleiben kann. Ich kenne aber viele Wohnzimmer, in denen der heutige Fernsehempfänger sehr organisch in die Raumgestaltung einbezogen wurde. Daraus resultiert meine Zurückhaltung gegenüber der Idee eines Projektionsempfängers.

Elektrifizierung leitet den Fortschritt ein

Fast alle Geräte werden direkt aus dem Starkstromnetz betrieben. Sie erfordern Leistungen in der Größenordnung von 100 Watt. Tragbare Geräte, die als aktive Bauelemente ausschließlich Transistoren enthalten, benötigen nach immer etwa 20 Watt. Diese Geräte müssen zur Zeit teurer sein als die mit der abenerwählten wirtschaftlichsten gemischten Bestückung (Transistoren und Röhren). Aber auch 20 Watt lassen sich aus Batterien nur dann einigermaßen wirtschaftlich entnehmen, wenn ein Starkstromanschluß zum täglichen Wiederaufladen der Batterie zur Verfügung steht. Die weiträumigen Gebiete der Erde, in denen ein Starkstromanschluß nicht zur Verfügung steht, können zwar Transistor-Tonrundfunkgeräte mit rund 1 Watt Stromverbrauch wirtschaftlich verwenden — Batterien für solche Leistungen halten lange genug und ihr Ersatz ist billig —, Fernsehen ist dort aber in absehbarer Zeit noch nicht möglich. Dies trifft für den größten Teil der Entwicklungsländer zu. Zu ihrer technischen Entwicklung gehört also die Elektrifizierung; erst dann kann man dort das Fernsehen einführen.

Ohne Wohlstand kein Fernsehen

Nun zur Frage der stückzahlmäßigen Verbreitung der Fernsehempfänger. Die schon beim Farbfernsehmultiplexer erwähnte Voraussetzung der einigermaßen erträglichen Relation von Einkommen zum Empfängerpreis gilt natürlich auch beim Schwarzweiß-Empfänger. Vor 12 Jahren waren beispielsweise die meisten Engländer nicht so wohlhabend, sich einfach einen Fernsehempfänger kaufen zu können. Sie mußten, um es trotzdem tun zu können, etwas anderes aufgeben. Viele haben dafür das Rauchen aufgegeben. Wenn man heute an manche Entwicklungsländer denkt, dann ist kaum etwas zu finden, was die Bevölkerung dort aufgeben könnte, um den für ihre dortigen Verhältnisse unerhört kostbaren Wertgegenstand, den Fernsehempfänger, dafür kaufen zu können.

Eine Sättigung mit Empfängern liegt nach unserem europäischen Maßstab erst dann vor, wenn jeder Haushalt ein Gerät hat. Dieser Sättigungsgrad kann noch durch den Bedarf an Zweitgeräten überschritten werden. In vielen Ländern wird der mögliche Sättigungsgrad aus den angegebenen Gründen — mangelnde Elektrifizierung und zu hoher Empfängerpreis — für sehr lange Zeit, verglichen mit europäischen Verhältnissen, nur äußerst gering sein. Unter Umständen ist er so klein, daß sich eine Sendegesellschaft mit ihrer Programmorganisation und ihrem Leitungs- und Sendernetz dafür nicht lohnen wird.

Nach einer weiteren Schwierigkeit kommt hinzu, in vielen Ländern werden von den einzelnen Bevölkerungsteilen verschiedene Sprachen gesprochen. Lohnt es sich, für jedes Sprachgebiet ein eigenes Fernsehprogramm — zumindest bezogen auf den Ton-Teil — zu produzieren? Ist das wirtschaftlich vertretbar? Geschieht genügend, um ein viestündiges tägliches Programm zu füllen? Gibt es Autoren, Sprecher, Produzenten in jeder Sprache für so viele Programme?

In naher Zukunft mehr als 300 Millionen Fernsehempfänger

Wenn man die Einwohnerzahl aller einzelnen Länder der Welt, die Zahl der Haushalte, die Zahl der vorhandenen Fernsehempfänger und Sender, die jeweilige Fernsehsättigung und schließlich die Größe des durchschnittlichen Einkommens pro Kopf und Jahr miteinander vergleicht, dann kann man daraus Zahlen für den zukünftigen Bedarf an Fernsehgeräten ableiten. Daß sich die heutige Zahl von ungefähr 150 Millionen Fernsehempfänger in naher Zukunft verdoppeln wird, scheint sicher zu sein. Aber man kann nicht abschätzen, ob dies in sieben oder zehn oder noch mehr Jahren der Fall sein wird. Die vorher geäußerten Bedenken, die gegen das Durchsetzen des Fernsehens in vielen Ländern sprechen, lassen es heute geraten sein, auf genaue Angaben zu verzichten.

Neuerungen auf dem Halbleitergebiet

DK 621.382

Das Gebiet der Halbleiter-Bauelemente ist immer noch stark im Fluß. Es vergeht kein Jahr, in dem nicht merkliche Fortschritte erreicht werden. Aber immer noch ist der Abstand des amerikanischen Entwicklungsstandes zum europäischen groß. Allerdings stehen in den USA beachtliche Mittel für militärische und Raumfahrtbedürfnisse bereit, während in Europa die Unterhaltungselektronik wohl den größten Teil des Umsatzes ausmachen dürfte, so daß keine oder nur geringe Fremdmittel für Entwicklungen zur Verfügung stehen.

Von dem Herstellungsverfahren hat sich die Epitaxial-Planar-Technik weitgehend durchgesetzt, so daß der Siliziumtransistor nun auch in die Unterhaltungselektronik vordringt und dank seiner guten Hochfrequenzeigenschaften den Germaniumtransistor langsam verdrängt.

Bei den Germanium-Leistungstransistoren brachte der Übergang zu übertragerlosen NF-Verstärkern eine ganze Reihe neuer Komplementärpaare (pnp-npn), mit denen heute NF-Verstärker mit über 10 W NF-Leistung gebaut werden können.

Integrierte Schaltkreise und Festkörperschaltkreise beginnen in Deutschland nun aus dem Stadium der Entwicklung herauszutreten. Die Verhältnisse liegen auch hier anders als in den USA, wo die kostspielige Entwicklung dieser Bauelemente weitgehend durch Staatsaufträge finanziert wird. Außerdem ist für digitale Bausteine der Markt in den USA ungleich größer als bei uns. Erschwerend ist ferner, daß es noch kein einheitliches System gibt. Zur Zeit werden von verschiedenen Herstellern etwa fünf verschiedene Logiksysteme angeboten.

Es hat den Anschein, als ob auch bei uns analoge Bausteine (Verstärker und dergleichen) eine große Bedeutung haben könnten. Das Beispiel von Hörgeräteeinheiten dürfte ein glücklicher Versuch in dieser Richtung sein.

Man kann heute noch nicht sagen, ob sich die monolithische, die Dünnschicht- oder eine hybride Technik durchsetzen wird. Die meisten Firmen entwickeln in mehreren Richtungen, um sich gegebenenfalls den Bedürfnissen des Marktes anpassen zu können.

Ein vom Anwender lange herbeigesehntes Bauelement ist der Feldeffekt-Transistor (FET). Man beginnt nunmehr, die Technologie und Serienfabrikation solcher Transistoren zu beherrschen, so daß solche Bauelemente wahrscheinlich in Kürze zu erschwinglichen Preisen zu haben sein werden. Das röhrenähnliche Verhalten der Feldeffekt-Transistoren, insbesondere der hohe Eingangswiderstand und das niedrige Rauschen, machen den Einsatz dieser Bauelemente für den Anwender besonders angenehm.

Bei Dioden und Gleichrichtern setzt sich ebenfalls die Epitaxial-Planar-Technik durch, so daß die gesteigerten Ansprüche der kommerziellen Technik an diese Halbleiter-Bauelemente jetzt befriedigt werden können.

AEG

Die AEG stellte ihre Siliziumgleichrichter kleiner Leistung (0,5...2 A) auf diffundierte Elemente um. Neben dem Vorteil eines kleineren Sperrstromes konnten dadurch günstigere Preise erreicht werden. In den nächsten Monaten werden auch die mittleren Zellen (Si 11 für 11 A und Si 21 für 20 A Nennstrom) in diffundierter Ausführung zur Verfügung stehen. Die Silizium-Kleingleichrichter für gedruckte Schaltungen in Kunststoffgehäusen wurden um neue Typen erweitert.

Auf dem Gebiet der Thyristoren wurde der hochsperrende Typ T 170 mit Nennsperrspannungen von 600...1000 V und einem Dauergrenzstrom von 180 A herausgebracht.

Um drei neue Typen der unteren Leistungsklasse (T 0,8/..., T 4,5/... und T 14/...) wurde das bekannte Thyristor-Programm erweitert, so daß jetzt Typen für jeden Anwendungsfall vorhanden sind. Das neue Bezeichnungssystem ermöglicht es dem Anwender, das für den Bedarfsfall passende Element schnell und sicher auszusuchen.

Dittrathern

Auch bei Dittrathern wurde die Planar-Technik in verstärktem Umfang eingeführt. Die früher in dreifach diffundierter Ausführung hergestellten Siliziumtypen, zum Beispiel der BF 140 (für Video-Endstufen) werden nun in Planar-Ausführung geliefert. Die Typen 2N1990R und 2N1990S sind Nachfolgetypen des 2N1990 und sind besonders als Treibertransistoren für Ziffernanzeigeöhren geeignet.

Als Ergänzung zu dem Universaltyp 1613 sind jetzt auch der 2N1711 (höhere Stromverstärkung) und der 2N1893 (höhere Sperrspannung) lieferbar.

Ein weiterer neuer Typ 2N2368 entspricht etwa dem 2N706 oder 2N708, wird jedoch in Epitaxial-Planar-Ausführung hergestellt. Der neue Germaniumtransistor AC 173 kann als NF-Vorverstärker und Treiber benutzt werden; er wird in Stromverstärkungsgruppen 30...60, 60...125 und 125...250 geliefert.

Für die Unterhaltungselektronik haben die meisten Hersteller jetzt komplementäre Transistorpaare für übertragerlose NF-Verstärker im Programm. Die Typen AC 180 (pnp) und AC 181 (nnp) von Dittrathern haben einen maximalen Collectorstrom von 1 A. Man kann damit 1,2 W NF erzeugen; das Gehäuse ist TO-18-lang.

Für Video-Demodulatoren bis 40 MHz wurde die Germaniumdiode AA 114 entwickelt, die sich durch einen besseren Wirkungsgrad als die bisher für diesen Zweck gelieferten Typen auszeichnet. Die Golddrahtdiode SFD 135 hat eine Sperrspannung von 70 V und ist als niederohmige hochsperrende Diode für die kommerzielle Technik bestimmt.

Für zahlreiche industrielle Anwendungen sind die Siliziumgleichrichter SFR 180 bis SFR 184 gedacht (Nennstrom 10 A, Nennspannung bis 400 V). Der thermische

Widerstand ist $< 4 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Durch ein Sechskantgehäuse (Bild 1) ist der Einbau mit gutem Wärmekontakt für den Kühlkörper sichergestellt.

Bild 1. Silizium-Gleichrichter SFR 181, von Dittrathern



Für Nennsperrspannungen von 15 kV und einen Nennstrom bis 200 mA sind die Hochspannungsgleichrichter RX 15 und RY 15 bestimmt. Das Gehäuse enthält Gewindezapfen und Bohrungen, so daß Gleichrichtersäulen für über 100 kV leicht zusammengebaut werden können.

Intermetall

Das sehr umfangreiche Programm von Intermetall wurde durch eine Anzahl neuer, sehr interessanter Typen erweitert. Auch bei Intermetall hat sich die Epitaxial-Planar-Technik vollständig durchgesetzt. Zunächst sind die Doppeltransistoren BFY 91 (etwa 2N2915) und BFY 92 (etwa 2N2917) erwähnenswert. Sie sind ein hoffnungsvoller Anfang einer sicher noch wachsenden Reihe von Spezialtypen, die in der kommerziellen Technik in immer stärkerem Umfang gebraucht und verlangt werden. Die Transistoren BFY 91/BFY 92 sind insbesondere für Differenzverstärker gedacht. In Tab. I sind die technischen Daten zusammengestellt.

Besonders wichtig für Differenzverstärker ist eine geringe Differenz der Stromver-

Tab. I. Daten der Intermetall-Doppeltransistoren BFY 91/BFY 92

	BFY 91	BFY 92	
U_{CB}	45		V
U_{CE}	45		V
I_{CB}	< 10		μA
β	60...240		
AB	< 10	< 20	%
ΔU_{BE}	< 5	< 10	mV
$Tk_{\Delta U_{BE}}$	< 10	< 20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
f_T	> 60		MHz
Gehäuse	TO-5		

¹⁾ bei $I_C = 10 \text{ } \mu\text{A}$

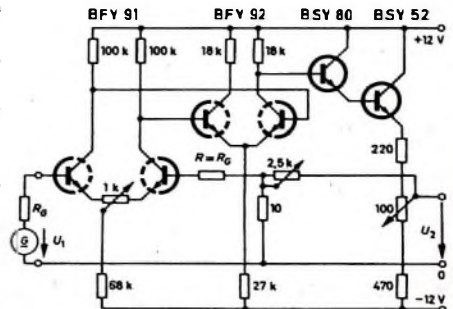


Bild 2. Schaltung eines Differenzverstärkers mit den Doppeltransistoren BFY 91/BFY 92 von Intermetall

	bei	BLY 16	3 TE 240	
U_{CE0}		64	80	V
U_{CE1}		64	80	V
U_{BE}		3	4	V
I_C		1,5	3	A
I_{CB0}		< 10	< 10	μ A
R		> 10	> 10	
V_P		> 7	> 11	dB
	$I_C = 1$ A			dB
	24 V, 200 MHz, 2 W			dB
	28 V, 150 MHz, 10 W			> 8
	40 V, 250 MHz, 10 W			
C_{oe}		< 25	< 25	pF
C_{ob}			< 25	pF
f_T		260	270	MHz
Metallgehäuse		SOT-9	TO-3	
		(DIN 9 A 2)		
Gehäuse		Coll	Emitt	

Tab. II. Daten der HF-Leistungstransistoren BLY 16 und 3 TE 240 von Intermetall

stärkung, der Basis-Emitter-Spannung und des Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Spannung beider Systeme. Bild 2 zeigt das Beispiel eines Differenzverstärkers mit den beiden neuen Transistoren. Der Eingangswiderstand ist 1 MOhm, der Ausgangswiderstand etwa 10 Ohm, die maximale Ausgangsspannung ohne Last etwa $\pm 2,5$ V (mit Last 100 Ohm etwa ± 1 V), die Temperaturdrift des Nullpunktes (bezogen auf den Eingang) $< 10 \mu V/^\circ C$.

Für Video-Endstufen hat Intermetall den Typ RF 117 mit einer Collectorspannung U_{CB0} (und U_{CE0}) von 140 V im Bauprogramm. Die Collectorrestspannung ist < 1 V, die Stromverstärkung > 25 , die Grenzfrequenz $f_T > 80$ MHz.

Bereits im Vorjahr zeigte Intermetall eine Anzahl interessanter HF-Leistungstransistoren. Diese wurden durch einige neue preiswerte Typen ergänzt. Tab II zeigt die wichtigsten Daten.

Der BLY 16 hat bei 24 V und 200 MHz eine Leistungsverstärkung von > 7 dB und liefert bei dieser Frequenz 2 W. Die Grenzfrequenz f_T ist 250 MHz, die Collector-Sperrspannung 64 V und der Collector-Spitzenstrom 1,5 A. Der Transistor ist in ein Metallgehäuse SOT-9 (DIN 9 A 2) eingebaut; der Collector ist mit dem Gehäuse verbunden.

Für größere HF-Leistungen ist der Typ 3 TE 240 vorgesehen; er liefert bei 28 V Betriebsspannung und einer Frequenz von 150 MHz eine HF-Leistung von 10 W, wobei die Leistungsverstärkung > 11 dB ist. Mit 40 V können bei 250 MHz ebenfalls 10 W HF-Leistung erzeugt werden. Dabei ist die Leistungsverstärkung noch immer > 8 dB. Die Grenzfrequenz f_T ist > 270 MHz. Bei diesem Transistor ist der Emittor mit dem Gehäuse (TO-3) verbunden; das ist für viele Anwendungen in HF-Verstärkern besonders angenehm.

SEL

SEL hat ein nahezu lückenloses Programm an Germanium- und Silizium-Planar-Transistoren. Neu und preisgünstig ist die npn-Reihe BSX 22...BSX 24. In absehbarer Zeit werden außerdem pnp-Silizium-Planar-Transistoren im TO-18- oder TO-5-Gehäuse als Komplementärtypen für die im Lieferprogramm befindlichen npn-Planar-Transistoren verfügbar sein. Auch die pnp-Reihe wird in Epitaxial-Planar-Technik ausgelegt.

Für die Unterhaltungselektronik bietet SEL auch Transistoren im Plastikgehäuse an. Das Programm umfaßt Hoch- und Niederfrequenztypen in dieser Ausführung. Für Ton-Endstufen im Gegentaktbetrieb sind die Silizium-Epitaxial-Planar-Transistoren BD 106, BD 107 gedacht.

Die Möglichkeit einer rationellen Fertigung in raumsparender Bauweise wird durch eine Auswahl von Baumustern in Dünnfilmtchnik herausgestellt. Bei dieser Technik können sehr viele Bauelemente auf kleinem Raum untergebracht werden. Die Tantal-Dünnfilmtchnik ist besonders geeignet für Widerstandskombinationen mit enger Toleranz ($\pm 5\%$) und kleinem Temperaturkoeffizienten.

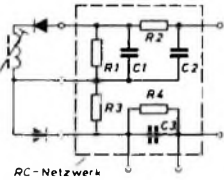


Bild 3 Schaltung einer AM-Demodulatorstufe in Dünnfilmtchnik von SEL

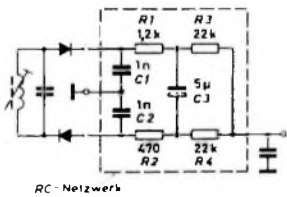


Bild 4 Schaltung einer FM-Diskriminatorstufe in Dünnfilmtchnik von SEL

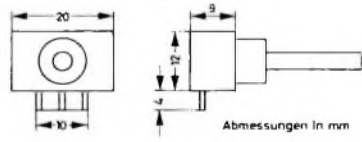
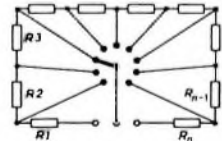


Bild 5 Abmessungen (oben) und Anordnung (rechts) eines R-Netzwerkes für Potentiometer, Kleinbauweise in Dünnfilmtchnik von SEL



Diese Technik erlaubt ferner die Herstellung von Kondensatoren mit elektrolytischem Charakter für Kopplungs- und Siebzwecke; vorerst können solche Elemente jedoch nur unter einfachen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden. Widerstände lassen sich mit Werten zwischen 100 Ohm und 100 kOhm auf einem Plättchen herstellen, Kondensatoren zwischen 1 nF und 25 nF.

SEL beschäftigt sich auch mit der Palladium-Silber-Dickfilmtchnik, die besonders geeignet ist für Widerstandskombi-

nationen mit Toleranzen $\pm 10\%$. Dabei können Werte zwischen 1 kOhm und 2 MOhm erreicht werden. Kondensatoren in dieser Technik haben Eigenschaften wie keramische Kondensatoren und erlauben die Herstellung von Kapazitäten zwischen einigen pF und 5 nF.

Aktive Bauelemente sind mit Hilfe der bekannten Verfahren (Löten, Legieren, Bonden) in die Filmnetzwerke einzusetzen, so daß komplette integrierte Schaltkreise entstehen. Die Dioden S 406, S 431 und S 587 sowie die Transistoren RFY 37, BFY 39, BFY 43, BSX 24, BSY 26, BSY 27, BSY 95 sind hierfür vorgesehen.

Einige Netzwerke und digitale Schaltkreise sind in den Bildern 3-5 dargestellt. Für die Unterhaltungselektronik sind RC-Netzwerke für AM-DEMODULATIONSSTUFEN (Bild 3) und RC-Netzwerke für FM-DISKRIMINATORSTUFEN (Bild 4) interessant. Da die Dünnfilmtchnik besonders eng tolerierte Widerstände erlaubt, lassen sich R-Netzwerke für Potentiometer in Kleinbauweise (Bild 5) mit sehr gut reproduzierbarer Einstellgenauigkeit zusammenstellen, beispielsweise 40 Teilwiderstände je 320° . Bei Dämpfungsgliedern können die Widerstände in einem Arbeitsverfahren gleichzeitig hergestellt werden, so daß alle Verbindungsstellen innerhalb der Schaltung zwischen den einzelnen Widerständen entfallen, wodurch die Zuverlässigkeit beträchtlich erhöht wird.

Besonders interessant sind wegen ihrer guten Langzeitkonstanz sogenannte RTL-DIGITALSCHALTKREISE in Tantal-Dünnfilmtchnik. Das derzeitige Angebot umfaßt eine Reihe nach ihrem fan-in- und fan-out sinnvoll gestalteter Gatterschaltungen. Demnächst werden in dieser Reihe auch Schmitt-Trigger, monostabile Multivibratoren, astabile Multivibratoren, Emittorfolgerstufen, Treiberstufen und weitere spezielle Koppelglieder lieferbar sein.

Infolge der präzisen Schaltungsauslegung wird die Einhaltung aller Funktionsdaten unter worst-case-Bedingungen (ungünstigste Bedingungen) garantiert. Der Aufbau der Bausteine ist der allgemein üblichen Verarbeitungstechnik bei der Herstellung von gedruckten Schaltungen (Raster 2,5 mm, Bauhöhe 12 mm) angepaßt.

Unter den Siliziumgleichrichtern der SEL sind die Silring-Kompakt-Gleichrichtersätze zu erwähnen. Es handelt sich hierbei um eine Weiterentwicklung des Konstruktionsprinzips der Plattenbauweise bei Siliziumgleichrichtern. Die neuen Silring-Gleichrichtersätze sind für Stromstärken von 125...800 A lieferbar. Das Produktionsprogramm umfaßt darüber hinaus auch Siliziumgleichrichter für Fernsehempänger.

Eine Anzahl steuerbarer Siliziumgleichrichter (Thyristoren) mit Dauergrenzströmen von 0,8...180 A bei Nennspannungen bis 400 V (bzw. 600 V) rundet das Programm ab.

Semikron

Eine interessante Bereicherung des Semikron-Typenprogramms sind Silizium-Brückengleichrichter im Keramikgehäuse (Bild 6). Diese „CSK“-Brücken mit 400, 800 und 1200 mA sind für den Einsatz in gedruckten Schaltungen vorgesehen. Das keramische Gehäuse (zusammen mit der Spezialvergußmasse) ermöglicht die Anwendung des Tauchlötvorgahrs. Die Anschlußdrähte sind im genormten Rastermaß angeordnet. Die Gleichrichter für

400 mA haben die Abmessungen 11 mm × 12 mm × 11 mm. Diese Gleichrichter sind bis Nennanschlußspannungen von 500 V lieferbar



Bild 6. Brückengleichrichter der „CSK“-Reihe im Keramikgehäuse (rechts) und der „BSK“-Reihe (links) im Kunststoffgehäuse (Semikron)

In einem Kunststoffgehäuse (50 mm × 50 mm × 20 mm) werden Brückengleichrichter („BSK“-Programm) für Anwendungen in der Steuerungstechnik geliefert. Als Ersatz für Selen-Flachgleichrichter stehen Silizium-Flachgleichrichter (35 mm × 38 mm × 10 mm) für 250 und 500 V Anschlußspannung und 0,8 A bei C-Last zur Verfügung. Diese Gleichrichter haben höhere Belastbarkeit als Selen-Gleichrichter vergleichbarer Größe. Sie können bis 120 °C Betriebstemperatur benutzt werden.

Semikron liefert jetzt auch eine Reihe von Thyristoren für Nennanschlußspannungen zwischen 30 und 380 V. Der Dauerstrom ist 11 A und der Nennstrom je nach Kühlkörper 6...9 A.

Siemens

Siemens brachte eine neue Reihe von Silizium-Universaltransistoren in Miniatur-Kunststoffgehäusen heraus. Diese Typen (BC 121, BC 122 und BC 123) sind in Planar-Technik ausgeführt. Bild 7 zeigt einen Größenvergleich zwischen einem Silizium-Miniatur-Universaltransistor (1), einem Subminiatur-Germaniumtransistor (2) und einem Transistor im TO-18-Gehäuse (3).

schichten geschützt sind. Hierbei müssen allerdings an die Vergußmasse besonders hohe Anforderungen gestellt werden, und zwar hohe Wärme- und Temperaturwechselbeständigkeit, einwandfreie Haftung an den Metallteilen, gute Verträglichkeit mit dem System und den Kontaktstellen, einfache Verarbeitbarkeit, geringe Aufnahmefähigkeit und Durchlässigkeit für Wasserdampf sowie kleine dielektrische Verluste. Die technischen Daten der neuen Transistoren sind in Tab. III zusammengestellt. Wie das Kennlinienfeld (Bild 8) zeigt, hat der Transistor BC 121 eine sehr kleine Sättigungsspannung; das ist besonders für Geräte mit niedrigen Speisespannungen von Bedeutung.

Ein sehr interessantes neues Bauelement ist die Silizium-Tetrode BRY 20, ein gesteuerter Gleichrichter für kleine Leistungen in Planar-Technik. Es handelt sich hierbei um ein ein- und ausschaltbares



Bild 7. Größenvergleich zwischen einem Silizium-Miniatur-Universaltransistor (1), einem Subminiatur-Germanium-Transistor (2) und einem Transistor im normalen TO-18-Gehäuse (3)

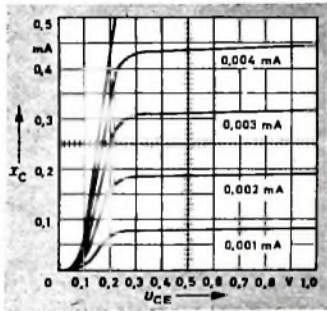


Bild 8. Kennlinienfeld des Miniatur-Universaltransistors BC 121 von Siemens; Parameter I_B

Tab. III. Daten der Siemens-Silizium-Universaltransistoren BC 121, BC 122 und BC 123 (in Kunststoffgehäusen)

		bei			BC 121	BC 122	BC 123		
		Collectorbandlänge von 1,5 mm			≤ 400	≤ 400	≤ 400	grad/W	
Grenzwerte	U_{CB0}	$I_{CB0} = 100 \mu A$	5	30	45	V			
	U_{CB0}	$I_{CB0} = 100 \mu A$	5	20	30	V			
	U_{EB0}	$I_{EB0} = 100 \mu A$	5	5	5	V			
	I_C		50	50	50	mA			
	T_j		125	125	125	°C			
	T_a		-55 ... +125			°C			
	P_{tot}		200	200	200	mW			
	T_U		-45 °C						
	Kennwerte (bei $T_U = 25 °C$)	$U_{CE sat}$	$I_C = 50 \text{ mA}$	0,14	0,14	0,14	V		
			$I_A = 5 \text{ mA}$	(< 0,3)	(< 0,3)	(< 0,3)	V		
I_{CB0}		$U_{CE0} = 2 \text{ V}$	≤ 10	≤ 10	≤ 10	nA			
I_{CB0}		$U_{CE0} = 2 \text{ V}$	≤ 20	≤ 20	≤ 20	nA			
β_0		$I_C = 0,25 \text{ mA}$	50, 300	50, 300	50, 250)			
f_T		$U_{CE} = 0,5 \text{ V}$							
		$I_C = 0,25 \text{ mA}$		50	50	50	MHz		
		$U_{CE} = 0,5 \text{ V}$							
		$I_C = 10 \text{ mA}$		250	250	250	MHz		
F		$U_{CE} = 0,5 \text{ V}$							
	$I_C = 0,25 \text{ mA}$		3	3	3	dB			
	$U_{CE} = 0,5 \text{ V}$								
	$f = 1 \text{ kHz}$		(< 5)	(< 5)	(< 5)				
A_f		200			Hz				
R_C		500			Ω				

1) in vier bzw. drei Gruppen (50, 100, 75, 150, 125, 250, 180, 300)

Vierschichtbauelement, das mit sehr kleinem Aufwand an Steuerleistung sehr schnell zwischen zwei stabilen Zuständen hin- und herschalten und den stabilen Zustand ohne zusätzliche Steuerleistung beibehalten kann. Solche Bauelemente sind zur Anwendung in digitalen Schaltungen, in Zähl- und Schaltgeräten, in Impuls- und Verzögerungsschaltungen anwendbar. Die hohe Schaltgeschwindigkeit läßt sehr hohe Taktfrequenzen zu. Ein BRY 20 ersetzt so eine Reihe von Transistoren und passiven Bauelementen, so daß die Schaltungen einfacher und zuverlässiger werden. Tab. IV enthält die wichtigsten (vorläufigen) Kenndaten der Silizium-Tetrode BRY 20.

Bild 9 gibt einen Vergleich zwischen dem Aufbau eines herkömmlichen Thyristors und der neuen Silizium-Tetrode wieder. Im Gegensatz zu ersterem hat die Tetrode zwei Steuerelektroden B_p und B_n . Ein über die Elektrode B_p zugeführter positiver oder negativer Steuerstrom vergrößert oder verkleinert den Stromverstärkungsfaktor des npn-Teils. Dadurch wird es möglich, den Vierschichtbauelement auch bei Spannungen, die kleiner als die Schaltspannung sind, einzuschalten und (im Gegensatz zu den gesteuerten Gleichrichtern der Starkstromtechnik) auch bei Strömen, die größer als der Haltestrom sind, über eine Steuerelektrode auszuschalten. Die Einschaltzeit ist einige zehntel Mikrosekunden; sie ist allerdings von verschiedenen Faktoren abhängig. Die Ausschaltzeit liegt in der Größenordnung von einer Mikrosekunde, kann aber unter geeigneten Bedingungen kleiner als 0,1 Mikrosekunde werden. Die Tetrode BRY 20 eignet sich für Ströme bis etwa 500 mA und ermöglicht Taktfrequenzen von mehr als 100 kHz.

Tab. IV. Vorläufige Kenndaten der Siemens-Silizium-Tetrode BRY 20

		bei		
U_S	$I_{BP} = 0$	$I_{BN} = 0$	}	> 40 V
I_H	$I_{BP} = 20 \text{ mA}$			≤ 5 mA
U_{SB0}	$I_{BP} = 200 \text{ mA}$		}	< 1 V
	$I_{BP} = 500 \text{ mA}$			< 1,4 V
I_{BP}	$R_{BS0} = 5 \text{ k}\Omega$		}	< 1,8 V
	$U_A = 15 \text{ V}$			120 μA
$-I_{BP}$	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$		}	(< 200) μA
				2,7 mA
				(< 4) mA

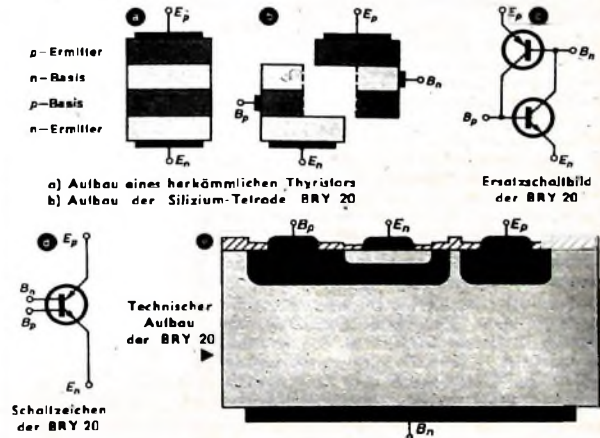


Bild 9. Aufbau, Ersatzschaltbild und Schaltzeichen der Silizium-Tetrode BRY 20 von Siemens

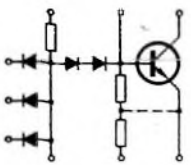
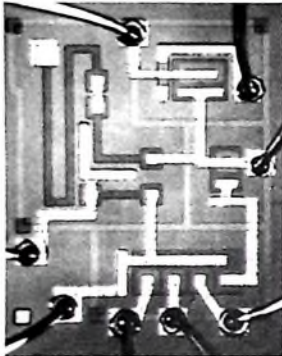


Bild 10. Schaltung eines DTL-NAND-Gatters als Festkörperschaltkreis von Siemens

Bild 11. Fertig kontaktiertes System des NAND-Gatters von Siemens



Auf dem Diodengebiet brachte Siemens eine Reihe hochsperrender epitaxialer Silizium-Schaltioden für den Nanosekundenbereich heraus. Die Typen RAY 41, RAY 42 und RAY 43 sind für Sperrspannungen von 40, 60 und 80 V vorgesehen. Der Stoßstrom bei 25 °C darf 1 A sein. Die Kapazität liegt bei etwa 5 pF, und die Schaltzeiten sind kleiner als 15 ns (typische Werte 6,2...6,8 ns).

Auch bei Siemens wird auf breiter Basis an integrierten Halbleiterschaltkreisen und Festkörperschaltkreisen gearbeitet. Das Schwergewicht der Entwicklung liegt beim Aufbau eines störunanfalligen Logiksystems. Dabei wird gleichermaßen die DTL-Technik wie auch die TTL-Technik studiert.

Als Beispiel für die DTL-Technik zeigt Bild 10 die Schaltung eines NAND-Gatters. Im Bild 11 ist das fertig kontaktierte System dargestellt. Ein Bauelement des Datenverarbeitungssystems „4004“ enthält 15 Siliziumtransistoren und 13 Widerstände. Bild 12 gibt anschaulich einen Vergleich dieser diskreten Bauelemente mit dem Festkörperschaltkreis (zwischen der Pinzette).

Telefunken

Für Fernseh-ZF-Verstärker liefert Telefunken die Transistoren RF 167 (Planar) und RF 168 (Epitaxial-Planar). Der RF 167 ist für Aufwärtsregelung geeignet. Für die Endstufe in Fernseh-ZF-Verstärkern dient der Epitaxial-Planar-Typ RF 168. Beide Typen haben eine sehr geringe Rückwirkungskapazität sowie eine sehr hohe Transitfrequenz (BF 167: $f_T = 330$ MHz, RF 168: $f_T = 550$ MHz) und Steilheit. Der neue Epitaxial-Planar-Transistor BFY 66 gleicht dem 2N918 und ist jetzt bei Telefunken erhältlich.

Für schnelle Schaltanwendungen dient der RSX 38. Die Stromverstärkung ist bei 10 mA Collectorstrom > 65 , die Transitfrequenz $f_T > 200$ MHz und die Sättigungsspannung $< 0,3$ V bei 50 mA. Zum Ansteuern von Zittermanzeigeröhren stehen der Planartyp BFY 80 im TO-18-Gehäuse und parallel dazu der BFY 65 im TO-5-Gehäuse zur Verfügung. Für NF- und HF-Verstärker wurde der BFY 69 entwickelt, der sich



Bild 12. Bauelement für Datenverarbeitungssystem „4004“ von Siemens in Festkörpertechnik (zwischen der Pinzette) und Bauteile, die hierfür normalerweise benötigt werden (15 Transistoren, 13 Widerstände)

durch besonders kleine Abmessungen von 1,5 mm \times 2 mm \times 1 mm auszeichnet.

Die Epitaxial-Planar-Transistoren BC 107, BC 108, BC 109 sowie BC 129, BC 130 und BC 131 sind besonders für NF-Verstärker geeignet. Die Transistoren BC 107...BC 109 haben nichtisolierten, BC 129...BC 131 isolierten Aufbau. BC 109 und BC 131 sind für rauscharme Eingangsstufen, BC 108 und BC 130 für Vor- und Treiberstufen (für kleinere und mittlere Betriebsspannung) und BC 107 und BC 123 für Vor- und Treiberstufen (bei hohen Betriebspannungen) geeignet.

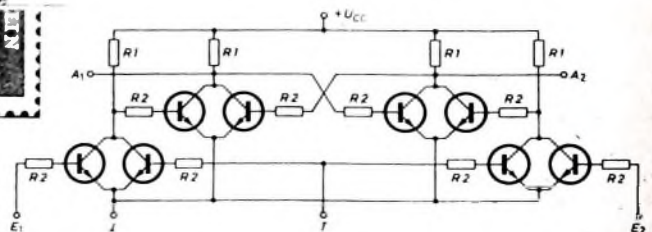
Für Video-Endstufen konnten die Typen RF 110 und BF 114 weiter verbessert werden. Die Collectorsperrspannung wurde von 135 V auf 145 V erhöht; als minimaler Stromverstärkungsfaktor wird jetzt > 30 bei 10 V und 10 mA angegeben. Für die Anwendung in HF- und ZF-Verstärkerstufen bis 100 MHz kann der BF 115 ($f_T > 190$ MHz) eingesetzt werden. Dieser Transistor hat niedrige Rauschwerte sowohl bei UKW- als auch im Mittelwellenbereich und eine günstige Rückwirkungskapazität von etwa 0,7 pF.

Für Vor-, Misch- und Oszillatorstufen in kommerziellen Geräten bei Frequenzen bis zu 900 MHz eignet sich der Germanium-Mesa-Transistor AFY 16. In seinem Hochfrequenzverhalten stimmt dieser weitgehend mit dem AF 139 überein, jedoch sind die Grenzen der Leistungsverstärkung und des Rauschfaktors bei 800 MHz sowie die Restströme und Sperrspannungen enger toleriert.



Bild 13. Integrierter Schaltkreis als flat package im Größenvergleich zu einer Briefmarke (Telefunken)

Bild 14. Schaltung eines Halbschiebeelements von Telefunken



Die Germanium-NF-Transistoren wurden um den neuen npn-Typ AC 175 erweitert, der mit dem AC 117 als Komplementärpaar geliefert wird. Mit diesen beiden Transistoren können räumlich sehr kleine Endstufen bis etwa 4 W Ausgangsleistung aufgebaut werden. Die Verlustleistung bei 45 °C Gehäusetemperatur ist $> 1,1$ W, der Spitzenstrom 2 A. Für Anwendungen als Schalter in Blitzlichtgeräten wurde das Programm um die Typen AD 159 und AD 160 im TO-8-Gehäuse erweitert. Beide haben eine Verlustleistung von 9 W und eine hohe Strombelastbarkeit, für die der Stromverstärkungsfaktor garantiert wird. Der AD 159 hat einen maximalen Strom von 8 A und der AD 160 einen solchen von 10 A.

An Dioden sind die doppeldiffundierten Siliziumdioden BAY 86...RAY 91 zu erwähnen. Diese Reihe ist nach Sperrspannungen unterteilt, die bei 30 V beginnt und bei 1500 V endet. Auch die 1500-V-Diode ist in dem kleinen DO-7-Gehäuse untergebracht. Die Epitaxial-Planar-Schaltioden RAY 94 und RAY 95 sind in DHD-Technik (double-heat-sink-Diode) hergestellt und können trotz des kleinen Gehäuses eine große Verlustleistung abführen. Die Diode BAY 94 hat eine Nullpunktskapazität < 4 pF und eine Sperrtragfähigkeit < 2 ns.

Bei den Germaniumdioden ist der in Planar-Technik mit oxidgeschützter Oberfläche ausgeführte Typ AAY 41 für besonders hohe Zuverlässigkeit interessant. Die neuen Germaniumdioden AA 137 und AA 138 sind Spitzendioden in Subminiatur-Gläsergehäusen für die Verwendung in Demodulator- und Regelspannungskreisen von Fernsehgeräten.

Bereits im vergangenen Jahr zeigte Telefunken als Muster eine Anzahl integrierter Halbleiterschaltkreise. Diese wurden weiterentwickelt und vervollständigt. Es ist eine Typenreihe für den Aufbau einer direkt gekoppelten Transistor-Logik (DCTL) verfügbar. Dieses DCTL-System besteht aus fünf NOR-Gatter-Kombinationen mit jeweils verschiedenen Eingängen, zwei Typen von Halbschiebeelementen, einem Schiebeelement (bestehend aus je einem Adapterelement, je einem Halbaddier- und Addierelement), einem RS-Flip-Flop, einem Doppelverstärker mit Gatter und einem Doppelgatter mit Inverter.

Die integrierten Halbleiter-Bauelemente von Telefunken sind in Hybrid-Technik hergestellt, das heißt, die aktiven Bauelemente werden mit den bekannten Verfahren der Planar-Technik in das Grundmaterial aus Silizium eindiffundiert. Die Widerstände erhält man durch Aufdampfen sehr dünner Nickelleitbahnen auf die oxidierte Oberfläche des Siliziums. Zur Verbindung der einzelnen Bauelemente dienen Leiterbahnen aus Gold oder Aluminium. Daß man auf diese Weise sehr viele Einzelbauelemente auf engem Raum unterbringen kann, zeigen die Bilder 13 (flat package) und 14 (Schaltung eines

(Halbschiebeelemente „FS 14“). Es handelt sich hier um eine Anordnung von vier NOR-Gattern, wovon zwei zu einem Flip-Flop zusammengeschaltet sind. Durch geeignete Anschaltung der anderen Gatter entsteht ein Takteingang T.

Die integrierten Schaltkreise werden teilweise in dünnen Platten (8 mm x 9,5 mm x 1,5 mm) – sogenannten flat packages – geliefert. Diese Bauweise ermöglicht raumsparende Unterbringung zahlreicher Bauelemente. Andere integrierte Schaltkreise sind in Gehäusen, ähnlich TO-5, untergebracht, die mit acht und mehr Stiften versehen sind. Dieser Aufbau bedingt fertigungsmäßig gewisse Schwierigkeiten, ist aber für den Anwender (insbesondere bei Versuchsaufbauten) sehr angenehm zu handhaben.

Wenn mit sehr großen Störsignalen gerechnet werden muß, wie sie in der industriellen Regelungs- und Steuerungstechnik vorkommen können, ist es zweckmäßig, die Dioden-Transistor-Logik mit Zenerdioden (DTLZ) anzuwenden. Durch vorgeschaltete Zenerdioden lassen sich dabei Schaltspannungen in der Größenordnung von 6...12 V verarbeiten; das gewährleistet einen großen Abstand gegen Störspannungen. Die Zenerdioden werden durch zusätzliche Emittoren im Transistor gebildet, die man schaltungsmäßig in Sperrichtung betreibt.

Valvo

Für die Anwendung in ZF-Verstärkern von Fernsehempfängern hat Valvo Silizium-Planar-Transistoren BF 167 und BF 168 entwickelt. Durch Anwendung einer neuartigen Herstellungstechnik, der IS-Technik (integrated screening), kann eine besonders kleine Rückwirkungskapazität erreicht werden. Bei der IS-Technik wird der Einfluß der Kontaktierungskapazität auf die Rückwirkung durch eine Art Abschirmung beseitigt. Dabei wird an der Stelle im Kristall, die später die Kontaktierungsfläche aufnehmen soll, in dem n-dotierten Collectormaterial eine p-Diffusion angebracht. Auf diese Weise entsteht unter der Kontaktierungsfläche eine Sperrschicht. Auf die Oxidhaut, die sich über der Diffusionszone bildet, wird die Kontaktierungsfläche aufgedampft. Die durch Diffusion entstandene p-Schicht wird durch eine später aufgedampfte metallische Leiterbahn mit dem Emittor verbunden. Vor dem Aufdampfen ätzt man an einer Stelle in die Oxidschicht ein Fenster ein, damit die p-Schicht für die Kontaktierung zugänglich ist. Auf diese Weise wird die ursprünglich durch die Kontaktierungsfläche



Bild 15. Struktur des Silizium-Planar-Transistors BF 168 von Valvo

hervorgeführte Rückwirkungskapazität in jeweils eine kleine Zusatzkapazität am Eingang und Ausgang verwandelt, wo sie nicht stört, weil sie als Teil der Schwingkreis Kapazität erscheint. Bild 15 zeigt die Struktur des nach diesem Verfahren hergestellten Transistors BF 168.

Der nach dem angegebenen Verfahren hergestellte Transistor BF 167 ist vor allem

für Aufwärts- und Spannungsregelung geeignet. Seine Rückwirkungskapazität ist nur 165 mpF. Der Typ BF 168 ist ein Epitaxial-Planar-Transistor und hat daher eine sehr niedrige Kniespannung. Er ist für die Ausgangsstufe von Fernseh-ZF-Verstärkern vorgesehen. Durch eine neuartige Konstruktion konnte der Widerstand auf den sehr niedrigen Wert von 0,5 grd/mW (TO-18-Gehäuse) gebracht werden. Die Rückwirkungskapazität ist 230 mpF. Mit einem BF 167 und zwei BF 168 läßt sich ein dreistufiger Fernseh-ZF-Verstärker ohne Neutralisation mit etwa 90 dB Verstärkung aufbauen.

Für rauscharme Differenzverstärker wurde der BCY 55 entwickelt, bei dem sämtliche Elektroden vom Gehäuse (TO-18) isoliert sind. Durch einen gemeinsamen Kühlblock (Bild 16) ergibt sich eine enge thermische Kopplung beider Transistoren. Die elektrischen Daten sind in Tab. V zusammengestellt.

Tab. V. Daten des Valvo-Transistors BCY 55



Bild 16. Zwei BCY 55 von Valvo in einem gemeinsamen Kühlblock

Tab. VI. Maximalwerte neuer komplementärer Valvo-Transistorpaare

Grenzwerte der einzelnen Transistoren	U_{CEs} I_C	bei	
		$I_B = 0$	45 V 30 mA
Kennwerte des Transistorpaares	I_{C1}/I_{C2}	$(I_{C1} + I_{C2})/2 = 10 \dots 100 \mu A$	0,88 (0,83...1)
	$\Delta(U_{BE1} - U_{BE2})/\Delta\theta$	$U_{CE1} - U_{CE2} = 5 V$ $U_{BE1} - U_{BE2}$ $\theta_U = 25 \dots 55^\circ C$	1,0 $\mu V/grad$
	$\Delta(I_{B1} - I_{B2})/\Delta\theta$		0,5 nA/grad

	bei	AC 128 P				AC 176 P				AD 161 P				AD 162 P			
		pnp		nnp		pnp		nnp		pnp		nnp		pnp		nnp	
R_{ikc}		≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	≤ 40	
$ U_{CB} $		32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	32	
$ U_{CEs} $		20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	
$ I_C $		1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
$ I_C M $		1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
θ_j		90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	
θ_U		90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	
I_B	$U_{CEs} = 0$ $I_R = 300 \text{ mA}$ $I_R = 600 \text{ mA}$	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	60...175	
		≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10	

Zur Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren bietet Valvo unter anderem den neuen BSX 21 an. Um die für eine gute Qualität des Ziffernhildes erforderliche Mindestspannung von 60 V zu erreichen, muß ein Transistor in der Katodenleitung einer Ziffernanzeigeröhre demnach eine Spannungsfestigkeit von mindestens 60 V und einen sehr kleinen Reststrom im gesperrten Zustand haben. Beim BSX 21 ist die Durchbruchspannung höher als 80 V, wobei ein Dauerbetrieb im Durchbruchgebiet zulässig ist, sofern bei einer Umgebungstemperatur von +85 °C die Verlustleistung des Transistors kleiner als 50 mW bleibt.

Die Epitaxial-Planar-Transistoren BFY 50, BFY 51, BFY 52 und BFY 55 (2N2287) zeichnen sich durch besonders niedrige Werte der Restspannung aus (< 0,2 V bei 150 mA; < 1,6 V bei 1 A). Diese Transistoren sind daher besonders gut in Verstärkern mit Gegentakt-Endstufen, in Wandlern, als Relaisreiber bis 1 A und (wegen der hohen Grenzfrequenz) auch für Sender bis 30 MHz geeignet. Speziell für Sender-Endstufen können die Typen BFY 44 und BFY 70 benutzt werden. Mit 40 V oder 33 V Batteriespannung lassen sich bei 180 MHz Ausgangsleistungen > 1,7 W oder > 1,2 W erreichen. Bei 30 MHz ergeben zwei Transistoren in Gegentaktanschaltung 6,5 W. Der BLY 14 gibt bei 40 V Batteriespannung bei 180 MHz eine Leistung von

3 W ab. Zur besseren Wärmeableitung ist dieser Transistor in einem mit Aluminiumoxid isolierten Schraubgehäuse montiert (Abmessungen ähnlich MT 31). Ein weiterer HF-Leistungstransistor ist der BLY 17, der bei 30 MHz eine HF-Leistung von > 30 W liefert.

Für viele Zwecke wird eine Ausgangsleistung von einigen Watt bei Frequenzen > 1 GHz gewünscht. Da das direkt mit Transistoren noch Schwierigkeiten bereitet, beschreitet man häufig den Weg der Frequenzvervielfachung mit Varaktordioden. Die Valvo-Diode BAY 66 hat eine Grenzfrequenz von etwa 30 GHz.

Der epitaxiale pnp-Germaniumtransistor AFY 40 ist in Mesa-Technik ausgeführt und besonders für die Verwendung in der letzten Stufe von UHF-Antennenverstärkern gedacht. Bei 800 MHz und einer Ausgangsspannung von 380 mV an 60 Ohm wird ein Intermodulationsabstand von 30 dB erreicht.

Für übertragerlose NF-Verstärker mit Gegentakt-B-Endstufe benötigt man komplementäre Transistorpaare. Der Fortfall der Übertrager spart Raum und Gewicht, und durch den Fortfall der Übertragerverluste wird eine höhere Sprechleistung bei gleicher Ausnutzung der Transistoren erreicht. Außerdem ist das Problem der Gegenkopplung wesentlich einfacher. Valvo brachte zwei neue Paare AC 128 P/AC 176 P (bis 3 W NF-Leistung) und AD 161 P/AD 162 P (bis 10 W NF-Leistung) heraus. Die wichtigsten Daten dieser Transistoren enthält Tab. VI.

Auf dem Gebiete der integrierten Schaltkreise sind bei Valvo zahlreiche Arbeiten im Gange. Dabei wird sowohl die monolithische Festkörpertechnik als auch die Dünnschichttechnik angewandt. Valvo ist der Ansicht, daß sich beide Verfahren den jeweiligen Anwendungen entsprechend ergänzen werden. In monolithischer Festkörpertechnik wurden Beispiele von Digitalisierungen in DTL (Dioden-Transistor-Logik) sowie in ETL (Emitterfolger-Transistor-Logik) gezeigt. Als Beispiele ausgeführter Dünnschicht-Hybrid-Schaltungen wurden Schaltungen sowohl für Digital- als auch für Analogtechnik entwickelt. Bei der Dünnschichttechnik hat man zwar etwas mehr Bewegungsfreiheit, jedoch müssen die aktiven Bauelemente und größere Kapazitäten nachträglich in die Schaltung eingesetzt werden. Valvo beabsichtigt, eine

Synthese von Festkörperschaltkreisen mit Dünnschichttechnik für Rundfunk- und Fernsehempfänger zu entwickeln.

Ein interessantes Beispiel eines analogen Festkörperschaltkreises ist der Hörgeräteverstärker „OM 200“, der in ein Kunststoffgehäuse mit den Abmessungen 2,7 mm × 2,7 mm × 1,1 mm eingebettet ist und dessen Schaltung Bild 17 sowie dessen Daten Tab. VII zeigt. Der Verstärker ist für den Anschluß eines Mikrofons mit einer Impedanz von 5 kOhm und einer

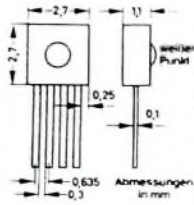
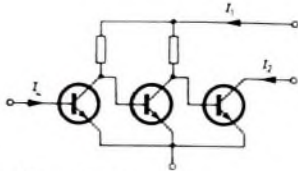


Bild 17. Schaltung (oben) und Abmessungen (links) des integrierten Hörgeräteverstärkers „OM 200“ von Valvo

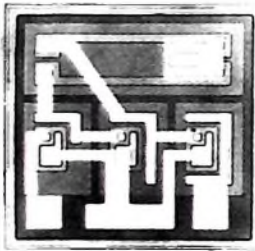


Bild 18. Kristallplättchen (0,8 mm × 0,8 mm) des integrierten Hörgeräteverstärkers „OM 200“

Empfindlichkeit von 0,3 mV/ubar ausgelegt. Für den Hörer ist ein Gleichstromwiderstand von 500 Ohm mit einer Impedanz von 1,5 kOhm bei 1000 Hz vorgesehen. Aus Bild 18 ist die Kristallstruktur des „OM 200“ ersichtlich. Alle Teile sind auf einer Kristallfläche von 0,8 mm × 0,8 mm untergebracht.

Auf dem Gebiete der Thyristoren entwickelte Valvo Typen mit kontrolliertem Durchbruchverhalten (controlled avalanche). Diese Bauelemente werden durch Stoßspannungsspitzen, die weit in das Durchbruchgebiet hineinragen, nicht zerstört. Das erleichtert besonders die Herstellung von Thyristoren mit hohen Sperrspannungen, da der sonst übliche Sicherheitsabstand zwischen Nennspannung und Spitzenspannung (etwa Faktor 2) entfällt. Neue Thyristor-Typenreihen von Valvo sind BTX 35/...R (500 V), BTY 36/...R (600 V), BTX 37/...R (700 V) und BTX 38/...R (800 V). Diese entsprechen den sonst datengleichen Typenreihen BTY 87/...R, BTY 91/...R, BTY 95/...R und BTY 99/...R.

Auch Gleichrichter mit kontrolliertem Durchbruchverhalten haben viele Vorteile. So benötigt man beispielsweise keine Dämpfungsglieder zur Abflachung von Stoßspannungsspitzen. Für die Valvo-Gleichrichterzelle BYX 23, die mit Nennspannungen bis 800 V geliefert wird,

Tab. VII. Daten des integrierten Hörgeräteverstärkers „OM 200“ von Valvo

		bei	
U_{Batt}		1,3 V	
R_{11}		0,6 kOhm	
Z_{11}		1,5 kOhm	
R_2		5 kOhm	
C		200 μ F	
I_{gem}		1 mA ($\leq 1,2$ mA)	
$I_1^{(1)}$		$\geq 0,2$ mA	
P_o	$\eta_{\text{gem}} = 10\%$	$\geq 0,2$ mW	
k_{gem}	$P_o = 0,1$ mW	4 %	
V_p	$P_o = 0,2$ mW	80 dB	
f	$\left\{ \begin{array}{l} f = 1 \text{ kHz} \\ R = 3 \text{ kHz} \\ (400 \dots 3400 \text{ Hz}) \end{array} \right.$	≥ 75 dB	
		4 dB	
		≤ 6 dB	
f_{grenz}	(-3 dB)	≥ 20 kHz	

¹⁾ mit R einstellbar

darf der Energieinhalt der Stoßspannungsspitzen bis 30 kW für $t = 10 \mu\text{s}$ betragen. Bei Montage auf einem Kühlkörper „56 278“ ist der Nennstrom bei Konvektionskühlung 50 A und bei forcierter Kühlung 100 A.

Die neuen Silizium-Gleichrichterzellen BYX 21/200 (Katode am Gehäuse) und BYX 21/200 R (Anode am Gehäuse) sind für die Anwendung in Gleichrichterschaltungen mit intermittierendem Betrieb vorgesehen. Durch lotfreie Edelmetallkontaktierung werden thermische Ermüdungserscheinungen praktisch ausgeschaltet. Der Wärmewiderstand bleibt bei einer Lebensdauerung unter diesen Bedingungen mit 100 000 Schaltzyklen innerhalb der erlaubten Grenzen. Die zulässige periodische Spitzenspannung ist 200 V, der Dauergrenzstrom 25 A.

Fachtagung auf der Hannover-Messe

Voraussetzungen der industriellen Elektronik

Erstmals auf der Hannover-Messe fand in diesem Jahr eine Fachtagung Elektronik statt, der das Thema „Voraussetzungen der industriellen Elektronik“ gestellt war. Wissenschaftler und Techniker hielten vor mehr als 700 Fachleuten Referate und Korreferate.

Mit der Fachtagung und ihrer Themenwahl trugen die Veranstalter, das Institut für elektrische Anlagen und Steuerungstechnik an der Technischen Hochschule Hannover und die Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG, der Entwicklung der letzten Jahre Rechnung; die technisch-kommerzielle Elektronik, die bisher vorwiegend in der Signaltechnik für Fernmeldezwecke, Radar, Funk sowie See- und Flugverkehr und außerdem in der Satellitensteuerung eingesetzt wurde, findet zunehmend Anwendung bei der Automation von Verwaltungsvorgängen der Industrie und Banken, bei der Erzeugung, Übertragung und Umformung von Energie. Die motorische Antriebstechnik und die Prozeßautomatik in der Verfahrenstechnik sind ebenfalls ohne die neuen Methoden zur Ermittlung der größtmöglichen Wirtschaftlichkeit mit Hilfe elektronischer Rechenanlagen nicht mehr denkbar.

Außerordentlich erweitert wird das Gebiet der industriellen Anwendung beispielsweise auch durch die Möglichkeiten der unmittelbaren Einwirkung bewegter Elektronen auf Werkstoffe oder die Zustandserfassung mit elektronischen Sensoren. Selbst in sogenannten rauen Betrieben hat die Festkörpertechnik der Halbleiter (Dioden, Transistoren, steuerbare Siliziumventile usw.) sowohl im Schwach- als auch im Starkstrombereich wegen ihrer großen Betriebssicherheit bei minimalem Wartungsaufwand Eingang gefunden.

In den zwölf Hauptreferaten der Fachtagung wurde die Bedeutung dieser beiden Forderungen – Betriebssicherheit und geringer Wartungsaufwand – wiederholt hervorgehoben. Eine weitere Voraussetzung der industriellen Elektronik ist die Anpassungsmöglichkeit von in sich betriebssicheren elektronischen Systemen an vorhandene Fertigungs- und Verfahrens-

systeme durch Ein- und Ausgangskreise. Die heutige Impulstechnik erfordert einerseits ein Höchstmaß an Prellfreiheit von Kontakten, die mit minimalen Zeiten schalten, andererseits benötigen die Stellglieder zum Eingriff in die Verfahren leistungsstarke Ausgänge, die von den elektronischen Operationen galvanisch getrennt werden müssen.

Schwierigkeiten ergeben sich bei der Erfüllung der vierten Voraussetzung der industriellen Elektronik: Adaptierung von Maschinen und Prozessen. Handelsübliche Werkzeugmaschinen können die Möglichkeiten der Fertigungsgenauigkeit bei numerischen elektronischen Steuerungen kaum ausschöpfen, und bei Prozessen scheidet die Vollautomatisierung noch vielfach an der maschinellen Ausrüstung der Ventile, der Zwischenspeicherung und dergleichen, oder kurz gesagt, an den vielleicht noch nicht wirtschaftlich vertretbaren mechanischen und mit elektrischen Antrieben versehenen Transport- und Schaltgliedern.

Als fünfte und letzte Erkenntnis zum Thema ergab sich aus den Vorträgen und Diskussionen, daß die Konstruktion der elektronischen Steuerung an die Funktionsbedingungen angepaßt werden muß, in der Form etwa, daß Schaltungen in sehr komprimierte Räume von nur wenigen Zentimetern Seitenlänge eingebaut werden; die zunehmende Geschwindigkeit der Impulsfolge für Rechenoperationen fordert sehr kurze Verbindungen für die Übertragung innerhalb der Rechen- und Speicherelemente.

Die Veranstalter der diesjährigen Tagung beabsichtigen, auch in den kommenden Jahren derartige Tagungen zu veranstalten. So ist daran gedacht, im Jahre 1966 das Thema der Laser- und Masertechnik in den verschiedenen bis dahin weiterentwickelten Anwendungsformen zu behandeln und vielleicht im Jahre 1967 das Gebiet der Simulierteknik als Vorbereitungstechnik für die Prozeßautomatik für die verschiedensten Zwecke, nicht zuletzt in der Verfahrenstechnik und für spezielle Rechenverfahren sowohl mit Analog- als auch Digitaltechniken, in den Mittelpunkt des Interesses zu stellen.

Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planartransistoren für magnetische Tonabnehmer

DK 621.375.4: 681.84.081.47

1. Aufgabenstellung

Der Verstärker soll die Ausgangsspannung eines magnetischen Tonabnehmers von etwa 10...20 mV so verstärken, daß sie ungefähr so groß wird wie die Ausgangsspannung eines Kristall-Tonabnehmers, das heißt auf etwa 0,5 V. Außerdem muß im Verstärker die Schneidkennlinien-Entzerrung enthalten sein, die ein Kristall-Tonabnehmer bei richtigem Abschluß automatisch vornimmt. Der Aufwand an Bauelementen ist möglichst kleinzubehalten.

Die gewünschten technischen Daten des Verstärkers sind:

Eingangsspannung:	max. 20 mV _{eff}
Eingangswiderstand:	etwa 50 kOhm
Spannungsverstärkung bei 1 kHz:	etwa 50 ± 34 dB
Ausgangswiderstand:	etwa 10 kOhm
maximale unverzerrte Ausgangsspannung:	etwa 3 V _{eff} bei 10 kHz
Klirrfaktor:	< 0,5%
Störspannungsabstand:	80 dB

Der Frequenzgang soll, bezogen auf die Spannung am Eingang *E* des Verstärkers, gleich dem Spiegelbild der Schneidkennlinie für Stereo-Mikrorillenplatten nach DIN 45546 und DIN 45547 sein. Diese Kennlinie wird durch die Zeitkonstanten 76 µs, 318 µs und 3180 µs bestimmt. Abweichend von der Normkurve sollen die tiefen Frequenzen bei etwa 30 Hz um etwa 3 dB abgesenkt werden, um die vom Laufwerk erzeugten Rumpelgeräusche zu dämpfen.

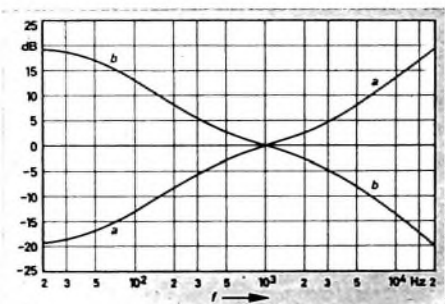


Bild 1. Schneidfrequenzgang für Stereo-Schallplatten (Kurve a) und erfordersicherer Entzerrfrequenzgang (Kurve b)

Der genormte Schneidfrequenzgang für Stereo-Mikrorillenplatten und der dazu spiegelbildliche ideale Entzerrfrequenzgang sind im Bild 1 dargestellt.

2. Entwurf des Stereo-Entzerrerverstärkers

2.1. Wirkungsweise der gewählten Schaltung

Jeder der beiden Kanäle enthält einen zweistufigen Transistorverstärker nach Bild 2. Die Transistoren *T1*, *T2* des Verstärkers sind direkt gekoppelt und arbeiten in Emitterschaltung, wobei der Arbeitspunkt durch zwei Gleichstromgegenkopplungen stabilisiert ist. Den gewünschten Frequenzgang der Spannungsverstärkung bewirkt ein Gegenkopplungsnetzwerk aus RC-Gliedern zwischen Collector des zweiten und Emitter des ersten Transistors.

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise seien zunächst die Kondensatoren *C1* und *C2* sowie der Widerstand *R2* entfernt, und *C4* sei durch einen 1000-µF-Elektrolytkondensator *C4'* ersetzt. Die Schaltung eines Verstärkers in dieser vereinfachten Form zeigt Bild 3. Beide Verstärkerstufen arbeiten jetzt ebenfalls in Emitterschaltung und sind nach wie vor direkt gekoppelt. Es sind zwei Gegenkopplungen vorhanden, die sowohl für Wechselstrom als auch für Gleichstrom wirksam sind. Infolge der Gleichstromgegenkopplung ist der Arbeitspunkt des Verstärkers praktisch unabhängig von Exemplarstreuungen der Transistoren und von Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Eine spannungsproportionale Spannungsgegenkopplung führt über einen Spannungsteiler vom Collector des Transistors *T2* (BFY 39 III) auf den Emitter von *T1* (BCY 50). Für Gleichstrom besteht der Gegenkopplungsnetzwerk aus den Widerständen *R1* (2 Megohm) und *R8* (10 kOhm), für Wechselstrom aus *R1* und dem Potentiometer *R0* (2 kOhm). Mit Hilfe von *R0* ist die Spannungsverstärkung bei 1 kHz auf 34 dB einzustellen. Allerdings wird damit gleichzeitig der Eingangswiderstand des Verstärkers verändert.

Eine stromproportionale Stromgegenkopplung bewirkt *R2* (270 kOhm), der zwischen Emitter von *T2* und Basis von *T1* angeordnet ist. Auch diese Gegenkopplung beeinflusst den Eingangswiderstand des Verstärkers.

Um nun den gewünschten Frequenzgang für die Schneidkennlinien-entzerrung zu erhalten, seien in den Spannungsteiler der Spannungsgegenkopplung parallel zu *R1* noch zwei Kondensatoren *C1* und *C2* sowie ein Widerstand *R2* eingefügt (Bild 4). Der Gesamtwiderstand

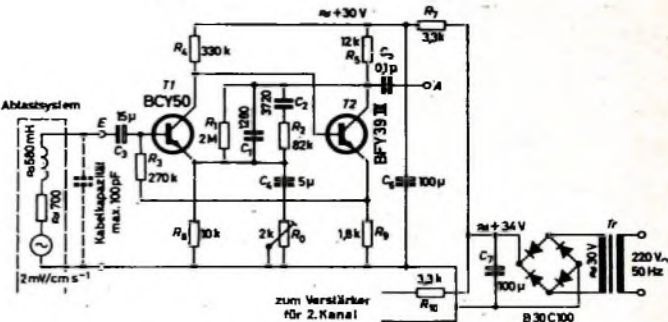


Bild 2. Schaltung des Stereo-Entzerrerverstärkers. Empfohlene Bauelemente: *C1*, *C2*, Styrolkondensatoren; *C3*, *C4*, Elektrolytkondensatoren für 3 V Betriebsspannung (zum Beispiel „TAAG 5/3“ und „TAAG 15/3“ von SEL); *C5*, *C6*, Elektrolytkondensatoren für 35/40 V; alle Schichtwiderstände und Trimmer für 1/4 W; Kern des Netztransformators *Tr* beispielsweise M 42

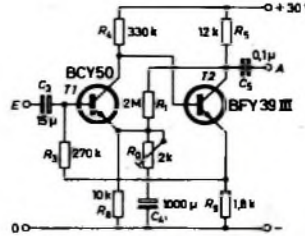


Bild 3. Vereinfachte Schaltung des Verstärkers ohne den Frequenzgangbestimmende Glieder

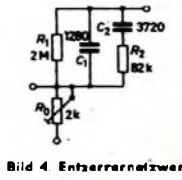


Bild 4. Entzerrnetzwerk

dieser Kombination hat — unter Berücksichtigung der Grundverstärkung des Verstärkers — den Frequenzgang, der für die Spannungsverstärkung gefordert ist. Die Spannungsverstärkung ist (mit Einschränkungen) dem Teilverhältnis des Gegenkopplungsnetzwerks proportional und hat somit gleichfalls den für die Schneidkennlinien-entzerrung gewünschten Frequenzgang.

Es fehlt jetzt noch die Tiefenabsenkung bei 30 Hz. Sie ist dadurch zu erreichen, daß *C4'* (1000 µF) in der Emitterschaltung von *T1* auf 5 µF verkleinert wird. Bei höheren Frequenzen ist der Blindwiderstand eines 5-µF-Kondensators klein gegenüber dem Potentiometer *R0* (2 kOhm) und deshalb zu vernachlässigen. Unterhalb 50 Hz kommt der Blindwiderstand des 5-µF-Kondensators in die Größen-

ordnung des Potentiometerwiderstandes und erhöht also den Widerstand des unteren Zweiges des Gegenkopplungsspannungsteilers; das bedeutet eine kleinere Spannungsverstärkung in diesem Frequenzbereich.

Die Rauschspannung von R_3 liegt bei offenem Verstärkereingang voll an der Basis des BCY 50. Das Rauschen wird wirksam durch den im Betrieb parallel zum Eingang liegenden Generatorwiderstand des Tonabnehmers reduziert, der bei tiefen Frequenzen, bei denen die Verstärkung am größten ist, einen Wert von rund 1 kOhm hat. Aus diesem Grund ist der Koppelkondensator C_3 am Eingang nicht auf die sonst übliche Weise nach der unteren Grenzfrequenz und dem Eingangswiderstand des Verstärkers zu bemessen, sondern nach einer Frequenz von ungefähr der Hälfte der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers und nach dem Generatorwiderstand des Tonabnehmers. Das ergibt hier etwa 15 μ F.

Im Interesse des geforderten Störabstandes von 80 dB muß die Versorgungsspannung sehr gut geregelt sein. Da jeder Verstärker nur etwa 1 mA aufnimmt, ist der Aufwand an Siebkondensatoren mit $3 \times 100 \mu$ F für beide Kanäle erträglich.

2.2. Berechnung der Schaltung

Um mit den verfügbaren zwei Transistoren eine hohe Verstärkung zu erreichen und stark gegenkoppeln zu können sowie um Siebmittel im Netzteil zu sparen, wird die Betriebsspannung mit 30 V ziemlich hoch gewählt.

2.2.1. Wahl der Transistoren und ihrer Arbeitspunkte

Im Interesse hohen Eingangswiderstandes ist der erste Transistor T_1 bei möglichst kleinem Collectorstrom zu betreiben. Günstig ist dafür der BCY 50, für den bei $U_{CE} = 1,5$ V und $I_C = 0,1$ mA eine Gleichstromverstärkung $B > 60$ garantiert wird. Der Collectorwiderstand R_4 ergibt sich für $I_C = 0,1$ mA zu 30 V : $0,1$ mA = 300 kOhm; gewählt werden 330 kOhm. Später ist noch zu berücksichtigen, daß über diesen Widerstand auch der Basisstrom des zweiten Transistors fließt und daß der Spannungsabfall an dem 330 kOhm Widerstand kleiner als 30 V sein muß.

Der zweite Transistor T_2 benötigt für einen gewünschten Ausgangswiderstand von etwa 10 kOhm einen Arbeitswiderstand in der gleichen Größenordnung, an dem etwa die halbe Betriebsspannung abfällt. T_2 wird also mit etwa 1,5 mA Collectorstrom betrieben und muß eine Sperrspannung von 30 V aushalten. Geeignet ist hierfür beispielsweise der BFY 39 III. Wenn der Collectorwiderstand zu 12 kOhm gewählt wird und die Gleichspannung am Collector zu 18 V, dann ist der Collectorstrom des BFY 39 III genau 1 mA. Dabei ist mit einer Gleichstromverstärkung $B > 140$ zu rechnen; der Basisstrom des BFY 39 III ergibt sich damit zu $I_B = I_C : B = 1$ mA : 140 = 7,1 μ A.

Jetzt sei die Spannung an der Basis des BFY 39 III zu 2,5 V angenommen; an R_4 (330 kOhm) müssen dann 27,5 V abfallen. Der Strom durch R_4 ist demnach 27,5 V : 330 kOhm = 83,3 μ A. Zieht man von diesem Wert den Basisstrom des BFY 39 III mit 7,1 μ A ab, dann verbleibt für den BCY 50 ein Collectorstrom von 76,2 μ A. Die Gleichstromverstärkung des BCY 50 ist bei $I_C = 76 \mu$ A > 55 , so daß in ihm ein Basisstrom von $I_B = I_C : B = 76 \mu$ A : 55 $\approx 1,4 \mu$ A fließt.

Der Widerstand R_3 zwischen der Basis von T_1 und dem Emittor von T_2 muß einerseits wesentlich größer als der zu 50 kOhm gewünschte Eingangswiderstand des Verstärkers, jedoch andererseits nicht zu groß sein, damit der Basisstrom des BCY 50 keinen zu hohen Spannungsabfall an R_3 verursacht. Bei einem Wert von 270 kOhm ist der Spannungsabfall an R_3 etwa $1,4 \mu$ A \cdot 270 kOhm ≈ 380 mV.

Ausgehend von einer Spannung 2,5 V an der Basis von T_2 ist bei einem gegebenen Spannungsabfall von 0,6 V an der Basis-Emittor-Strecke die Spannung am Emittor von T_2 etwa $2,5$ V $-$ $0,6$ V = 1,9 V; an der Basis von T_1 liegt dann (bei 0,38 V Spannungsabfall an R_3) eine Spannung von $1,9$ V $-$ $0,38$ V = 1,52 V, woraus sich schließlich bei einem gegebenen Spannungsabfall von 0,52 V an der Basis-Emittor-Strecke von T_1 an dessen Emittor eine Spannung von etwa $1,52$ V $-$ $0,52$ V = 1 V einstellt. Die Summe von Collectorstrom des BCY 50 ($\approx 76 \mu$ A) und Strom durch den Gegenkopplungswiderstand R_1 (etwa 18 V $-$ 1 V) : 2 Megohm = 8,5 μ A) muß demnach am Emittorwiderstand R_0 von T_1 einen Spannungsabfall

von 1 V erzeugen. Es ist 1 V : (76μ A + $8,5 \mu$ A) = 11,8 kOhm. Da bisher mit der Mindeststromverstärkung beider Transistoren gerechnet wurde, diese aber im Mittel etwa um den Faktor 1,5 größer ist, wird der endgültige Wert für den Emittorwiderstand von T_1 mit 10 kOhm gewählt. Für den BFY 39 III ergibt sich der Emittorwiderstand zu $1,9$ V : 1 mA = 1,9 kOhm; gewählt werden 1,8 kOhm.

2.2.2. Berechnung der Schallelemente für das Entzerrnetzwerk

Die Blockschaltung des Verstärkers ist im Bild 5 dargestellt.

$$v' = \frac{u_2}{u_e} \quad (1)$$

ist die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung ($\Re_1 \rightarrow \infty$).

$$v(p) = \frac{u_2}{u_1} \quad (2)$$

ist die Spannungsverstärkung bei der Frequenz / mit Gegenkopplung, wobei $p = j\omega = j2\pi f$.

Aus Bild 5 und Gl. (1) sowie Gl. (2) folgen

$$u_1 = u_e + u_2 \cdot \frac{R_0}{\Re_1 + R_0} = u_e + v' \cdot u_e \cdot \frac{R_0}{\Re_1 + R_0}, \quad (3)$$

$$u_1 = u_e \left(1 + v' \cdot \frac{R_0}{\Re_1 + R_0} \right) \quad (4)$$

Wenn man Gl. (4) in Gl. (2) einsetzt, erhält man

$$v(p) = \frac{u_2}{u_e} \cdot \frac{1}{1 + v' \cdot \frac{R_0}{\Re_1 + R_0}} = \frac{v'}{1 + v' \cdot \frac{R_0}{\Re_1 + R_0}} \quad (5)$$

Für $\Re_1 \gg R_0$ wird daraus

$$v(p) = \frac{v'}{1 + v' \cdot \frac{R_0}{\Re_1}} \quad (6)$$

Die Spannungsverstärkung v' läßt sich überschläglich wie folgt ermitteln: Die Spannungsverstärkung v_b von T_2 (BFY 39 III) ist etwa gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand in der Collectorleitung zum Emittorwiderstand, also $v_b = 12$ kOhm : 1,8 kOhm = 6,7. Hierbei wurde der innere Emittorwiderstand $r_e = U_T : I_B = 26$ mV : 1 mA = 26 Ohm vernachlässigt, da er klein gegen den äußeren Emittorwiderstand R_e (1,8 kOhm) ist.

Der Eingangswiderstand \Re_e an der Basis des BFY 39 III ist gleich dem Produkt Kleinsignalstromverstärkung \times Emittorwiderstand. Für $I_C = 1$ mA kann man beim BFY 39 III mit $\beta > 180$ rechnen, und somit ist $\Re_e = 180 \cdot 1,8$ kOhm = 330 kOhm. Der Arbeitswiderstand des BCY 50 ergibt sich aus der Parallelschaltung des Collectorwiderstandes R_4 (330 kOhm) und des vorstehend errechneten Eingangswiderstandes des BFY 39 III (ebenfalls 330 kOhm) zu 165 kOhm.

Die Spannungsverstärkung von T_1 folgt entsprechend aus dem Quotienten Arbeitswiderstand : Emittorwiderstand, wobei in diesem Fall als Emittorwiderstand die Summe von äußerem und innerem Emittorwiderstand einzusetzen ist, da im Gegensatz zur zweiten Stufe der innere Emittorwiderstand bei derart kleinem Collectorstrom ziemlich hoch ist und nicht gegenüber dem äußeren Emittorwiderstand vernachlässigt werden kann. Es ist demnach $r_e = 26$ mV : 76μ A = 340 Ohm und damit die Spannungsverstärkung des BCY 50 also

$$v_a = \frac{165 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{340 \text{ Ohm} + R_0}, \quad \text{wobei } R_0 \text{ später festgelegt wird}$$

Die Gesamtverstärkung ohne Gegenkopplung ist

$$v' = v_b \cdot v_a = 6,7 \cdot \frac{165 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{360 \text{ Ohm} + R_0} \quad (7)$$

Beim Aufnehmen einer Schallplatte wird vor die Schneiddose ein Vorverzerrer geschaltet. Dieser bewirkt, daß bei konstanter Tonfrequenzspannung am Eingang des Schneidverstärkers die Lichtbandbreite oder Schnelle der Schallplattenrinne den Frequenzgang α nach Bild 1 hat. Der Frequenzgang ist durch die drei Zeitkonstanten τ_1 ,

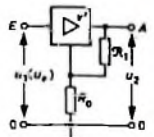


Bild 5 Blockschaltung des Entzerrverstärkers

τ_2 und τ_3 definiert. Die Ausgangsspannung eines magnetischen Tonabnehmersystems ist der Schnelle proportional. Taastet man also eine mit dem Frequenzgang a aufgenommene Schallplatte mit einem magnetischen System ab, dann hat auch die von dem Magnetaystem abgegebene Wechselspannung u_1 den Frequenzgang a , ausgedrückt durch die Gleichung

$$u_1 = k \cdot \frac{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)}{(1 + p \tau_2)} \quad (8)$$

Darin ist $p = j \omega = j 2 \pi f$ die Kreisfrequenz der Spannung u_1 und k eine Konstante, die die Empfindlichkeit des Tonabnehmersystems enthält.

Um die beim Schneiden der Schallplatte vorgenommene Vorverzerrung rückgängig zu machen, muß die Spannungsverstärkung des Entzerrungsverstärkers den zu a spiegelbildlichen Frequenzgang b haben, ausgedrückt durch die Gleichung

$$v_{(p)} = \frac{v'}{K} \cdot \frac{1 + p \tau_2}{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)} \quad (9a)$$

Darin ist $K = \frac{v'}{v_{(0)}}$ der Gegenkopplungsfaktor für $p = 0$, und es wird

$$v_{(p)} = v_{(0)} \cdot \frac{1 + p \tau_2}{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)} \quad (9b)$$

Aus den Gleichungen (6) und (9) erhält man

$$v_{(p)} = \frac{v'}{1 + v' \cdot \frac{R_0}{\mathfrak{R}_1}} = \frac{1 + p \tau_2}{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)} \cdot \frac{v'}{K} \quad (9c)$$

und daraus

$$1 + v' \cdot \frac{R_0}{\mathfrak{R}_1} = K \cdot \frac{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)}{1 + p \tau_2} \quad (9d)$$

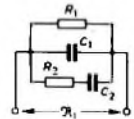


Bild 6. Gegenkopplungswiderstand \mathfrak{R}_1 .

Gl. (9d) ist eine Bestimmungsgleichung für \mathfrak{R}_1 . Wird für \mathfrak{R}_1 das Netzwerk nach Bild 6 gewählt, dann erhält man dafür

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{\mathfrak{R}_1} = \frac{1}{\frac{R_2}{R_3} + p C_2} + p C_1 + \frac{1}{R_1} \quad (10a)$$

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1 + p(C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_1) + p^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{1 + p C_2 R_2} \quad (10b)$$

Beim Einsetzen dieses Ausdrucks für $\mathfrak{R}_1 = 1/\mathfrak{R}_1$ in Gl. (9d) ergibt sich als Bestimmungsgleichung für C_1, C_2, R_1 und R_2

$$1 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot \frac{1 + p(C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_1) + p^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{1 + p C_2 R_2} = K \cdot \frac{1 + p(\tau_1 + \tau_3) + p^2 \tau_1 \tau_3}{1 + p \tau_2} \quad (11a)$$

und daraus Gl. (11 b).

$$1 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} + p \left[C_2 R_2 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} (C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_1) \right] + p^2 v' \cdot \frac{R_0}{R_1} C_1 R_1 C_2 R_2 = \frac{K + p K(\tau_1 + \tau_3) + p^2 K \tau_1 \tau_3}{1 + p \tau_2} \quad (11b)$$

Durch Koeffizientenvergleich gleicher Potenzen in p erhält man

$$1 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} = K, \quad (12a)$$

$$R_1 = R_0 \cdot \frac{v'}{K - 1}, \quad (12b)$$

$$C_2 R_2 = \tau_2, \quad (13a) \quad \text{und}$$

$$C_2 R_2 \left(1 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} \right) + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} (C_1 R_1 + C_2 R_1) = K(\tau_1 + \tau_3), \quad (13b)$$

$$\tau_2 \cdot K + v' \cdot R_0 (C_1 + C_2) = K(\tau_1 + \tau_3), \quad (13c)$$

$$C_1 + C_2 = \frac{K}{v' \cdot R_0} (\tau_1 + \tau_3 - \tau_2), \quad (14a)$$

$$v' \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot C_1 R_1 \tau_2 = K \tau_1 \tau_3, \quad (14b)$$

$$C_1 = \frac{K}{v' \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2}. \quad (15)$$

Der Ausdruck $\frac{v'}{K} = v_{(0)}$ ist nach Gl. (9a) die Verstärkung mit Gegenkopplung für $p = 0$. Mit dieser Abkürzung wird aus Gl. (15) dann

$$C_1 = \frac{1}{v_{(0)} \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2}. \quad (16)$$

Wenn man Gl. (16) in Gl. (14a) einsetzt, ergibt sich

$$C_2 = \frac{1}{v_{(0)} \cdot R_0} \left(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2 - \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2} \right). \quad (17)$$

Aus Gl. (13a) und Gl. (17) wird

$$R_2 = v_{(0)} \cdot R_0 \frac{\tau_2^2}{\tau_1 \tau_3 + \tau_2 \tau_3 - \tau_1 \tau_2 - \tau_2^2}. \quad (18)$$

Setzt man in Gl. (12b) $K = \frac{v'}{v_{(0)}}$ ein, dann folgt

$$R_1 = R_0 \frac{v_{(0)}}{1 - \frac{v_{(0)}}{v'}}. \quad (19)$$

Mit dem gewählten Netzwerk nach Bild 6 ist der vorgeschriebene Frequenzgang realisierbar. Die Bestimmungsgleichungen für C_1, C_2, R_1 und R_2 sind Gl. (16) bis Gl. (19).

Man sieht, daß C_1, C_2 und R_2 nicht von der Verstärkung v' ohne Gegenkopplung abhängen, wohl aber R_1 . Für den Fall $v' \gg v_{(0)}$ verschwindet auch diese Abhängigkeit, und Verstärkung und Frequenzgang des Verstärkers werden ausschließlich durch das Gegenkopplungsnetzwerk bestimmt.

Um C_1, C_2, R_1 und R_2 ausrechnen zu können, müssen zuerst $v_{(0)}$ und R_0 bestimmt werden. Wie schon erwähnt, ist $v_{(0)}$ die Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung bei der Frequenz $p = j \omega = 0$. Für $f = 1000$ Hz ist $v_{(1000)} = 60 \approx 34$ dB gefordert.

Aus Gl. (9a) wird

$$\left| \frac{v_0}{v_{(p)}} \right| = \left| \frac{(1 + p \tau_1)(1 + p \tau_3)}{1 + p \tau_2} \right|. \quad (20)$$

Mit $\tau_1 = 3180 \cdot 10^{-4}$ s, $\tau_2 = 318 \cdot 10^{-4}$ s und $\tau_3 = 75 \cdot 10^{-4}$ s sowie $p = j \omega = j 2 \pi 1000$ s⁻¹ ist dann

$$\left| \frac{v_{(0)}}{v_{(1000)}} \right| = \left| \frac{(1 + j 6280 \tau_1)(1 + j 6280 \tau_3)}{1 + j 6280 \tau_2} \right|, \quad (21a)$$

$$\left| \frac{v_{(0)}}{v_{(1000)}} \right| = \left| \frac{(1 + j 20)(1 + j 0,47)}{1 + j 2} \right| = 9,82. \quad (21b)$$

Damit wird $|v_{(0)}| = |v_{(1000)}| \cdot 9,82 = 50 \cdot 9,82 = 490$. (22)

Für 20 kHz ergibt sich

$$\left| \frac{v_{(0)}}{v_{(20000)}} \right| = \left| \frac{(1 + j 125,6 \cdot 10^3 \tau_1)(1 + j 125,6 \cdot 10^3 \tau_3)}{1 + j 125,6 \cdot 10^3 \tau_2} \right|, \quad (23a)$$

$$\left| \frac{v_{(0)}}{v_{(20000)}} \right| = \left| \frac{(1 + j 400)(1 + j 9,42)}{1 + j 40} \right| = 94,7 \quad (23b)$$

$$|v_{(20000)}| = \frac{|v_{(0)}|}{94,7} = \frac{490}{94,7} = 5,17. \quad (24a)$$

Nun läßt sich R_0 festlegen. Da bei 20 000 Hz $v' \gg v_{(20\,000)}$ ist, gilt

$$|v_{(20\,000)}| = \left| \frac{\mathfrak{R}_1}{R_0} \right| = 5,17. \quad (24b)$$

Der Widerstand \mathfrak{R}_1 liegt parallel zum Collectorwiderstand R_3 (12 kOhm) des zweiten Transistors T_2 . Er darf nicht zu klein sein, weil sonst der Aussteuerbereich des Transistors zu sehr verringert wird. Wählt man aber \mathfrak{R}_1 groß, dann wird zwangsläufig auch R_0 groß. Ein großer Widerstand R_0 setzt jedoch die Grundverstärkung v' zu sehr herab. Außerdem vermindert man dadurch die klirrfaktorherabsetzende Wirkung der Gegenkopplung, weil für diesen Fall R_0 mit dem Eingangswiderstand r_e von T_1 parallel liegt. Wählt man für $R_0 = 1,2$ kOhm, dann wird \mathfrak{R}_1

$$\begin{aligned} &\text{bei 20 000 Hz etwa } 6 \text{ kOhm,} \\ &\text{bei 15 000 Hz etwa } 8 \text{ kOhm und} \\ &\text{bei 10 000 Hz etwa } 12 \text{ kOhm.} \end{aligned}$$

Der Aussteuerbereich des BFY 39 III ergibt sich mit einem durchsteuerbaren Collectorstrom von etwa 2 mA_{as} und einem Arbeitswiderstand von 12 kOhm \parallel 12 kOhm = 6 kOhm zu

$$\frac{2 \text{ mA}_{as} \cdot 6 \text{ kOhm}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 4,25 \text{ V}_{eff} \text{ für } 10 \text{ kHz.}$$

ist also ausreichend groß.

Der Eingangswiderstand am Emitter des BCY 50 ist für die gegengekoppelten Klirrkomponenten des Ausgangssignals bei 70 μ A Collectorstrom etwa 400 Ohm zuzüglich des von der Basisseite dieses Transistors auf den Emitter transformierten Quellwiderstandes des Magnetsystems, der je nach Frequenz etwa zwischen 100 Ohm und 10 kOhm liegen kann. Auf der Emittenseite erscheint der Quellwiderstand mit etwa 1 Ohm bis 100 Ohm (Division durch β), kann also gegenüber $r_e = 400$ Ohm vernachlässigt werden.

Aus dem Verhältnis $\frac{R_0}{r_e} = \frac{1,2 \text{ kOhm}}{400 \text{ Ohm}} = 3$ ist zu schließen, daß die

Wirkung der Klirrgegenkopplung etwa um den Faktor 3 kleiner ist als die der Frequenzganggegenkopplung.

Mit $R_0 = 1,2$ kOhm und $v_{(0)} = 490$ nach Gl. (22) ergibt sich aus Gl. (16) für C_1

$$C_1 = \frac{1}{490 \cdot 1200 \text{ Ohm}} \cdot \frac{3180 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot 75 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-6} \text{ s}} = 1,28 \text{ nF}$$

und aus Gl. (17) für C_2

$$C_2 = \frac{1}{490 \cdot 1200 \text{ Ohm}} \left(\frac{3180 \cdot 10^{-6} \text{ s} + 75 \cdot 10^{-6} \text{ s} - 318 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-6} \text{ s}} \right) = 3,72 \text{ nF.}$$

Mit Gl. (13a) ist dann

$$R_2 = \frac{318 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{3,72 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot \text{As/V}} = 85,5 \text{ kOhm; gewählt } 82 \text{ kOhm.}$$

Da R_0 inzwischen festliegt, läßt sich aus Gl. (7) die Gesamtverstärkung v' ermitteln zu

$$v' = 6,7 \cdot \frac{165 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{360 \text{ Ohm} + 1200 \text{ Ohm}} = 710.$$

Tab. 1. Technische Daten des Stereo-Entzerrerverstärkers

Anschlußspannung:	220 V, 50 Hz (bzw. 30 - 32 V ₋)
Stromaufnahme:	etwa 3 mA - bei 30 V ₋) für beide Kanäle
Leistungsaufnahme:	etwa 2 VA bei 220 V, 50 Hz] zusammen
Spannungsverstärkung:	50 \pm 34 dB bei 1 kHz
Frequenzgang:	s. Bild 7; Abweichung von Bild 1 < 0,5 dB
Eingangswiderstand:	s. Bild 7
Klirrfaktor:	< 0,5%
Störspannungsabstand:	80 dB
maximale unverzerrte	
Ausgangsspannung:	4 V _{eff} bei 10 kHz
Ausgangswiderstand:	Der Ausgangswiderstand ist, ähnlich dem Eingangswiderstand, frequenzabhängig. Er liegt bei etwa 1 kOhm. Der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers sollte > 50 kOhm sein

Mit v' folgt R_1 aus Gl. (19) zu

$$R_1 = 1200 \text{ Ohm} \cdot \frac{490}{1 - \frac{490}{710}} = 1,9 \text{ MOhm.}$$

Der bisherige Gang der Rechnung bezog sich auf den genormten Frequenzgang nach DIN 45546 und DIN 45547. Im Gegensatz dazu soll der Verstärker eine zusätzliche Tiefenabsenkung erhalten. Zu diesem Zweck wird ein 5 μ F Kondensator C_4 in Reihe mit R_0 geschaltet. Der Gleichstromweg für den Emittierstrom des BCY 50 wird durch den parallel geschalteten 10-kOhm Widerstand R_8 wiederhergestellt. Infolge des Kondensators tritt bei

$$\omega = \frac{1}{R_0 \cdot C} = \frac{1}{1200 \text{ Ohm} \cdot 5 \cdot 10^{-6} \text{ As/V}} = 167 \text{ s}^{-1}$$

entsprechend $f = 26,5$ Hz ein Verstärkungsabfall um 3 dB gegenüber der Normkurve ein. Nach tieferen Frequenzen hin nimmt der Abfall zu.

3. Schlussbetrachtung und technische Daten des Verstärkers

Es läßt sich aus der Berechnung der Schaltung ersehen, daß ein Kompromiß zwischen Aussteuerbereich bei hohen Frequenzen und Wirksamkeit der Gegenkopplung bei tiefen Frequenzen geschlossen werden muß. Die Verstärkungsreserve bei tiefer Frequenz, $\frac{v'}{v_{(0)}} = \frac{710}{490} = 1,45$,

ist gering, so daß der Gegenkopplungsfaktor klein ist und deshalb Störungen der Bauelemente einen (wenn auch kleinen) Einfluß auf die Entzerrerkurve haben. Vermeiden läßt sich dies, wenn man eine Verstärkerstufe mehr vorsieht und dadurch stärker gegenkoppeln kann. Weiterhin ist der Eingangswiderstand frequenzabhängig und zwar (auf Grund der frequenzabhängigen Gegenkopplung) spiegelbildlich zur Verstärkung; das zeigt Bild 7. Bedenklich

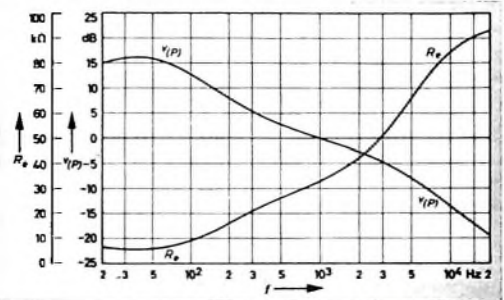


Bild 7. Frequenzgang der Spannungsverstärkung und des Eingangswiderstandes des beschriebenen Verstärkers

für die Wiedergabequalität ist diese Frequenzabhängigkeit des Eingangswiderstandes nicht, da bei tiefen Frequenzen und entsprechend kleinem Eingangswiderstand auch der Generatorwiderstand und die Ausgangsspannung des Abtastsystems klein sind. Es wird also weder ein Verstärkungsabfall noch eine zu hohe Rückstellkraft im Magnetsystem auftreten. Bei hohen Frequenzen, bei denen der Generatorwiderstand des Abtastsystems hoch ist, ist auch der Eingangswiderstand des Verstärkers hoch und sichert eine einwandfreie Wiedergabe der Höhen.

Einen praktisch konstanten Eingangswiderstand kann man durch den schon erwähnten Mehraufwand einer zusätzlichen Verstärkerstufe erkaufen. Der echte Eingangswiderstand des dreistufigen Verstärkers ist sehr hoch, und man schaltet dann parallel zum Eingang einen 50-kOhm-Widerstand.

Die mit dem Verstärker, dessen Schaltung bereits im Bild 2 wiedergegeben wurde, erreichten technischen Daten sind in Tab. 1 zusammengestellt.

Schrittum

- [1] DIN 45546, Schallplatte St 45 (Stereo Schallplatte für 45 U/min), Nov. 1962; DIN 45547, Schallplatte St 33 (Stereo Schallplatten für 33 1/2 U/min), Nov. 1962
- [2] Kämmer, H. W.: Die Dimensionierung von Schneidkennlinien Entzerrern. Funk Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 20, S. 688 - 690
- [3] Graumann, H. O.: Schallplatten-Schneidkennlinien und ihre Entzerrung. Funkchau Bd. 30 (1968) S. 359 - 362 u. 366

Neuartige Konzeption einer Hi-Fi-Stereo-Anlage der Spitzenklasse

Betrachtet man das heutige Angebot auf dem Hi-Fi-Stereo-Markt, dann stellt man fest, daß der Aufbau von Hi-Fi-Anlagen weitgehend standardisiert ist. Das „Komponenten“-Schema hat sich allgemein durchgesetzt. Üblicherweise besteht eine Hi-Fi-Anlage heute aus Abspielgerät, Verstärker und Lautsprecher, wozu gegebenenfalls noch ein UKW-Tuner und ein Tonbandgerät kommen. Diese Geräte sollen, auch wenn sie von verschiedenen Herstellern stammen, untereinander beliebig kombinierbar und austauschbar sein, um jeden individuellen Wunsch des Käufers erfüllen zu können. Das setzt voraus, daß an den „Nahtstellen“ der einzelnen Geräte die elektrischen Anschlußwerte zueinander passen (Anpassung) und daß der Frequenzgang eines jeden Gerätes für sich linear ist.

1. Problematik des linearen Frequenzgangs

Während die Einhaltung bestimmter Eingangswerte und Ausgangsimpedanzen bei den einzelnen Gliedern der Übertragungskette im allgemeinen keine allzu großen Schwierigkeiten macht, wirft die Linearisierung des Frequenzgangs in dem notwendigerweise breiten Übertragungsbereich der Hi-Fi-Anlagen mancherlei Probleme auf, die sich im Aufwand auswirken und damit notwendigerweise auch im Preis. Besonders kritisch ist der Übergang vom Endverstärker zum Lautsprecher. Es hat sich eingebürgert, den Frequenzgang des Verstärkers weitgehend zu linearisieren. Will man diesen Vorteil für die akustische Wiedergabe voll ausnutzen, dann bedarf es dazu eines Lautsprechers oder einer Lautsprecherkombination, deren Übertragungsmaß in dem gewünschten Übertragungsbereich ebenfalls linear ist.

Eine solche Lautsprecheranordnung herzustellen, bedeutet aber einen erheblichen Aufwand. Nicht ohne Grund ist man deshalb in weiten Bereichen der Studio-technik schon seit vielen Jahren einen anderen Weg gegangen. Hier baut man Endverstärker und Lautsprecher zu dem sogenannten Abhörschrank zusammen und hat damit die Möglichkeit, den resultierenden Frequenzgang von Endverstärker plus Lautsprecher gemeinsam zu linearisieren. Diese Lösung bietet erhebliche

2. Hi-Fi-Anlage „HS 303“ mit akustisch gemessenem Über-alles-Frequenzgang

In Deutschland hat Sennheiser electronic jetzt den Mut gehabt, dieses bewährte Prinzip der Studioteknik in konsequenter Weiterentwicklung auf eine Hi-Fi-Anlage der Spitzenklasse zu übertragen. In Hannover sah man auf der diesjährigen Messe eines der ersten Muster der neuen „Philharmonic“-Anlage „HS 303“. Was auf dem Messestand an technischen Zahlenwerten für den Fachmann imponierend war, fand seine volle akustische Bestätigung anlässlich einer Vorführung dieser Anlage.

Charakteristisch für die neue Hi-Fi-Anlage ist, daß jede der beiden Laut-

3. Aufbau

Die Gesamtanlage (Bild 2) besteht aus dem Stereo-Mischverstärker „VMS 303“, dem Stereo-Regleteil „VRS 303“ und den beiden Leistungsstrahlern „VKL 303“.

3.1. Stereo-Mischverstärker „VMS 303“

Der Stereo-Mischverstärker (Bild 3) hat Anschlüsse für alle praktisch in Frage kommenden Tonspannungsquellen: 2 x Mikrofon (2 mV an 50 kOhm), magnetische Tonabnehmer (2,5 mV an 50 kOhm), Tonband (220 mV an 100 kOhm), Radio (2 mV an 50 kOhm), Tuner (500 mV an 120 kOhm). Der Eingang des linken

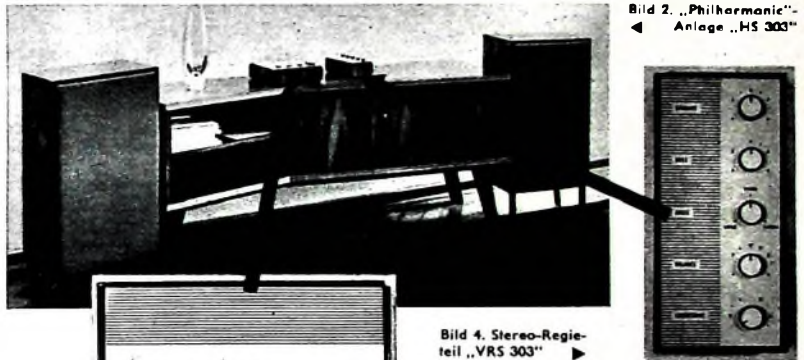


Bild 2 „Philharmonic“-Anlage „HS 303“

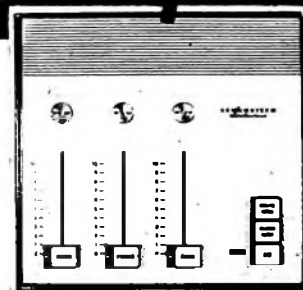
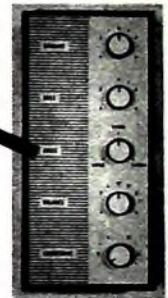


Bild 3 Stereo-Mischverstärker „VMS 303“

Bild 4 Stereo-Regleteil „VRS 303“



Schieberegler mit der Bezeichnung „Radio“ ist für den Anschluß eines Tuners, der Diodenbuchse eines Rundfunkempfängers oder auch eines Mikrofons ausgelegt. Der Eingang des mittleren Schiebereglers „Phono“ ist sowohl für magnetische als auch für Kristall-Tonabnehmer entzerrt, kann aber auch für den zweiten Stereo-Mikrofonanschluß benutzt werden. Der rechte Schieberegler „Band“ ist ausschließlich für das Stereo-Tonbandgerät (Aufnahme und Wiedergabe) bestimmt.

Jedem dieser drei mischbaren Kanäle ist ein Pegelregler vorgeschaltet, der sich von außen mittels Schraubenziehers oder Münze so einstellen läßt, daß alle drei Kanäle bei gleichen Stellungen der Schieberegler gleiche Lautstärke ergeben. Daneben enthält der „VMS 303“ noch ein durch Drucktaste einschaltbares Rumpelfilter mit 3 dB Dämpfung bei 60 Hz und 15 dB Abfall je Oktave sowie ein Rauschfilter mit 3 dB Dämpfung bei 6 kHz und ebenfalls 15 dB Abfall je Oktave. Unter diesen beiden Tasten auf der rechten Seite des Stereo-Mischverstärkers ist die Aus-Taste angeordnet.

sprecherkombinationen mit je einem transistorisierten 30-W-Endverstärker zu einer „Leistungsstrahler VKL 303“ genannten Einheit zusammengefaßt ist. Damit ist es jetzt auch dem Hi-Fi-Freund möglich, eine Spitzenanlage zu bekommen, deren Über-alles-Frequenzgang einschließlich der Lautsprecher linear ist. Diese Konzeption ermöglicht es, jeder Anlage eine individuell aufgenommene Frequenzkurve mitzugeben, die den Frequenzgang von der Eingangsspannung bis zu dem von den Leistungsstrahlern abgegebenen Schalldruck registriert. Bild 1 zeigt einen typischen Über-alles-Frequenzgang der „HS 303“.

Hier hat Sennheiser electronic einen Weg beschritten, der dem Käufer einer hochwertigen Hi-Fi-Anlage ein ganz objektives Bild von der Qualität der Anlage gibt. Üblicherweise hörte bisher die Diskussion über den Frequenzgang einer Wiedergabeanlage am Ausgang des Endverstärkers auf. Der Frequenzgang des Lautsprechers war tabu, obwohl seit vielen Jahrzehnten bekannt ist, daß der Lautsprecher immer noch das schwächste Glied jeder elektromechanischen Übertragungskette ist.

3.2. Stereo-Regleteil „VRS 303“

Der dem Stereo-Mischverstärker „VMS 303“ nachgeschaltete Stereo-Regleteil „VRS 303“ (Bild 4) ist gewissermaßen der Summenkanal, in dem alle die Einstellorgane untergebracht sind, die das Gesamtklangbild beeinflussen sollen, also vor allem der Lautstärkereglern sowie der Höhenregler (bei 20 kHz \pm 15 dB) und der Tiefenregler (bei 30 Hz \pm 15 dB). Außerdem findet man hier den Balanceregler und den Regler für die Basisbreite. Während bei dem be-

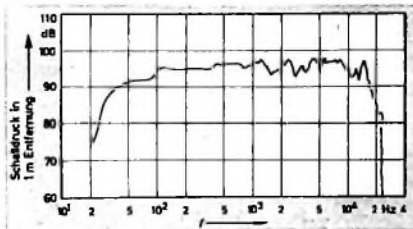


Bild 1 Akustischer Über-alles-Frequenzgang der Hi-Fi-Stereo-Anlage „HS 303“

Vorteile, wenn man beste Wiedergabequalität erreichen will. Es lag deshalb nahe, diesen Weg auch für die Spitzenklasse der Hi-Fi-Geräte zu beschreiten, wobei eigentlich nur erstaunlich ist, daß man sich zu diesem Schritt nicht schon längst in größerem Umfang entschlossen hat.

kannten Sennheiser-Verstärker „VKS 604“ die Basisbreite in 5 Stufen umschaltbar war, ist bei der neuen Anlage die Basisbreite kontinuierlich einstellbar. Sie kann also ganz nach dem persönlichen Empfinden des Hörers eingestellt werden.

Mischverstärker und Regieteil sind über ein 5 m langes flexibles Kabel miteinander verbunden. Durch diese Aufteilung hat man gleichzeitig eine gerade für Stereo-Anlagen ideal zu nennende Möglichkeit der Fernbedienung erreicht, weil man jetzt alle den Höreindruck bestimmenden Größen vom Sitzplatz des Zuhörers aus einstellen kann – ein Vorteil, den insbesondere der Stereo-Hörer zu schätzen weiß.

3.3. Leistungsstrahler „VKL 303“
Das Stereo-Ausgangssignal des Regieteils wird den beiden erwähnten Leistungsstrahlern „VKL 303“ zugeführt. Die geschmackvollen Nußbaumgehäuse sind so gestaltet, daß sie sich sowohl in moderne Regalwände einstellen oder auch beliebig im Raum aufstellen lassen.

Der elektrische Frequenzgang der Gesamtanlage ist im Bereich 20 Hz – 35 kHz ± 1 dB linear. Den garantierten Klirrfaktorverlauf zeigt Bild 5. Daraus ersieht man, daß für Ausgangsleistungen bis zu 20 W der

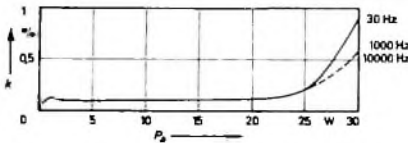


Bild 5. Klirrfaktor für 30 Hz, 1000 Hz und 10000 Hz als Funktion der Ausgangsleistung

Klirrfaktor im gesamten Frequenzbereich praktisch bei 0,1 % liegt, erst bei 25 W die 0,2 %-Grenze überschreitet und selbst bei der maximalen Ausgangsleistung von 30 W noch unter 1 % bleibt. Die Intermodulation nach DIN 45 503, gemessen bei Vollaussteuerung mit 250 8000 Hz und Pegelverhältnis 4 : 1, ist $\approx 0,7$ %.

Dem Lautsprecher als dem schwächsten Glied jeder Hi-Fi-Kette hat man viel Sorgfalt gewidmet. Üblicherweise fällt der Schalldruck eines dynamischen Lautsprechers unterhalb der Resonanzfrequenz mit ω^2 ab, während die Frequenzkurve oberhalb der Resonanzfrequenz annähernd linear verläuft. Diese Verhältnisse gelten aber nur für Lautsprecher mit verhältnismäßig geringer Dämpfung. Erhöht man die Dämpfung, indem man den Innenwiderstand des Verstärkers sehr klein, den Magnetfluß des Lautsprechers groß und die schwingende Masse klein macht, so erhält man einen Frequenzgang, der in der Nähe der Resonanzfrequenz mit ω ansteigt und in dem man die Resonanzfrequenz nicht mehr erkennt. Eine hohe Dämpfung des Lautsprechers ist zur Verringerung der Einschwingverzerrungen sehr erwünscht.

Beim sogenannten Kompakt-Lautsprecher das heißt einem Lautsprecher mit verhältnismäßig kleinem Gehäuse, ist die Steife

des eingeschlossenen Luftvolumens meist um ein Mehrfaches größer als die Steife der Membraneinspannung. Das bedeutet, daß die Eigenfrequenz des Lautsprechers nur durch das Luftvolumen und durch die Masse des schwingenden Systems bestimmt wird. Bei gegebenem Luftvolumen und gegebener Membranfläche läßt sich deshalb die Resonanzfrequenz nur durch Vergrößerung der schwingenden Masse herabsetzen – eine Maßnahme, von der man bei Kompakt-Lautsprechern Gebrauch macht.

Als Folge der Massenbelastung gewinnt man bei den tiefsten Frequenzen an Wirkungsgrad praktisch nichts, während er bei mittleren und hohen Frequenzen erheblich herabgesetzt wird. Verdoppelt man beispielsweise die Masse des schwingenden Systems, dann verschiebt sich die Resonanzfrequenz um $\sqrt{2}$, und bei mittleren Frequenzen erhält man nur noch den halben Schalldruck. Das bedeutet, daß man die Leistung des Verstärkers um den Faktor 4 heraufsetzen muß, um bei mittleren Frequenzen wieder den gleichen Schalldruck zu erreichen. Außerdem wird infolge der Massenbelastung die Dämpfung verringert und die nichtlinearen Verzerrungen steigen ebenfalls an.

Alle Lautsprecher haben bei tiefen Frequenzen infolge der verhältnismäßig großen Membranhöhe und der Inhomogenität des magnetischen Feldes nichtlineare Verzerrungen in der Größenordnung von 10 Prozent. Die Verzerrungen der Kompakt-Lautsprecher sind wegen der verhältnismäßig kleinen Membrandurchmesser meist wesentlich größer als bei Lautsprechern mit großer Membran. Als Klirrfaktor sind diese Verzerrungen von nicht allzu großer Bedeutung, da das Ohr bei tiefen Frequenzen gegenüber Oberwellen relativ unempfindlich ist, wogegen die Intermodulation zwischen den tiefen und den mittleren Frequenzen schon stärker hörbar wird.

Lautsprecher haben meistens auch bei mittleren Frequenzen einen erheblichen Klirrfaktor. Hauptursache dafür sind Teil-schwingungen zwischen der Schwingspule und den verschiedenen Teilen der Membran. Da der Beschwerungsring gewöhnlich durch den Schwingspulenhalss von der Schwingspule getrennt ist, treten auch zwischen diesen beiden Massen Schwingungen mit stark nichtlinearem Verhalten auf. Infolgedessen ergeben sich im mittleren Frequenzbereich zum Teil ungewöhnlich große Klirrfaktorerwartete.

Aus all diesen Gründen hat man hier von der Massenbelastung der Lautsprecher-membran Abstand genommen und statt dessen den Frequenzgang elektrisch entzerrt. Um diese Entzerrung genau durchführen zu können, ist der Endverstärker mit dem Lautsprecher baulich vereinigt.

Am Eingang des Endverstärkers liegt eine umschaltbare Entzerrung, die „Raumkorrektur“ (Bild 6). Der im schalltoten Raum gemessene Frequenzgang ist nämlich keineswegs für die Wiedergabe maßgebend, weil der Wiedergaberaum selbst und die Aufstellung der Lautsprecher im Raum wesentlichen Einfluß auf den Fre-



Bild 6. Einstellbare Raumkorrektur (Knopf links oben) an der Rückseite des „VKL 303“

quenzgang haben. Steht der Lautsprecher beispielsweise an einer Wand, so braucht er nur in eine Halbkugel zu strahlen, und der Schalldruck steigt in einer bestimmten Entfernung vom Lautsprecher bei tiefen Frequenzen um 3 dB an. Bei hohen Frequenzen tritt dieser Anstieg nicht auf, weil der Lautsprecher hier gebündelt abstrahlt. Analog dazu erhält man bei Aufstellung des Lautsprechers in der Wandkante eine Tiefenanhebung um 6 dB und bei Aufstellung in einer Wanddecke eine Anhebung um 9 dB. Diese Effekte sind bei der Dimensionierung der „Raumkorrektur“ berücksichtigt worden, so daß man für jeden Betriebsfall einen geradlinigen Frequenzgang erhält, wobei auch der Frequenzbereich unterhalb der Lautsprecherresonanz linearisiert ist. Infolge der starken Dämpfung des Lautsprechers durch den kleinen Innenwiderstand des Verstärkers ist die Lautsprecherresonanz nicht mehr zu erkennen, und man kann die Entzerrung des Frequenzgangs unterhalb der Lautsprecherresonanz mit einem RC-Glied durchführen.

Die Ersatzschaltung eines dynamischen Lautsprechers ist einschließlich des akustischen Strahlungswiderstandes eine reine Abzweigschaltung und damit ein Netzwerk minimaler Phase. Da die Entzerrungsschaltung ebenfalls ein Netzwerk minimaler Phase ist, wird mit der Entzerrung des Amplitudengangs gleichzeitig der Phasengang entzerrt, so daß das Einschwingverhalten der Gesamtanlage bei tiefen Frequenzen keinesfalls ungünstiger ist als bei irgendeinem anderen Element der Übertragungskette. Durch all diese Maßnahmen hat man erreicht, daß auch bei hohen Frequenzen die Einschwingverzerrungen sehr klein sind (Bild 7).

Mit der „Philharmonic“-Anlage „HS 303“ scheint uns der deutsche Markt um eine beachtenswerte Hi-Fi-Anlage bereichert zu sein. Sie ist ein Beispiel dafür, daß auch bei einer hochentwickelten Technik immer noch weitere Verbesserungen möglich sind, wenn man nur den Versuch macht, mit konventionellen Vorstellungen zu brechen und eigene Wege zu gehen. Verstärker und Lautsprecher dieser Anlage enthalten mancherlei neuartige Ideen, über die im Augenblick im Detail noch nicht berichtet werden kann. Die Hörproben haben aber eindeutig gezeigt, daß hier wirklich eine Anlage der Spitzenklasse entstanden ist. Was könnte – abgesehen von allen gemessenen Daten – den Musikkenner wohl mehr überzeugen, als wenn er bei Tonbandaufnahmen der Schallplattenindustrie die infolge mehrfacher Einspielungen auftretenden geringen Qualitätseinbußen mit bisher kaum gehörter Deutlichkeit erkennt. -th

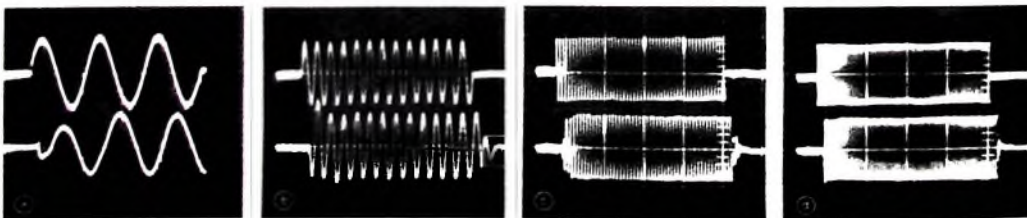


Bild 7. Akustisches Einschwingverhalten der „Philharmonic“-Anlage: a) 60 Hz, b) 250 Hz, c) 1000 Hz, d) 15000 Hz

Störspannungssicherheit durch Schutzschirmtechnik

In größeren Meß- oder Nachrichtenanlagen müssen häufig Spannungen zwischen Geräten, die an verschiedenen Orten stehen, übertragen werden. Je größer die Entfernung, um so eher besteht die Gefahr, daß unterschiedliche Erdpotentiale und Kabeleinflüsse das Übertragene Signal verfläichen. Schaltungen mit Schutzschirm verringern solche Störungen. Der Aufsatz zeigt Wege, Störspannungen möglichst weitgehend zu reduzieren.

Störeinfluß auf Schaltungen ohne Schutzschirm

Wenn zwei Geräte in konventioneller Weise miteinander verbunden werden, um ein Signal von einem Gerät auf das andere zu übertragen, treten Störungen dadurch auf, daß zwischen der Erde (Nulleiter) des Gebers und der des Empfängers eine Spannungsdifferenz besteht, die sich auf das übertragene Signal voll auswirkt (Bild 1). Die gesamte Störspannung U_S

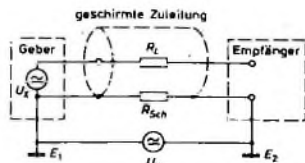


Bild 1. Herkömmliche Verbindung von Geber und Empfänger mit unterschiedlichem Erdpotential; U_X Signalspannung, U_S Störspannung, E_1 Gebererde, E_2 Empfängererde, R_L Widerstand der Meßleitung, R_{Sch} Widerstand der Abschirmung

liegt hier an der als Rückführung dienenden Abschirmung mit dem Widerstand R_{Sch} , während am Leitungswiderstand R_L keine vergleichbare Spannung abfällt. Man könnte nun versuchen, eine der beiden „Erden“ nicht anzuschließen. In diesem Fall würden jedoch kapazitiv oder galvanisch am Geber oder am Empfänger eingespeiste Ströme einen Spannungsabfall an R_{Sch} verursachen, der die gleiche Wirkung wie die erwähnte Spannungsdifferenz hätte: Das übertragene Signal würde beeinflusst werden.

Prinzip der Schutzschirmtechnik

Eine Verfläschung des Signals läßt sich vermeiden, wenn man nur eines der beiden Geräte erdet und das Einspeisen von Fehlströmen am anderen verhindert. Diesem Zweck dient die Schutzschirmtechnik. Da sie hauptsächlich in der Meßtechnik angewandt wird, wobei dasselbe Meßgerät (Empfänger) mit verschiedenen Meßspannungsquellen (Gebern) verbunden wird, erdet man meistens den Geber und verhindert das Einspeisen von Fehlströmen am Empfänger.

Auf der Geberseite wird dann kein zusätzlicher Aufwand benötigt. Nachstehend wird deshalb das Verfahren mit geerdetem Geber behandelt. Die Schutzschirmtechnik beruht in dieser Form darauf, daß der Schutzschirm (englisch: guard) Verbindungsleitungen und Empfängerzugang gegen Einflüsse der Störspannung abschirmt. Stromversorgung und Signale werden von Transformatoren übertragen.

Man erkennt im Bild 2, daß die Schutzschirmtechnik den Empfänger in eine Eingangseinheit und eine Ausgangseinheit unterteilt, die miteinander nur über Transformatoren verbunden sind. Der die Eingangseinheit umgebende Schutzschirm trennt auch die Primär- und Sekundärwicklungen dieser Transformatoren. Die

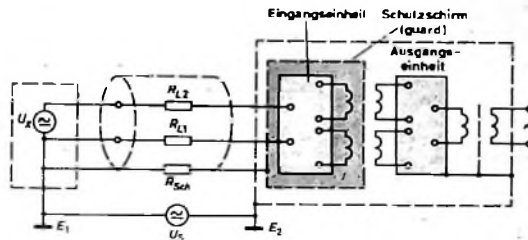


Bild 2. Aufbau einer Anordnung in Schutzschirmtechnik: R_L Widerstand der Leitung zwischen Gebererde und Masse der Eingangseinheit, R_L Widerstand der Leitung zwischen Ausgangs-Geber und Hochpunkt der Eingangseinheit (entspricht R_L im Bild 1)

vom Schutzschirm gebildete Abschirmung wird jedoch nie vollständig sein. Auch entstehen infolge des konstruktiven Aufbaus Kapazitäten zwischen Eingangseinheit und Schutzschirm sowie zwischen Schutzschirm und Erde des Empfängers. Derartige Kapazitäten können sowohl auf die Masse als auch auf den Hochpunkt der Eingangseinheit Störströme einstreuen. Die Zusammenhänge zeigt Bild 3; die Transformatoren sind dort der Übersichtlichkeit wegen nicht eingezeichnet.

Größe der durch den Schutzschirm reduzierten Störspannung

Rei Anlagen in Schutzschirmtechnik wird nun nicht mehr die volle Störspannung U_S , sondern nur noch die durch den guard wesentlich verkleinerte Spannung U_{SD} , die mit Hilfe der Maschengleichungen an Hand des Ersatzschaltbildes berechnet werden kann (Bild 4). U_S ist hier eine

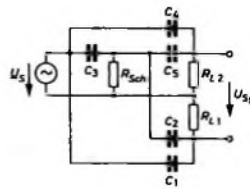


Bild 4. Ersatzschaltbild der Schutzschirmschaltung

sinusförmige Wechselspannung der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Bgnügt man sich, die Spannung U_{SD} näherungsweise anzugeben, dann erhält man den relativ einfachen Ausdruck nach Gl. (1) oder in Absolutwerten nach Gl. (2).

$$U_{SD} \approx U_S [j\omega(R_{L2}C_4 - R_{L1}C_1) - \omega^2 R_{Sch}C_3(R_{L2}C_3 - R_{L1}C_1)] \quad (1)$$

$$U_{SD} \approx U_S \sqrt{\omega^2(R_{L2}C_4 - R_{L1}C_1)^2 + \omega^4 [R_{Sch}C_3(R_{L2}C_3 - R_{L1}C_1)]^2} \quad (2)$$

Die Näherung gibt die wirklichen Verhältnisse gut wieder, solange man die Voraussetzungen treffen kann

$$R_{L1} \ll \frac{1}{\omega C_1}, \quad R_{L2} \ll \frac{1}{\omega C_2};$$

$$R_{L2} \ll \frac{1}{\omega C_4}, \quad R_{L1} \ll \frac{1}{\omega C_3};$$

$$R_{Sch} \ll \frac{1}{\omega(C_3 + C_5)}, \quad R_{Sch} \ll \frac{1}{\omega C_3}$$

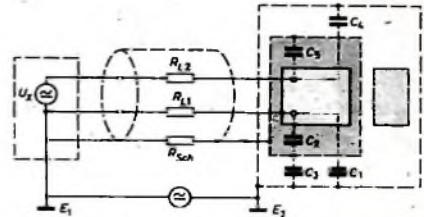


Bild 3. Kapazitätsverhältnisse der Schutzschirmschaltung: C_1 Kapazität zwischen Masse der Eingangseinheit und Empfängererde, C_2 Kapazität zwischen Masse Eingangseinheit und Schutzschirm, C_3 Kapazität zwischen Schutzschirm und Empfängererde, C_4 Kapazität zwischen Hochpunkt der Eingangseinheit und Empfängererde, C_5 Kapazität zwischen Hochpunkt der Eingangseinheit und Schutzschirm

Nicht Bedingung für die Gültigkeit der Näherung (wohl aber durch konstruktiven Aufbau erstrebenswert) sind - wie noch ausgeführt wird - die Größenverhältnisse

$$C_1 \ll C_2, \quad C_4 \ll C_5$$

Die Beziehung für U_{SD} und die für sie notwendigen Bedingungen ergeben sich, wenn man die Differenz der an R_{L1} und R_{L2} stehenden Einzelspannungen bildet. Diese entstehen dadurch, daß die über die Kapazitäten C_1 oder C_4 durch die Störspannung U_S und die über die Kapazitäten C_2 oder C_5 durch die an R_{Sch} liegende Spannung $U_{R_{Sch}}$ hervorgerufenen Ströme über R_{L1} oder R_{L2} fließen und dort Spannungsabfälle bewirken.

Die Spannung $U_{R_{Sch}}$ leitet sich bei den genannten Bedingungen mit Hilfe der Spannungsteilerformel aus U_S ab.

$$U_{R_{Sch}} \approx U_S \cdot j\omega R_{Sch} C_3 \quad (3)$$

Die Phase von $U_{R_{Sch}}$ ist also gegen die von U_S um $\pi/2$ gedreht. Dadurch eilen auch

die durch $U_{R_{Sch}}$ über C_2 oder C_5 hervorgerufenen Ströme denen, die durch U_S über C_1 oder C_4 hervorgerufen werden, um $\pi/2$ voraus.

Die für die Verwendbarkeit der Näherungen genannten Bedingungen stellen - zumindest für tiefe Frequenzen - keine wesentliche Einengung der Rechnung dar. Sie sind nämlich praktisch immer erfüllt, wenn die Schaltung so dimensioniert ist, daß sie ihren Zweck erreicht, die Stör-

spannung also wesentlich verringert. Die Näherung liefert ein etwas ungünstigeres Ergebnis als die exakte Rechnung.

Möglichkeiten zur weiteren Verringerung der Störspannung

Aus den angeführten Beziehungen erkennt man, welche Möglichkeiten bestehen, die Störspannung U_{SD} zu verringern. Man könnte die Leitungswiderstände R_{L1} , R_{L2} und R_{Sch} möglichst klein machen. Das bedeutet jedoch hohen Aufwand an Leitungskupfer. Wirtschaftlicher ist es, die Kapazitäten C_1 , C_2 , C_3 , C_4 und C_5 kleinzuhalten. Besonders C_1 und C_4 müssen zum Unterdrücken einer oft recht hohen netzfrequenten Störspannung klein sein, was durch gute Schirmung – oft wohl auf Kosten einer Erhöhung der übrigen Kapazitäten – zu erreichen ist.

Weitere Möglichkeiten zum Verringern der Störspannung U_{SD} bestehen darin, den Brückencharakter der Schaltung auszunutzen (Bild 5). Im allgemeinen sind die

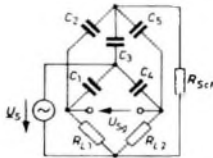


Bild 5. Ersatzschaltbild der Schutzschirmschaltung als Brücke dargestellt

Kapazitäten C_1 , C_2 und C_3 bei gegebenem Aufbau des Empfängers (Meßgerätes) und Zuführungskabels mit wirtschaftlichem Aufwand nicht beliebig zu verkleinern, während die Kapazitäten C_4 und C_5 durch Doppelmantelkabel und einen gut geschirmten Eingang der Eingangseinheit durchaus wesentlich kleiner als C_1 und C_2 gehalten werden könnten. Dies ist jedoch gar nicht immer zweckmäßig. Vielmehr sollte man folgende Werte anstreben:

$$\frac{C_4}{C_1} = \frac{R_{L1}}{R_{L2}}, \quad \frac{C_5}{C_2} = \frac{R_{L1}}{R_{L3}}$$

Würden diese Werte exakt erreicht, dann wäre $U_{SD} = 0$, die Störspannungsdämpfung also Unendlich. In der Praxis wird man sie durch Ausnutzen dieser Brückeneigenschaft um etwa 20 dB verbessern können.

Bei der Dimensionierung einer Anlage ist ferner zu beachten, daß die Kapazitäten nicht nur im Gerät konzentriert auftreten, sondern zum Teil als Kapazitätsbelag des Verbindungskabels zwischen Geber und Empfänger (Bild 6). Auch kann der Geber einen merklichen Innenwiderstand haben, der das Brückengleichgewicht stört, wenn man nicht für geeignete Abhilfe sorgt. Zum Abgleich der Brücke, also zur Unterdrückung der Störspannung U_{SD} , müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

$$\frac{C_1}{C_4} = \frac{C_2}{C_5} = \frac{c_{L1}}{c_{L2}} = \frac{r_{L2}}{r_{L1}} = \frac{R_1}{R_1^*}$$

Sind sie erfüllt, dann werden auch Störungen, die auf das Kabel einwirken, unterdrückt. Solche Einflüsse werden hauptsächlich kapazitiver Natur sein, da man zweckmäßigerweise ein Kabel verwendet, dessen äußerer Schirm noch mit einer Isolation umgeben ist.

Die Symmetriebedingungen können natürlich nicht eingehalten werden für ein Gerät an das wahlweise hochohmige unsymmetrische und niederohmige symmetrische Quellen angeschlossen werden. Aber es gibt einen brauchbaren Kompro-

miß. Man kann die Kapazitäten C_4 und C_5 möglichst kleinhalten und je nach der verwendeten Quelle verschiedene Kabel verwenden.

Im Vergleich zum Leitungswiderstand hochohmige, einseitig geerdete Quellen

gangseinheit. Dadurch werden Einstreuungen auf den Hochpunkt vermieden. Im Vergleich zum Leitungswiderstand niederohmige und symmetrische Quellen verbindet man mit dem Empfänger über ein abgeschirmtes symmetrisches Kabel.

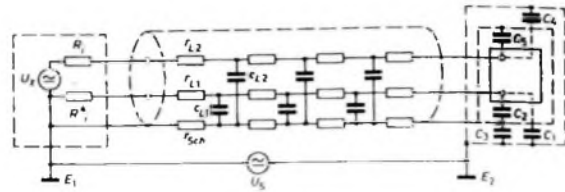


Bild 6. Anordnung in Schutzschirmschaltung unter Berücksichtigung weiterer Einflüsse von Geber und Verbindungskabel: R_1 Innenwiderstand des Gebers, R_1^* Kompensationswiderstand; r_{L1} Widerstandsbelag der Leitung zwischen Gebererde und Masse der Eingangseinheit (über R_1^*), r_{L2} Widerstandsbelag zwischen Ausgang Geber und Hochpunkt der Eingangseinheit; c_{L1} Kapazitätsbelag der Leitung zwischen Gebererde und Masse der Eingangseinheit, c_{L2} Kapazitätsbelag zwischen Ausgang Geber und Hochpunkt der Eingangseinheit

verbindet man mit dem Gerät über ein Doppelmantelkabel, das eine nicht zu hohe Kapazität zwischen den beiden Mänteln haben sollte. Der äußere Mantel bildet den Schutzschirm, der innere die Verbindung der Gebererde mit der Masse der Eingangseinheit ($R_1^* = 0$) und der Innenleiter die Leitung zwischen dem Ausgang des Gebers und dem Hochpunkt der Ein-

Über C_3 und die Kabelkapazitäten c_{L1} und c_{L2} einwirkende niederfrequente Störungen werden auf diese Weise kompensiert, nicht aber über C_1 und C_2 wirkende. Wird wegen extrem langer Leitungen oder hoher Widerstände R_1 und R_1^* auch die Kompensation dieser Störungen verlangt, dann können C_4 und C_5 in Form von Trimmern dargestellt und abgeglichen werden.

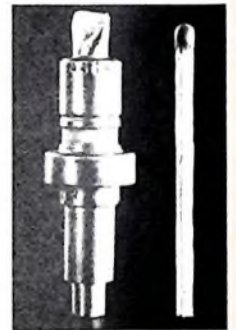
Scheibentriode RH 7 C-c als Senderöhre in der Marsonde „Mariner IV“

Seit dem 28. November 1964 ist die NASA-Raumsonde „Mariner IV“ auf dem Wege zum Mars. Am 14. Juli 1965, nachmittags 5 Uhr 10 min PST wird sie nach einer Flugzeit von etwa 230 Tagen am Mars in nur 9000 km Entfernung von dessen Oberfläche vorbeifliegen und bis dahin 556 000 000 Kilometer zurückgelegt haben.

„Mariner IV“ soll auf dem Flug durch den interplanetaren Raum wissenschaftliche Messungen durchführen. Von der Mars-Oberfläche werden Schwarzweiß-Bilder aufgenommen, und es wird versucht, Angaben über Druck und Höhe der Marsatmosphäre zu erfahren. Diese Informationen sowie Bahndaten der Marsonde werden mit einer Trägerfrequenz von etwa 2300 MHz über zwei Bordsender zur Erde gesendet. Der eine Sender ist mit einer amerikanischen Wanderfeldröhre, der andere mit der Siemens-Höchstfrequenz-Scheibentriode RH 7 C-c bestückt.

Die RH 7 C-c – ein Röhrentyp höchster Zuverlässigkeit und mit langer Lebensdauer – ist in Metall-Keramik-Technik aufgebaut, bei der durch genaues Schleifen und Lappen der Keramikisolation und engtolerierete Metallteile die erforderliche hohe mechanische und elektrische Präzision erreicht wird. Außer dem Kreuzspanngitter aus 10 µm vergoldetem Wolframdraht gehört die Metall-Kapillar-Katode (eine Vorratskatode) mit zu den wichtigsten Bauteilen dieser Röhre. Bei 2300 MHz gibt die RH 7 C-c mit 500 V Anodenspannung eine Dauerleistung von 8 bis 10 W ab und erreicht dabei den sehr hohen Wirkungsgrad von 40%. Sie verträgt Stöße von 200facher Erdbeschleunigung und muß eine dauernde statische Beschleunigung von 14 g aushalten können. Für die im „Mariner IV“ verwendete RH 7 C-c wurde in einem besonderen Ausleseprozeß, unter anderem durch eine Le-

Die Scheibentriode RH 7 C-c von Siemens im Größenvergleich mit einem Streichholz (etwa natürliche Größe)



bensdauerprüfung mit Röntgenkontrolle des Röhreninneren, ein ungewöhnlich hoher Zuverlässigkeitsgrad erreicht. Ein besonderes Problem bildete das Vermeiden mikroskopisch kleiner Metall- und Staubteilchen, die bei der Fertigung an der Oberfläche der inneren Systemteile haften bleiben können. Bei erdgebundenem Betrieb verursachen sie keine weiteren Störungen, im schwerelosen Raume aber schweben sie frei im Röhreninneren und werden durch Influenzladungen der elektrischen Felder an den Ort größter Feldstärke gezogen, zum Beispiel auf die Anode der Röhre. Bei den sehr kleinen Elektrodenabständen können dann Kurzschlüsse entstehen.

Die RH 7 C-c im „Mariner IV“ war zunächst während des Fluges durch die Erdatmosphäre zur Übermittlung der Bahndaten in Betrieb, wobei sie wegen der unvermeidbaren Ionisationseffekte mit verminderter Anodenspannung arbeitete. Sie wird aber vor allem für die Übertragung der Informationen vom Mars in Betrieb sein, wenn „Mariner IV“ 216 000 000 km von der Erde entfernt ist. Die Signale brauchen etwa 12 min für den Weg bis zur Erde und erreichen diese mit einer Leistung von nur etwa $2 \cdot 10^{-18}$ W.

Steuern wir richtig aus?

Es scheint zunächst trivial, die Frage nach richtiger Aussteuerung oder richtiger Aussteuerungsanzeige überhaupt aufzuwerfen. Da aber von der richtigen Aussteuerung in starkem Maße die Qualität der Aufzeichnung abhängt, wurde dieses Problem von der Tonmischtechnik der C. Lindström GmbH zum Gegenstand eingehenderer Untersuchungen gemacht. Hierbei wurden besonders die Belange der Studientechnik berücksichtigt.

Zeitliche Bewertung

Über die richtige Aussteuerung - besser gesagt zweckmäßigste Aussteuerung - von Bandaufnahmen¹⁾ wurde schon häufig mehr oder weniger heftig diskutiert. Alle diese Diskussionen betrafen jedoch ausschließlich die zeitliche Bewertung der Aussteuerungsanzeige [1, 2]. Im wesentlichen standen sich zwei Meinungen gegenüber: Die einen traten für eine Mittelwertanzeige mittels VU-Meter bei einer zeitlichen Bewertung von 300 ms ein, die anderen schworen auf die in Deutschland in Studioanlagen seit jeher verwendete Spitzenwertanzeige (es soll im folgenden von einer Spitzenwertanzeige die Rede sein, obgleich es sich um eine Quasi-Spitzenwertanzeige handelt) mit einer Ansprechzeitkonstante von etwa 10 ms. Die Abhängigkeit der Anzeige von der Impulslänge zeigt Bild 1 für beide Systeme. Reiden Systemen können Vor- und Nachteile nachgesagt werden, die man durchaus gegeneinander abwägen kann, wenn man die Betrachtungsweise berücksichtigt. Geht man von der Physiologie des menschlichen Ohres aus, so ist dem VU-Meter unbedingt der Vorzug zu geben. Es berücksichtigt die integrierenden Eigenschaften des Ohres und kommt daher einer Aussteuerung nach der Lautheitsempfindung näher.

Auch bei der Anwendung moderner Mehrkanaltechnik kann die VU-Meter-Anzeige Vorteile bringen, da bei der Aufteilung eines Orchesters in einzelne Instrumentengruppen deren verschiedener Energieinhalt mit in die Anzeige einbezogen wird. In Tab. I wurden nun einmal die Anzeigedifferenzen zwischen einem Spitzenspannungsmesser und einem VU-Meter bei verschiedenen Instrumenten zusammengestellt. Die angegebenen Werte beziehen sich auf einen Dauerton (Kammerton a). Der „Vorlauf“ (Lead) betrug dabei am VU-Meter +3 dB, bezogen auf einen Sinuston. Bei normalem Programminhalt geht man in der Praxis von einem „Lead“ von 8 dB aus. Leider wurden unseres Wissens in dieser Richtung noch keine eingehenden Versuche angestellt.

Trotz dieser in bezug auf die subjektive Bewertung eines Programms bestehend scheinenden Eigenschaften des VU-Meters ist es für einen rein technisch zu kontrollierenden Aufnahmevorgang allein weniger geeignet. Bei stark komprimiertem Programm, wie es beispielsweise die moderne Tanzmusik darstellt, wird der Tonträger wegen der erhöhten Mittelwertanzeige nicht voll ausgenutzt. Man mag hier einwenden, daß der dadurch bedingte verminderte Signal-Rausch-Abstand

gehörmäßig nicht in Erscheinung tritt. Dieser Einwand ist durchaus berechtigt, doch ist eben zu bedenken, daß man durch das VU-Meter keinen eindeutigen Aufschluß über die zulässige Magnetisierung des Bandes bei kurzen Impulsen erhält, so daß Impulsspitzen von kurzer Dauer die Magnetisierungsgrenze durchaus überschreiten können. Das kann unter Umständen zu Klirrvverzerrungen oder zu Intermodulationen führen, die die Wahrnehmbarkeitsgrenze des Ohres überschreiten. Die Befürworter des VU-Meters, besonders in den USA, gehen allerdings davon aus, daß Verzerrungen bis zur Dauer der Integrationszeit des VU-Meters nicht stören.

Von der rein technischen Seite her betrachtet, ist also dem Spitzenspannungsmesser der Vorzug zu geben; ja er stellt sogar die einzige Möglichkeit dar, Magnetisierungsgrenzen optisch erfassen zu können.

Außer bei der Speicherung von Signalen spielt auch die Aussteuerungsanzeige bei der Sendermodulation eine nicht unerhebliche Rolle. Hierbei können Spannungsspitzen zu einer Überschreitung der Leistungsreserve des Senders führen. Dies ist um so bedenklicher, als die Leistung quadratisch mit der Spannung ansteigt. Ein weiterer Nachteil des VU-Meters ist darin zu sehen, daß wegen der linearen Gleichrichtung nur ein kleiner Dynamikbereich von maximal 20 dB unterzubringen ist. Dieser geringe Dynamikbereich läßt selbst bei komprimiertem Klassikprogramm mit einer Dynamik von etwa 40 dB keine Anzeige mehr zu. Aus vorgenannten Gründen entschied sich auch die Mehrzahl der Teilnehmer auf einer der letzten Sitzungen des Fachnormenausschusses für Akustik (FANAK) in Deutschen Normenausschuß (DNA) bei der Festlegung von Normen, die die „Aussteuerungsmesser für elektroakustische Breitbandübertragung“ betreffen, für die Beibehaltung der Spitzenbewertung als alleinige Methode zur Messung der Aussteuerung nach DIN.

Auch bei der Aussteuerungsanzeige in Heim-Tonbandgeräten möchte man auf eine quantitative Anzeige nicht verzichten, weshalb heute in vielen Geräten das VU-Meter der elektronischen Anzeige mit Magischem Band vorgezogen wird. Das gilt besonders für transistorisierte Geräte. Einen Kompromiß in der zeitlichen Bewertung erreicht man oft durch die Anwendung eines elektrischen Speicherkreises, der für eine „Impulsverlängerung“ bei unveränderten ballistischen Eigenschaften des Instrumentes und damit gleicher Einschwingzeit sorgt.

Neben der zeitlichen Bewertung spielen drei weitere Probleme bei der effektiven Aussteuerungsmessung eine wichtige Rolle: Frequenzbewertung, Symmetrie der Anzeige und Phasenbeziehungen bei der Aussteuerung von Stereo-Programmen.

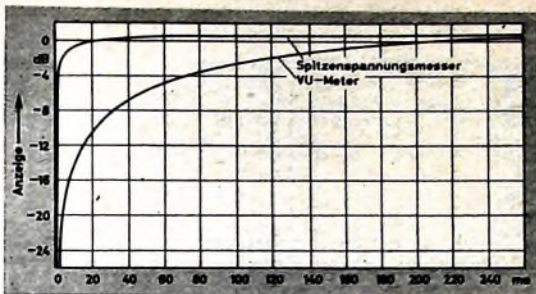


Bild 1. Abhängigkeit der Anzeige eines Spitzenspannungsmessers und VU-Meters von der Impulslänge

Tab. I. Anzeigedifferenz zwischen VU-Meter und Spitzenspannungsmesser bei verschiedensten Instrumenten (Kammerton a¹⁾)

Instrument	Spitzenspannungsmesser [dB]	VU-Meter [dB]
Streichfuß	0	0
Posaune	0	-4
Trompete	0	-7
Akkordeon	0	-9
Flöte	0	-2
Sinuston	0	+3

Frequenzbewertung

In der Studientechnik ist es üblich, daß das Aussteuerungsinstrument im frequenzlinearen Teil der gesamten Übertragungskette liegt, und zwar meistens am Mischfeldausgang. Das hat zur Folge, daß eine nach dem Aussteuerungsinstrument folgende Frequenzbewertung nicht in die Anzeige einbezogen wird. Hierbei sollen unter Frequenzbewertung nur Anhebungen bestimmter Bereiche verstanden werden. Eine solche Anhebung findet sich aber im nachgeschalteten Aufnahmeverstärker, der eine vom Bandtyp abhängige und daher regelbare Höhenanhebung (Preemphasis) hat. Sie soll in erster Linie die infolge Bandflußdämpfung im Band entstehenden Verluste kompensieren und einen Kurzschlußbandfluß hervorrufen, der einer festgelegten Normkurve entspricht. Die dazu erforderliche Sprechstromüberhöhung für die Bandgeschwindigkeiten 19,05 und 38,1 cm/s und handelsübliches Studioband (LGS 52 bzw. LGR) ist aus Bild 2 ersichtlich. Diesen Kurven kann man entnehmen, daß die bei 19,05 cm/s für 15 kHz erforderliche Überhöhung 16 dB beträgt. Da bei der Aussteuerung auf Bezugspegel die energiereichen Anteile im Frequenzspektrum, die bei etwa 200 Hz liegen, den Vollausschlag ergeben, muß der Pegel der hohen Frequenzen spiegelbildlich zu der im Bild 2 gezeigten Kurve abfallen, wenn das Band nicht übersteuert werden soll. Diese Forderung ist besonders dann zu berücksichtigen, wenn das Band aus Gründen höherer Dynamik (zum Beispiel Klassikaufnahmen) absichtlich höher als nach der Norm zulässig (> 32 mV/mm) ausgesteuert wird. Hierbei darf man noch nicht einmal an die äußerste Magnetisierungsgrenze gehen, da erfahrungsgemäß die Übersteuerungsfestigkeit des Bandes bei hohen Frequenzen kleiner ist als bei tiefen oder mittleren Frequenzen. Dem Kurvenverlauf liegt die sogenannte Amplitudenstatistik zugrunde. Sie besagt, daß nach hohen Frequenzen hin die Amplituden geringer werden. Diese Amplitudenstatistik

1) Auf die Aussteuerung bei der Überspielung der Bandaufnahmen auf Schallplatten soll an dieser Stelle nicht gesondert eingegangen werden, da die Grundprobleme sehr ähnlich sind.

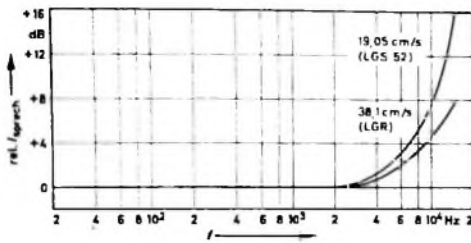


Bild 2. Abhängigkeit des NF-Ausprechstroms von der Frequenz

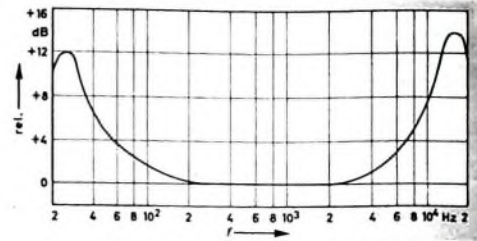


Bild 3. Kurve des frequenzbewerteten Spitzenwertmessers „U 70 s“

gilt nun für die Instrumente moderner Tanzmusik und die heutigen Aufnahmepraktiken nicht mehr ohne gewisse Einschränkungen; man denke dabei nur an die oft sehr geringen Mikrofonabstände. Jedem Toningenieur ist das schon einmal zu Bewußtsein gekommen, wenn er den Versuch unternommen hat, beispielsweise Schlüsselklirren mit Vollaussteuerung verzerrungsfrei aufs Band zu bringen. Auf Grund dieser Tatsache ist es naheliegend, das Aussteuerungsinstrument hinter den Aufnahmeverstärker zu legen oder es mit einer Vorbewertung zu versehen. Die Anwendung eines solchen Instrumentes allein zur Aussteuerungsanzeige hätte jedoch zur Folge, daß gerade im energiereichsten Frequenzbereich das Band beim Auftreten großer Oberwellenamplituden nicht voll ausgenutzt, also untersteuert werden würde. Es ist deshalb zweckmäßig, ein bewertetes und ein unbewertetes Instrument übereinander zu setzen, die beide Vollausschlag zeigen müßten. In diesem Fall wäre eine optimale Ausnutzung des Bandes bei kleinstem Klirrfaktor gegeben. Auf Grund dieser Überlegungen wurde für Betriebsversuche bei der Carl Lindström GmbH ein „U 70 s“ mit einer speziellen Bewertungskurve versehen. Diese Kurve berücksichtigt gleichzeitig die beim Schneiden der Lackfolie gegebenen Leistungsgrenzen bei hohen Frequenzen sowie die Schwierigkeiten, die sich bei der Abtastung tiefer Frequenzen ergeben. Den gewählten Kurvenverlauf zeigt Bild 3. Zu Testzwecken wurden nun über dieses Gerät mehrere Bänder verschiedenen Programminhalts wiedergegeben. Die Ergebnisse sind in Tab II zusammengestellt. Diskutiert man diese Ergebnisse, dann muß man berücksichtigen, daß jeder infolge Übersteuerung des Tonträgers entstehende Klirrfaktor einen anderen subjektiven Gehöreindruck hervorruft. Auf Grund dieser Tatsache braucht zum Bei-

unter anderem das „Zischen“ einer gut gesprochenen Sprache bei S- und Z-Lauten bekannt.

Daraus ist zu entnehmen, daß zwar eine elektrisch objektive Bewertung dieser kritischen Bereiche möglich ist, diese aber über den subjektiven Eindruck verhältnismäßig wenig aussagt.

Symmetrie der Anzeige

Ein weiteres Kriterium bei der objektiven Aussteuerungsmessung bildet die Symmetrie der Aussteuerungsmessung. Soll die Anzeige unabhängig von der Polung, des Instrumentes sein (soll also das Instrument tatsächlich den Spitzenwert anzeigen, gleichgültig welche Polarität dieser Wert hat), dann werden an die elektrische Symmetrie hohe Forderungen gestellt. Diese Forderungen sind in der Praxis nur schwer zu erfüllen, da die Logarithmierung bei den meisten heute gebräuchlichen Geräten auf der Wechselspannungsseite durchgeführt wird, so daß Verzerrungen des Verstärkers (von Genetaktverstärkern sei abgesehen), ungleiche Kennlinien bei der Anwendung von Varistoren und unsymmetrische Gleichrichtung eine polungsabhängige Anzeige bewirken. Messungen haben ergeben, daß die Abweichungen durchaus 3 dB erreichen können. Abweichungen dieser Größenordnung können selbstverständlich den Bandaustausch erschweren, da insbesondere der Rundfunk aus verständlichen Gründen harte Anforderungen an die genaue Einhaltung des Spitzenpegels stellen muß. Daher ist es erfreulich festzustellen, daß sich gerade in der letzten Zeit die Gerätehersteller diesem Komplex mit besonderer Aufmerksamkeit gewidmet haben.

Phasenbeziehungen bei der Aussteuerung von Stereo-Programmen

Alle vorgenannten Erscheinungen gelten uneingeschränkt sowohl für die Einkanal- als auch für die Mehrkanalanzeige. Bei der Mehrkanalanzeige, die seit der Einführung des Stereo-Rundfunks eine immer größere Bedeutung erlangt hat, kommt jedoch noch ein erschwerendes Moment hinzu: die Phasenbeziehungen der einzelnen Kanäle zueinander. Betrachtet man

die Technik dieser Anzeige, dann sind zwei Verfahren festzustellen, die sich eingeführt haben.

Beim ersten, das sich vorwiegend im Rundfunk bewährte, benutzt man für jeden Kanal ein getrenntes Aussteuerungsinstrument. Das zweite enthält für jeden Kanal einen getrennten Verstärker- und Logarithmierungsweg, die dann gleichstrommäßig parallel auf ein Instrument geschaltet werden. Beide Verfahren haben eines gemeinsam: Sie zeigen den Spitzenwert eines der verwendeten Kanäle an. Für die Anzeige ist es gleichgültig, ob ein Kanal oder ob mehrere Kanäle gleichzeitig voll ausgesteuert werden und welche Phasenbeziehungen die Kanäle zueinander haben. Die Phasenbeziehungen werden jedoch interessant, wenn man eine völlige Kompatibilität der Systeme verlangt. Beim Rundfunk ist dies zur Zeit besonders problematisch, da er seit geraumer Zeit von der Schallplattenindustrie mit kompatiblen Stereo-Kopien beliefert wird, aber seinen Sendebetrieb noch zum weitest aus größten Teil in Mono abwickelt. So ergeben sich bei der Abtastung von Stereo-Bändern mittels additiv zusammengeschalteter Stereo-Kanäle oder bei der Abtastung mittels Vollspürköpfen gewisse Schwierigkeiten. In beiden Fällen wird die Summe beider Kanäle erfaßt. Da jedoch zwischen den Kanälen nicht immer eine eindeutige Phasenbeziehung besteht, können bei der Summenbildung mehr oder weniger starke Pegelabweichungen auftreten. Im Falle einer Mittenerinformation bildet sich eine rein arithmetische Summe aus, das heißt, der Pegel steigt gegenüber einer Spur um 6 dB an. Dies würde, wenn man von der neutralen Zone in der Bandmitte absieht (sie ergibt bei den zur Zeit gebräuchlichen Köpfen mit 0,75 mm Trennspur einen Pegelverlust von etwa 1 dB), einer Vollspuraufzeichnung entsprechen. Anders liegen die Verhältnisse bei der Aufnahme inkohärenter Quellen (Rechts-Links-Stereophonie). Hierbei findet eine geometrische Addition statt, die den Pegel nur um 3 dB ansteigen läßt. Zur Übersicht über diese Zusammenhänge sind in Tab III die wichtigsten Fälle zusammengestellt. In allen Fällen wurde das Tonbandgerät mittels eines

Tab. II. Pegelanzeige an einem frequenzbewerteten „U 70 s“

Art der Quelle	unbewertet [dB]	bewertet [dB]
Schläger, instrumentale Tanzmusik	0	+7, +8
krit. Gesangsstimme	0	+7, +9
Glocken	0	+9
Hupe	0	+2
Schellen	0	+8
Triangel	0	+6, +7
Tamburin mit Schellen	0	+7

spiel ein verzerrter Trompetensatz nicht unbedingt verzerrt zu scheinen, da bei der Trompete ein großer Oberwellenanteil vorhanden ist. Anders liegen die Verhältnisse bei den oberwellenarmen Instrumenten oder bei kritischen Sprech- und Gesangsstimmen. Jedem Toningenieur ist

Tab. III. Abhängigkeit der Summenanzeige von der Art und der Phasenlage des Programminhaltes (jeder Kanal auf 0 dB ausgesteuert)

Art des Programms	Lage des Programms	Stereo-Abtastung [dB]	Stereo-Abtastung mit zusammengeschalteten Kanälen [dB]	Mono-Abtastung [dB]
Rauschen	links	0	-6	-7
Rauschen	rechts	0	-6	-7
inkohärentes Rauschen	rechts - links	0	-3	-4
Sinuston	Mitte	0	0	-1
inkohärentes Rauschen + Sinuston	rechts - links - Mitte	0	+1,75	+0,75

entsprechenden DIN-Bezugsbandes auf Normpegel eingemessen. Hierbei ist zu beachten, daß für den Fall gleicher akustischer Leistung die Mitte mit -3 dB ausgesteuert wird. Der fünfte Fall diene deshalb lediglich theoretischen Zwecken.

Damit nun beim Abspielen gemischter Bandaufnahmen keine unzulässig hohen Pegelsprünge auftreten, gab das IRT als Übergangslösung die Empfehlung heraus, daß sich bei der Abstimmung eines Stereo-Bandes mittels eines Vollspurkopfes der gleiche Spitzenpegel wie bei einem entsprechenden Vollspur-Monoband ergeben soll. Das muß nun zwangsläufig zu einer höheren Aussteuerung beider Stereo-Kanäle führen, die im Normalfall bei etwa

4 dB liegt (s. Tab. III). Da der Spitzenpegel bei der Summenbildung stark vom jeweiligen Programminhalt abhängt und aus diesem Grunde der Tontechniker eine individuelle Aussteuerung vornehmen müßte, hat sich die Firma Carl Lindström dazu entschlossen, mit Hilfe einer elektrischen Summenschaltung eine additive Anzeige beider Kanäle vorzunehmen. Durch diese Methode ergibt sich bei der Mono-Wiedergabe gemischter Bandaufnahmen ein konstanter Lautstärkeneindruck. Das ist besonders wichtig bei der Modulation eines AM-Senders, dessen Reichweite eine Funktion des Modulationsgrades ist, sowie beim Empfang stereophoner Rundfunksendungen mit einkanalen Empfängern.

Die aufgeführten Beispiele deuten an, welchen Schwierigkeiten heute der Rundfunk und die Schallplatten-Industrie bei der Aussteuerungsmessung gegenüberstehen.

Schrifttum

- [1] Reiger, E.: Wer mißt Aussteuerung, Störspannungen und Tonhöhenabweichungen richtig? Kino-Techn. Bd. 17 (1963) Nr. 11, S. 223-227
- [2] Bäder, K. O.: VU-Meter zur Aussteuerungskontrolle von Tonbandgeräten. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 1, S. 21-23
- [3] Harvey, F. K., Hill, M., u. Uecker, E. H.: Compatibility problems in two-channel stereophonic recordings. Audio Engng. Soc., Preprint Nr. 197

Für die Modell-Fernsteuerung

Transistorsender-Baustein für 27,12 MHz zum Aufbau von Fernsteuergeräten und Funksprechgeräten

Der im Bild 1 gezeigte Transistorsender-Baustein „141“ für 27,12 MHz ist als fertiges Gerät und als Bausatz erhältlich (R. Reuter, Haiger/Dillkreis). Der Bausatz enthält sämtliche Einzelteile einschließlich der gedruckten Platine mit aufgedrucktem Bestückungsplan. Auf der Platine ist außer dem zweistufigen Transistorsender noch

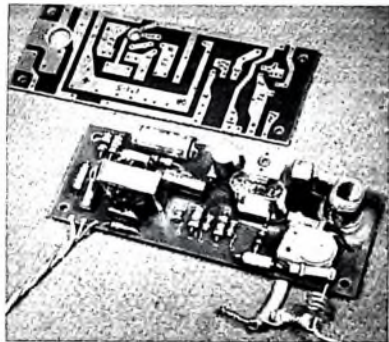


Bild 1. Der 27,12-MHz-Transistorsender-Baustein mit gedruckter Platine

der zweistufige Modulator für Collector-modulation untergebracht. Die Batterieanschlußspannung ist 12 V und die HF-Ausgangsleistung etwa 100 mW.

Schaltungseinzelheiten

Der Sender arbeitet zweistufig mit T 1 (AF 115) als Oszillator und T 2 (AFY 14) als Endstufe. T 1 wird in Basisschaltung mit auf 27,12 MHz abgestimmtem Collectorkreis betrieben. Über C 2 liegt die Basis HF-mäßig an Masse. Der Arbeitspunkt ist durch den Spannungsteiler R 1, R 2 festgelegt. Der Emittorwiderstand R 3 (820 Ohm) stabilisiert zusätzlich den Collectorstrom. Der Quarz Q schwingt zwischen Emittor des Endstufentransistors und Emittor des Oszillatortransistors.

In der Endstufe mit dem Transistor AFY 14 wird gleichfalls Basisschaltung angewandt. Der Arbeitspunkt ist nur durch den

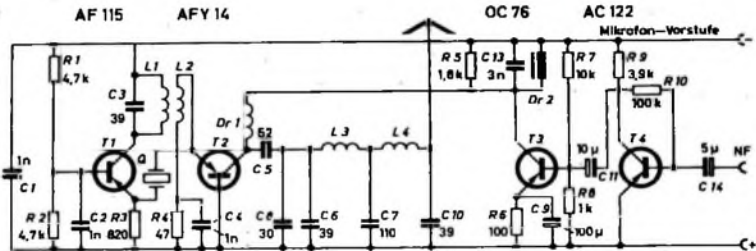


Bild 2. Schaltung des Sender/Modulator-Bausteines

Emittorwiderstand R 4 festgelegt. Die Ansteuerung erfolgt induktiv über L 2. Der Collectorkreis von T 2 - ebenfalls auf 27,12 MHz abgestimmt - ist als Pi-Filter geschaltet. Dadurch wird eine optimale Anpassung an die Stabantenne erreicht. Die Endstufe ist collectormoduliert. Über die HF-Drossel Dr 1, durch die auch der Collectorgleichstrom von T 2 fließt, gelangt die Niederfrequenz des Modulationsverstärkers zum Transistor T 2.

Der zweistufige NF-Verstärker ist mit T 4 (AC 122) in der Mikrofon-Vorstufe und T 3 (OC 76) in der NF-Endstufe bestückt. Beide Transistoren arbeiten in Emitterschaltung. An die Mikrofon-Vorstufe können hochohmige Mikrofone - oder für Fernsteuerzwecke Tongeneratoren - angeschlossen werden. Wichtig für die Modulation ist die Kombination Dr 2, C 13, R 5 im Collectorkreis von T 3. Sie schließt etwaige HF-

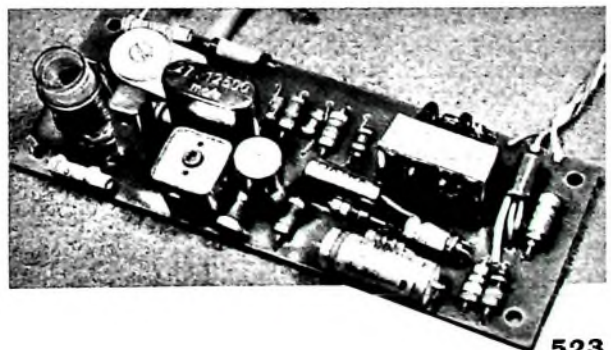
Reste gegen Minus kurz und verhindert gleichzeitig den Kurzschluß für die NF.

Aufbau

Aus Bild 3 geht die Gesamtansicht des Aufbaues hervor. Die Platine hat die Abmessungen 105 mm x 40 mm. Rechts erkennt man den NF-Teil mit der Drossel Dr 2 und den liegend angeordneten Transistoren T 3, T 4. Die linke Hälfte der Platine nimmt der Sender ein. Links außen sind die Pi-Filterspule L 3 und der keramische Trimmer C 8 zu erkennen. Daran schließen sich nach rechts der Quarz und im Filterbecher die Spulen L 1 und L 2 an. Zu beiden Seiten des Filterbeckers sind die Transistoren T 1, T 2 angeordnet.

Mit dem Transistorsender-Baustein lassen sich Funksprechgeräte oder Fernsteuergeräte ausstatten. Eine Modifikation ist eine zweite Ausführung für 40,68 MHz. di.

Bild 3. Anordnung der Bauelemente auf der Platine (1/4 der natürlichen Größe)



Transvisa verkaufen - jetzt ist die beste Zeit!



für Netz- und Batteriebetrieb

Viele Urlauber wollen auch unterwegs auf Fernsehen nicht verzichten. Deshalb zur Reisezeit „Transvisa“ anbieten. „Transvisa“ (25-cm-Bildrohr) ist der perfekte Portable für Reise, Urlaub und Heim, von absoluter Zuverlässigkeit, langer Lebensdauer und hervorragender Bildgüte. Dieser handliche, volltransistorisierte Fernsehkoffer spielt auch unabhängig vom Stromnetz aus eigener Batterie und wird bei Netzanschluß selbsttätig aufgeladen. Die praktische Schutzautomatik vermeidet Überladung ebenso wie Tiefentladung des Gerätes.

5 technische Vorzüge - echte Verkaufsargumente

- für Netz- und Batteriebetrieb, 12-V-Auto- oder Schiffsbordnetz
- organisch eingebauter UKW-Rundfunkteil
- Schutzautomatik, auch für zu tiefes Entladen
- Drucktasten-Schnellumschaltung VHF/UHF/UKW
- dreh- und abstimmbare Doppelteleskopantenne

NORDMENDE In aller Welt

Für Werkstatt und Labor

Prüfröhrenschrank für den Service

Der neue Prüfröhrenschrank „SPR 2“ von Philips enthält ein dem neuesten Stand der Reparaturtechnik entsprechendes Sortiment von 120 Valvo-Prüfröhren für Funktionsprüfungen an Rundfunk-, Fernseh-, Phono- und Fla-Geräten aller Fabrikate.

Die in jahrelanger Praxis bewährte Gehäuseausführung des bisherigen Modelles „SPR 1“ wurde beibehalten. Beschriftete und schaumgummihinterlegte Einzeltächer sorgen für Übersichtlichkeit und Schutz der Röhren. Eine Reihe von Reservelöchern ermöglicht die individuelle Ergänzung des Sortimentes.

Die größeren Prüfröhren stecken griffbereit und sicher in einem kräftigen Schaumstoffpolster im unteren Teil des Schrankes. Die Innenseite der verschließbaren Tür ist mit einer Datentabelle der wichtigsten Valvo-Röhren versehen. Abmessungen des Schrankes: Höhe 740 mm, Breite 360 mm, Tiefe 120 mm.

Isolierte und gefederte Spezialzangen

Die Firma H. Picard & Frère, La Chaux-de-Fonds (Schweiz), hat ihr Werkzeugprogramm um einen Satz von 12 Zangen erweitert, die auch in bezug auf die Zangenformen speziell für den Elektroniker in Fabrik und Werkstatt entwickelt wurden. Diese Werkzeuge haben isolierte Handgriffe und sind mit einer Federung ausgestattet, durch die sich die Zange selbsttätig öffnet, wenn kein Druck auf die Griffe ausgeübt wird. Der Satz umfaßt die folgenden 12 Zangen: 1. Seitenschneider (leichte Ausführung, runde Form), 2. Justierzange mit rechtwinklig verbreitertem Schnabel, 3. Schneid- und Montagezange für gedruckte Schaltungen, 4. Langbeck-Nadelzange mit Rundschnabel, 5. Seitenschneider (mittlere Größe, spitze Form), 6. Spitzzange, 7. Vorschneider, 8. Seitenschneider (mittlere Größe, runde Form), 9. Storchschnabelzange mit gebogenem Schnabel, 10. Langbeck-Rundzange (spitz), 11. Langbeck-Flachzange, 12. Spitzschneider-Spitzzange.

Besonders interessant ist in diesem Programm die Justierzange (Nr. 2) mit rechtwinkligem Flachprofil und rechtwinklig verbreiterten Schnabelenden, die eine große, flache Oberfläche für das Halten von Bauelementen ergeben. Die Schneid- und Montagezange (Nr. 3) hat kurze, stumpe Backen, die durch die starke Hebelwirkung und solide Ausführung einen hohen Druck auf das Werkstück ermöglichen. Da mit dieser Zange sowohl Drähte geschnitten als auch Bauteile festgehalten werden können, eignet sie sich besonders für Arbeiten an gedruckten Schaltungen.



Einige der Spezialzangen, und zwar Justierzange (2), Schneid- und Montagezange (3), Langbeck-Nadelzange (4) und Spitzschneider-Spitzzange (12)

Für das Festhalten und die genaue Montage von Bauteilen auf engem Raum ist die Langbeck-Nadelzange (Nr. 4) mit besonders langem, kanischem Schnabel versehen, der in feinen Spitzen ausläuft. Schneiden auf engem Raum wird leicht gemacht durch die Spitzschneider-Spitzzange (Nr. 12). Der Schnabel ist ungewöhnlich lang und an der Spitze mit Seitenschneiderbacken ausgestattet.

Serviceschulung für Autoradio-Techniker

In der Apparatefabrik Wetzlar führt Philips innerhalb von 6 Wochen mehrere Schulungskurse für Autoradio-Techniker des Fachhandels durch. Aus dem umfangreichen Lehrgangsprogramm laden die Referate über Grundlagen und Anwendung der Transistor-technik besonderen Anklang. Das Kennenlernen von Meßverfahren in der Bandfertigung und der Qualitätskontrolle sowie ein umfangreiches Reparaturpraktikum vervollständigen den Unterrichtsstoff. Die Lehrgänge sollen zu gegebener Zeit fortgesetzt werden. Anmeldungen nimmt jedes Philips-Filialbüro entgegen.

Persönliches



W. Runge
70 Jahre

Am 10. Juni feierte Professor Dr. Wilhelm T. Runge in Ulm seinen 70. Geburtstag. Die deutsche Funktechnik verdankt seiner wissenschaftlich-industriellen Arbeit viele Verbesserungen und Neuerungen. Insbesondere auf dem Gebiete des Radars ist Professor Dr. Runge durch seine Grundlagenforschungen international bekanntgeworden.

In vierzigjähriger Tätigkeit für Telefunken erwarb sich der 1895 in Hannover geborene Ingenieur seit 1923 große Verdienste um die Entwicklung richtungweisender Techniken für den Empfänger- und Senderbau, für Ortung, Navigation, Richtfunk, Radar und mobilen Sprechfunk sowie überhaupt um die Erweiterung des Anwendungsbereichs der Ultrakurz- und Mikrowellen.

Für das Telefunken-Forschungsinstitut in Ulm, das er vom Gründungsjahr 1955 bis zu dem Tage leitete, an dem er Ende 1963 in den Ruhestand trat, bildete er einen wertvollen Mitarbeiterstab heran, mit dem zusammen er nützliche Forschungsarbeiten für das gesamte Programm dieses Unternehmens von der Strahlungsmeßtechnik bis zur Nachrichtenübertragung, von der Festkörperphysik bis zum Mikromodul, von der Speicherung von Fernsehprogrammen bis zur elektronischen Datenverarbeitung leistete. Seine große Erfahrung und seinen Rat stellt er der Telefunken AG weiterhin als freier Mitarbeiter zur Verfügung.

O. Mössner 40 Jahre bei AEG-Telefunken

Direktor Otto Mössner, Vorstandsmitglied und Leiter des Horizontalen Bereiches „Firmenkaufmännische Angelegenheiten“ der Telefunken AG, beging am 16. Juni 1965 in Ulm sein 40jähriges Dienstjubiläum.

Otto Mössner begann seine Berufslaufbahn in der später von der AEG übernommenen elektrotechnischen Fabrik der Maschinenfabrik Eßlingen. Von 1929 an leitete er nacheinander verschiedene Abteilungen dieser Fabrik. Im Jahre 1948 wurde ihm die kaufmännische Leitung der neuen AEG-Fabrik für Fernmelde-technik in Bocknang/Württemberg übertragen. Nach Übernahme dieses Werkes durch Telefunken — 1954 — zeichnete er für die kaufmännischen Angelegenheiten der Fachbereiche „Anlagen Hochfrequenz“ und „Anlagen Weitverkehr und Kabelltechnik“ des Unternehmens verantwortlich. 1957 folgte die Ernennung zum Generalbevollmächtigten mit nachmaliger Erweiterung des Aufgabenbereiches, und 1960 wurde Otto Mössner, als stellvertretendes Vorstandsmitglied, mit der Leitung des neu geschaffenen Horizontalen Bereiches „Firmenkaufmännische Angelegenheiten“ beauftragt. Mit Wirkung vom 1. März 1963 wurde er zum ordentlichen Vorstandsmitglied der Telefunken AG bestellt.

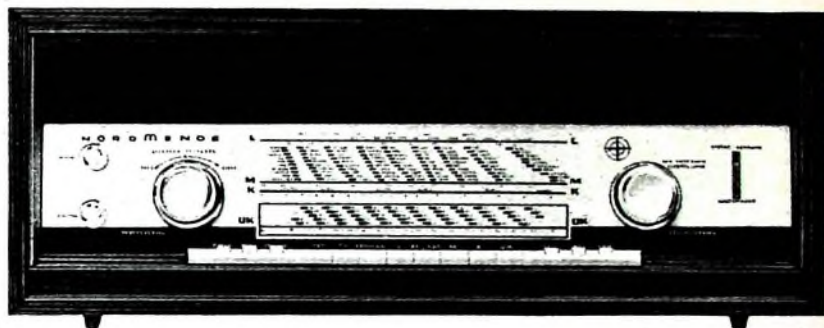
R. Andrieu 60 Jahre

Dipl.-Ing. Robert Andrieu, der durch zahlreiche Fernsehpatente — unter anderem über Zeilenablenkung — bekanntgeworden ist, wurde am 7. Juni 60 Jahre.

Der jetzige Leiter der Gruppe für „Speicherprobleme“ im Forschungsinstitut der Telefunken AG in Ulm wurde im Jahre 1905 in Benrath bei Düsseldorf geboren. Er bestand im Jahre 1931 sein Diplomexamen an der Technischen Hochschule Berlin, für die er dann drei Jahre als Assistent am Hochspannungs-Laboratorium tätig war. 1934 kam er zu Telefunken und leitete bis zum Kriegsanfang die Entwicklung der Fernsehempfänger des Unternehmens. Von 1939 bis 1945 unterstanden ihm alle für die Radarauswertung wichtigen Entwicklungsarbeiten.

Seit 1946 war er maßgebend am Wiederaufbau des Entwicklungslabors der Telefunken AG in Hannover beteiligt, leitete von 1950 bis 1955 das Labor für Fernsehempfängerentwicklung und baute später in Ulm im Forschungsinstitut das Unternehmen eine Gruppe auf, die sich hauptsächlich mit Speicherproblemen beschäftigt.

Stereo-Steuergerät 3004- immer mehr gefragt



Steuergerät geschlossen



Lautsprecherbox LR 30

vollendet in Technik, Form und Klang

Rundfunk-Stereophonie bringt Ihnen neue Umsatzchancen. Lassen Sie deshalb Ihre Kunden hören und erleben, was Stereophonie ist. Demonstrieren Sie es am NORDMENDE-Steuergerät 3004 und den Lautsprecherboxen LB 30. Das ist eine repräsentative Kombination in vollendeter Stereo-Technik. Sie bietet erstklassige, lebensnahe Wiedergabequalität, hohen Bedienungskomfort und eine moderne, wohngerechte Form.

5 technische Vorzüge-echte Verkaufsargumente

- Gegentaktendstufen mit 17 Watt Ausgangsleistung
- Magisches Band für Senderabstimmung und als UKW-Stereo-Anzeige; AM-Bandbreitenschaltung
- 4fach-Klangregister und automatische UKW-Scharfabstimmung
- Anschlüsse: 2 Stereo-Lautsprecher, Tonbandgerät (Mono/Stereo), Stereo-Tonabnehmer und Nachhallverstärker
- Lautsprecherboxen LB 30 mit je 2 permanent-dynamischen Konzertlautsprechern. Aufstellung waagrecht oder senkrecht

In aller Welt

NORDMENDE

Konverter-Baustein für das 80-m-Amateurband

Der Bau von volltransistorisierten Geräten bereitet den Amateuren oft erhebliche Schwierigkeiten. Zum Teil ist die Beschaffung von Bauelementen in Miniaturausführung über den Handel sehr schwierig, zum Teil fehlen vor allem dem Newcomer die Erfahrungen im Umgang mit Transistoren, und allzu leicht werden diese beim Experimentieren durch Überlastung unbrauchbar. Es ist daher zu begrüßen, daß jetzt Firmen Bausteine in gedruckter Schaltung für die Zusammenstellung von Amateurfunkgeräten herausbringen. Dem Amateur bleiben - zumal wenn er wenig Zeit hat - die mühsame Entwicklung sowie der fachgerechte Aufbau erspart. Er hat die Gewähr, daß die Schaltung zuverlässig arbeitet, das Höchst-

mit Autoempfängern entwickelt, um damit den Interessenten ohne Spezialempfängern die Möglichkeit zu geben, im Fahrzeug Sendungen auf dem 80-m-Band, insbesondere auch bei Mobilveranstaltungen, verfolgen zu können.

Schaltung

Der Konverter enthält drei Transistoren (Bild 2). Der Eingang ist für Langdrahtantennen (600 Ohm) und für Auto- oder Kurzwellenantennen (60 Ohm) ausgelegt. In der HF-Vorstufe arbeitet der Transistor AF 126 in neutralisierter Emitterschaltung. Bei Bedarf kann zur Regelung der Verstärkung ein 200-kOhm-Regelwiderstand in Serie mit dem Widerstand R_1 gelegt werden. Ein Bandpaß zwischen dem Eingangstransistor T_1 und dem Mischtransistor T_2 mit einem Durchlaßbereich 3,4 - 3,9 MHz sorgt für die nötige Selektion und Spiegelfrequenzsicherheit. Der Mischtransistor T_2 (AF 127) arbeitet in Emitterschaltung; das vom separaten Oszillator bestückte mit dem Transistor T_3 (AF 127) - gelieferte Signal wird direkt am Emitter von T_2 eingespeist. Der Collector-Ausgangskreis der Mischstufe ist aperiodisch (1,2 kOhm)

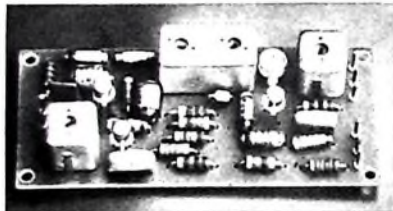


Bild 1. Der auf einer Platine (gedruckte Schaltungstechnik) aufgebaute Konverter-Baustein für das 80-m-Band

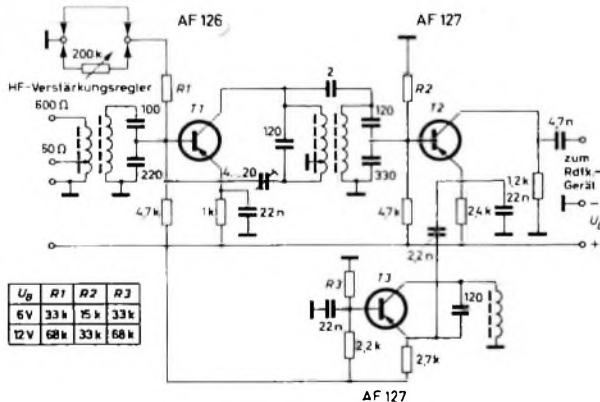


Bild 2. Schaltung des Konverters, dessen Ausgang mit der Antennenbuchse eines nachgeschalteten Rundfunkempfängers verbunden wird

mögliche herausgeholt und viele Erfahrungen in der Serienfertigung verwertet wurden. Ferner entfällt die Abgleicharbeit, zu der Meßgeräte nötig sind. Die Arbeit erstreckt sich daher im wesentlichen nur noch auf den Einbau der Bausteine in ein Gehäuse mit entsprechender Abstimmkala und auf die Erstellung des Stromversorgungsteiles.

Bild 1 zeigt einen Konverter-Baustein für das 80-m-Band, der von der Firma Karlheinz Lausen, Hildesheim, serienmäßig hergestellt wird. Er setzt den Bereich 3,5 - 3,8 MHz auf Mittelwelle um. Die Abstimmung (im Bereich 1,3 - 1 MHz), die Verstärkung und Wiedergabe erfolgen in einem nachgeschalteten Rundfunkempfänger. Die Durchgangsverstärkung ist etwa 28 dB, die Spiegeldämpfung etwa 62 dB und die ZF-Durchschlagfestigkeit etwa 68 dB. Der Baustein wurde vor allem auch im Hinblick auf das Zusammenarbeiten

und damit dem meist hohen Eingangswiderstand von Heim- und Autoempfängern mit guter Näherung angepaßt.

Das 80-m-Band steht umgesetzt in den Frequenzbereich 1,3 - 1 MHz am Ausgang zur Verfügung. Die Verbindung zum Rundfunkempfänger soll kurz und abgeschirmt sein, um das Eindringen von Signalen der Mittelwellen-Rundfunksender beim Konverter-Betrieb zu vermeiden. Es ist darauf zu achten, daß bei angeschlossenem Radiogerät eine eventuell eingebaute Ferritantenne abgeschaltet ist, weil sonst gleichzeitig auch Rundfunkstationen über die Ferritantenne aufgenommen werden und den KW-Empfang stören.

Die Stromversorgung kann je nach den gewählten Basiswiderständen aus einer 6- oder 12-V-Batterie erfolgen. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sich Betriebsspannungsschwankungen von etwa 1 V bei einer

AM-Durchlaßbreite von 9 kHz in der ZF nicht bemerkbar machen. Es konnte daher auf eine Spannungstabilisierung mit einer Zenerdiode verzichtet werden.

Der Baustein ist in gedruckter Schaltung ausgeführt. Er hat die Abmessungen 42 mm x 45 mm bei einer Gesamthöhe von nur 20 mm, so daß er sich leicht noch in Heimgeräten unterbringen läßt.

Einbau

Für Mobilbetrieb wird zweckmäßigerweise der Konverter in ein kleines separates Kästchen eingebaut. Die Stromversorgung (Stromaufnahme 3 mA) kann entweder aus einer eingebauten Batterie oder aus der Wagenbatterie (nach der Siebung dem Autosuper entnehmen) erfolgen. Um das Umstecken der Antenne (Konverter/Autosuper) zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Umschaltung mit einem geeigneten kapazitätsarmen Relais vorzunehmen und die Antennenleitung bei Rundfunkempfang über den Konverter zum Autosuper durchzuschleifen. Bei einem Heimgerät läßt sich der Konverter meistens in das Empfängergehäuse einbauen. Die Antennenumschaltung kann auch in diesem Fall über ein Relais erfolgen.

Empfangsleistung

Der 80-m-Konverter ist vom Verfasser in Verbindung mit dem Blaupunkt-Autosuper „Köln Tr de Luxe“ und einer Hirschmann-Autoantenne „Auto 5200 CL“ mit 2,50 m Rutenlänge erprobt worden. Es wurde ein ausgezeichnete Empfang mit Amplitudenmodulation arbeitenden Amateurstationen im 80-m-Band erreicht. In einem zum Vergleich herangezogenen industriell hergestellten transistorisierten KW-Vorsatzgerät ohne HF-Vorstufe mit Diodenmischung kamen die Amateurstationen nur schwach herein. Die erhebliche Vorverstärkung durch die Transistorvorstufe und die Verwendung eines Transistors in der Mischstufe bei dem Baustein wirkten sich überzeugend aus.

Egon Koch, DL 1 HM

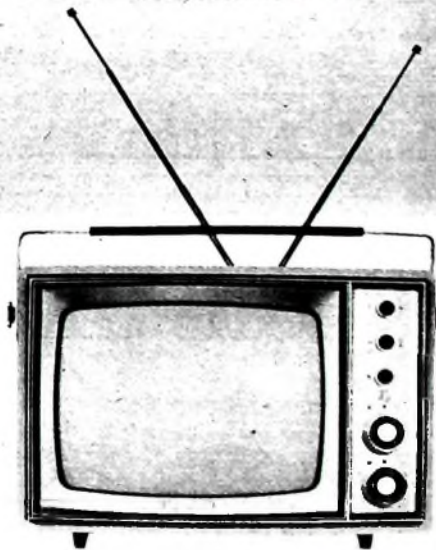
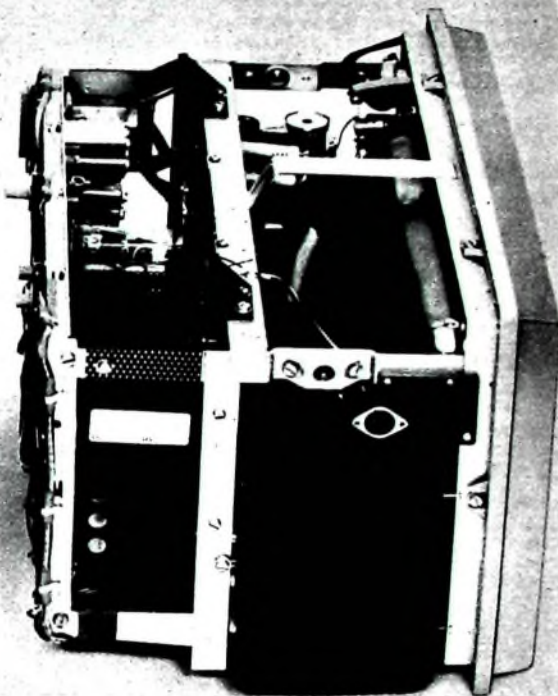
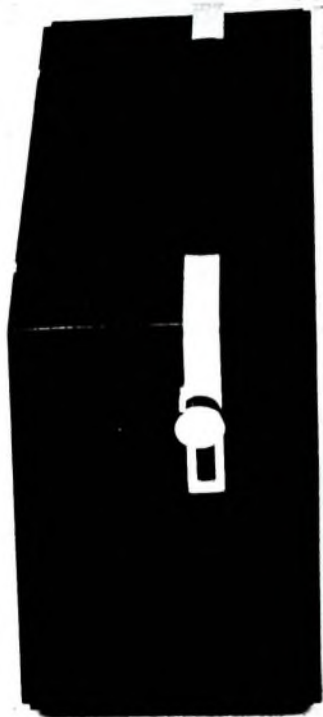
Der DARC auf der Funkausstellung

Auf der Deutschen Funkausstellung 1965 in Stuttgart (27. August bis 5. September 1965) ist der Deutsche Amateur Radio Club e.V. (DARC) mit einer repräsentativen Sonderschau vertreten.

Erstmals werden auf einer europäischen Funkausstellung den Besuchern Amateurfunkverbindungen in Telegrafie und Telefonie mit deutschen, europäischen und überseeischen mobilen und ortsfesten Amateurstationen sowie Amateurfunk-Fernschreiben und auch Amateur-Fernsehen (s. Heft 12/1965, S. 493) vorgeführt. Zwei 25 m hohe Gittermaste mit Antennen - teils Drehrichtstrahler - für das 10-cm-, 2-m-, 10-m-, 15-m-, 20-m-, 40-m- und 80-m-Band künden von weither das „Sendezentrum“ des Amateurfunks auf der Ausstellung an.

Auf dem DARC-Stand wird auch eine Anzahl von selbstgebaute Amateurfunkgeräten ausgestellt. Großfotos an den Hallenwänden geben ferner einen Überblick über die Arbeit der Funkamateure, die ihre Stationen unter anderem im Dienste der Menschheit bei Notrufen, Naturkatastrophen und für Satellitenbeobachtungen erfolgreich eingesetzt haben.

Philips Fernsehgeräte sind zukunftsweisend



PW 4353

Je kleiner ein Fernsehgerät wird, um so kompakter ist sein Aufbau. Bei der Fernseh-Philetta sind nur 4 Schrauben zu lösen, um die unzerbrechliche Rückwand und den Mittelteil des Gehäuses abnehmen zu können. Am Chassis sind alle Teile trotz kompakter Konstruktion leicht zugänglich. Philips Fernsehgeräte repräsentieren den neuesten Stand der internationalen Fernsehtechnik. Sie sind zuverlässig und wertbeständig über Jahre.

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



Moderne Fernsehempfangstechnik

E. HERX

Für den jungen Service-Techniker zusammengestellt

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 20 (1965) Nr 12, S. 490

3.4.3 Phasenlage bei der Transformation in Schwingkreisen

Bei der Erläuterung der Abstimmautomatik wurde im Abschnitt 3.4.2.1 auch auf die HF-Ströme und Spannungen im Phasendiskriminator eingegangen. Zur Abrundung scheint es zweckmäßig, die Phasenlage von Strömen und Spannungen bei der Transformation in Schwingkreisen noch etwas näher zu streifen. Die Spannungen und Ströme im Primär- und im Sekundärkreis weisen Phasenunterschiede auf. An Hand der Bilder 53 und 54 soll deren Lage zueinander untersucht werden. Voraussetzung bei den folgenden Betrachtungen ist gleicher Wickelsinn der Primärspule L_P und der Sekundärspule L_S .

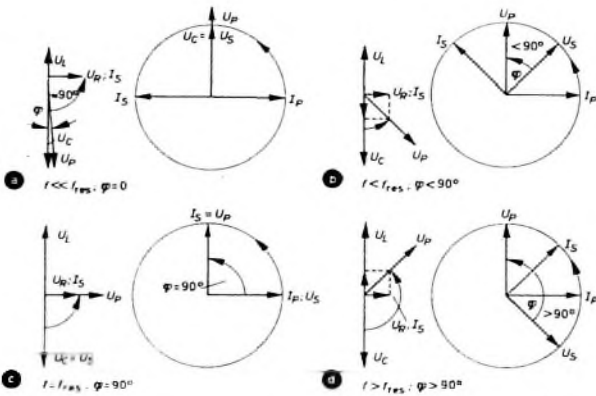
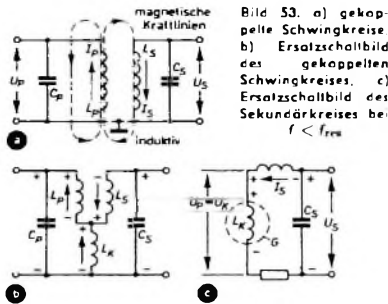


Bild 54. Zeigerdiagramme der Ströme und Spannungen im gekoppelten Schwingkreis

Grundsätzlich kann ein Übertrager (Transformator) als gekoppelter Schwingkreis betrachtet werden, denn jede Wicklung hat außer ihrer Induktivität eine Wickelkapazität. Ein typisches Beispiel ist der Zeilentransformator; er schwingt beim Zeilenrücklauf auf seiner Resonanzfrequenz. Die Unterschiede zwischen Schwingkreis und Übertrager liegen in der Art der Kopplung und beim

jeweiligen Betrachtungsfall im Verhältnis der Betriebsfrequenz f zur Resonanzfrequenz f_{res} .

3.4.3.1 f sehr klein gegen f_{res}

3.4.3.1.1 Schwingkreis

Am Schwingkreis L_P, C_P , dem Primärkreis im Bild 53a, ist die Spannung U_P vorhanden. Sie verursacht in der Induktivität L_P einen Strom I_P , der U_P um 90° nacheilt. Da der Stromänderung folgende Magnetfeld induziert in der Sekundärinduktivität L_S einen Strom I_S . In der Ersatzschaltung nach Bild 53b ist die Verkopplung über die magnetischen Kraftlinien durch die gemeinsame Koppelinduktivität L_K angedeutet. Da L_P und L_K vom gemeinsamen Strom I_P durchflossen werden, liegt an L_K ein Teil der Primärspannung U_P . Für den Sekundärkreis bildet L_K die Spannungsquelle, die mit dem Sekundärkreis L_S, C_S in Serie geschaltet ist. Ist $f \ll f_{res}$, dann ist auch $U_L \ll U_C$. Der Serienkreis ist kapazitiv; der Sekundärstrom I_S eilt der Generatorspannung U_P um fast 90° voraus (Bild 54a). Ist der ohmsche Verlustwiderstand R_V zu vernachlässigen, dann ist die Voreilung genau 90° . Die Spannung an C_S ist die sogenannte Klemmenspannung U_S des Sekundärkreises (Sekundärspannung). U_S ist demnach in Phase mit U_P .

3.4.3.1.2 Übertrager

Übertrager sind normalerweise mit einer sehr kleinen Wicklungskapazität C_{UV} ausgelegt, damit die Resonanzfrequenz f_{res} stets sehr groß gegen die Betriebsfrequenz f ist; ($f \ll f_{res}$). Der Verlustwiderstand R_V kann vernachlässigt werden. Die Kopplung zwischen der Primärspule L_P und der Sekundärspule L_S ist sehr fest. Hierdurch wird die gemeinsame Koppelinduktivität L_K (Bild 53b) fast gleich L_P und L_S . Es ist $U_K = U_P$. Der Sekundärserienkreis L_S, C_S wird rein kapazitiv, da L_S nur noch sehr klein ist. Der Sekundärstrom I_S eilt gegen U_P um genau 90° vor. Die Sekundärspannung U_S ist phasengleich mit U_P .

Man kann also zusammenfassend sagen: In einem Übertrager sind die Primär- und Sekundärspannungen bei gleichem Wickelsinn phasengleich, die Ströme einander entgegengerichtet. Der Primärstrom I_P eilt der Spannung um 90° nach (L_P als Verbraucher), der Sekundärstrom I_S eilt der Spannung um 90° voraus (L_S als Generator). Es gilt also ebenfalls das Zeigerdiagramm Bild 54a.

3.4.3.2 f kleiner als f_{res}

C_S und R_V sind nicht mehr zu vernachlässigen, wenn die Schwingkreise in der Nähe ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden. Am Primärkreis liegt wieder die Spannung U_P . Ihr folgt der Strom I_P um 90° nach. An der Kopplungsinduktivität L_K tritt die Spannung U_K auf, die phasengleich mit der Primärspannung U_P ist. Die Ersatzschaltung des Sekundärkreises ist im Bild 53c wiedergegeben. U_K bildet die Spannungsquelle für die Serienschaltung von L_S, C_S . Bei $f < f_{res}$ ist $\omega L < \frac{1}{\omega C}$, also ist auch $U_L < U_C$

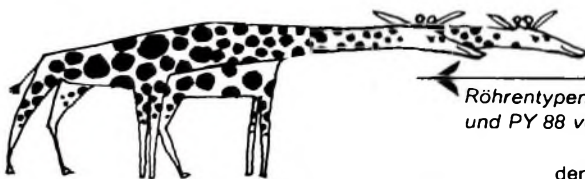
(Bild 54b). Der Strom I_S eilt demnach der Spannung U_P voraus. Die Ausgangsspannung U_S folgt dem Strom I_S um 90° nach. Die Phasenverschiebung zwischen U_S und U_P ist kleiner als 90° ; ($\varphi < 90^\circ$).

3.4.3.3 f gleich f_{res}

Im Resonanzfall ist $U_L = U_C$. In der Serienschaltung des Sekundärkreises wird I_S vom Verlustwiderstand R_V bestimmt und ist daher in Phase mit U_P . U_S folgt I_S um 90° . Der Phasenwinkel zwischen U_S und U_P ist nach Bild 54c genau 90° ; ($\varphi = 90^\circ$).

3.4.3.4 f größer f_{res}

Oberhalb der Resonanzfrequenz wird $U_L > U_C$. Im Sekundärkreis eilt demzufolge I_S der Generatorspannung U_P nach (Bild 54d). U_S folgt dem Strom I_S wieder um 90° nach. Der Phasenwinkel zwischen U_S und U_P wird größer als 90° ; ($\varphi > 90^\circ$).



GUTE AUSSICHTEN...

Röhrentypen DY 86, PCL 82, PCL 85, PL 36

und PY 88 vorrätig bei Heninger

Ersatzteile durch

HENINGER

der Versandweg ... sehr vernünftig!

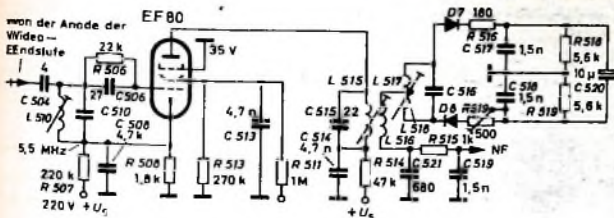


Bild 55. Schaltung des Ton-ZF-Verstärkers (Differenzfrequenz-Verstärker) und des Radiodetektors

3.5. Tonverstärker

3.5.1. Ton-ZF- oder Differenzfrequenz-Verstärker

Im Bild 55 ist der Ton-ZF-Verstärker (mit nachgeschaltetem Radiodetektor) eines Fernsehempfängers wiedergegeben. An Stelle der Bezeichnung Ton-ZF ist auch die Bezeichnung Differenzfrequenz (abgekürzt DF) gebräuchlich; sie ist mit 5,5 MHz die Differenz zwischen dem Bildträger und dem Tonträger.

Über C 504 gelangt die Differenzfrequenz an den ersten auf 5,5 MHz abgestimmten DF-Kreis L 510, C 510. Mit Hilfe des RC-Gliedes R 506, C 506 und in Verbindung mit der niedrigen Schirmgitterspannung (etwa 35 V) erfolgt eine Begrenzung des Signals. (Übersteigt die DF-Trägeramplitude die Gittervorspannung, dann verursacht sie Gitterstrom.)

Das Schirmgitter der EF 80 erhält seine Betriebsspannung über R 511 von der Boosterspannung, so daß der DF-Verstärker bis zum Einsetzen der Zeilen-Endstufe gesperrt bleibt. Damit wird das Einschaltbrummen - eine Folge der Bild-ZF-Übersteuerung - unterdrückt. Auch die Regelspannung tritt erst nach Einsetzen der Zeilen-Endstufe auf. Die niedrige Spannung des Schirmgitters sorgt für eine kurze Steuergitter-Kennlinie. Ein großes DF-Signal wird beidseitig beschnitten, also begrenzt. Im Anodenkreis liegt der Primärkreis des Radiodetektors.

3.5.2. Radiodetektor

3.5.2.1. HF-Kreis

Der Primärkreis L 515, C 515 ist mit der Tertiärspule L 516 fest gekoppelt; die beiden Spulen sind übereinander gewickelt. Außer der festen Kopplung ist für L 516 auch noch 5,5 MHz sehr klein gegen ihre Eigenresonanzfrequenz. Das bedeutet nach Abschnitt 3.4.3.1. gleiche Phasenlage für die Spannungen an L 515 und L 516.

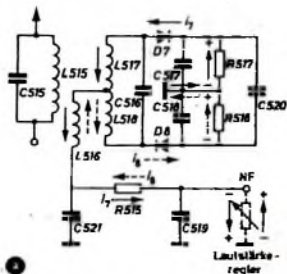
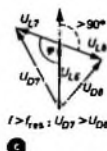


Bild 56. a) Richtung der Ströme im Radiodetektor (die Diodenströme sind im L-Regler entgegengesetzt gerichtet); b) bis d) Spannungen im Radiodetektor (die im Text genannten Spannungen $U_{L515} \dots U_{L518}$ sind in den Vektordiagrammen mit $U_{L5} \dots U_{L8}$ bezeichnet)



$I = I_{res}; U_{D7} = U_{D8}$

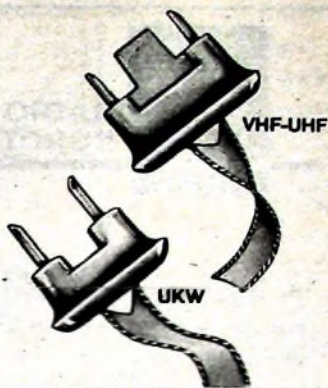
$I > I_{res}; U_{D7} > U_{D8}$

$I < I_{res}; U_{D7} < U_{D8}$

Der Sekundärkreis L 517, L 518, C 516 ist lose induktiv angekopelt. Bei Resonanz (Abschnitt 3.4.3.3.) eilt U_{L517} um 90° vor, U_{L518} um 90° nach gegen U_{L516} . Für die Dioden liegen L 517 oder L 518 in Reihe mit L 516. Bei der geometrischen Addition nach Bild 56b wird $U_{D7} = U_{D8}$.

Oberhalb der Resonanz (Abschnitt 3.4.3.4.) ändert sich der Phasenwinkel so, wie im Bild 56c dargestellt. Bei der Addition wird $U_{D7} > U_{D8}$.

Die Frequenzabweichung $\pm \Delta f$ der Frequenzmodulation wandelt sich also in eine Amplitudenänderung um; das entspricht einer Amplitudenmodulation. Im HF-Kreis des Radiodetektors erfolgt demnach eine Modulationswandlung (Fortsetzung folgt)



ANTENNENSTECKER

für schraub- und lötfreie Montage



Antenne
Erde

nach der neuen internationalen IEC- und DIN-Norm

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 030 66 58 · TELEX 008 3087

Der neue

RIM-Breitband-Oszillograf ROG 7 A

zum gleichen Preis wie ROG 7 jedoch mit beachtenswerten Verbesserungen.



Y-Breitbandverstärker bis 8 MHz. Rücklaufverdunkelung. Hohe Empfindlichkeit - 25 mVss/cm. Kippfrequenzen 7 Hz ... 550 kHz in 10 Stufen. Positive und negative Synchronisation. 5-stufiger Eingangsteiler. Gedruckte Schaltungstechnik. Geringe Abmessungen: 30 x 13 x 22 cm.

Preis: Kompl. Bausatz ohne Zubehör DM 369.-

RIM-Baumapfe DM 5.50. Betriebsfertig DM 429.-

Ergänzungsbausatz von ROG 7 auf 7A einschließl. Baumapfe 7A ohne neue Blende DM 29.50

Verlangen Sie RIM-Information 6j2j65 mit Beilage ROG 7A

RADIO-RIM

8 München 15, Abt. F. 2
Bayerstraße 15
Ruf (0811) 55 72 21



RADIO · FERNSEHEN
BÜROTECHNIK

In Altona — der Berg- und Burgstadt des Sauerlandes — liegt in landschaftlich reizvoller Umgebung das Stammwerk unseres Unternehmens.

Hier konzentrieren sich Entwicklung und Fertigung unserer Rundfunk- und Magnetongeräte.

Unser Leitspruch — Graetz ein Begriff des Vertrauens — ist Ausdruck der Güte und Qualität unserer Erzeugnisse. Um dies stets zu garantieren, suchen wir für unser Prüffeld tüchtige und verantwortungsbewußte

RUNDFUNK- und FERNSEHTECHNIKER

Dieser qualifizierte Mitarbeiterkreis ist mit der Prüfung und Reparatur der gefertigten Rundfunk- und Magnetongeräte beauftragt und dadurch wesentlich an der Suche nach neuen Erkenntnissen und Erfahrungswerten beteiligt, um Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit der Geräte zu gewährleisten.

Wenn Sie über gute Fachkenntnisse verfügen und sich für diese Aufgaben interessieren, so genügt zur ersten Kontaktaufnahme ein kurzes Schreiben an unsere Personalabteilung.

Gern werden wir Sie auch zu einem unverbindlichen Besuch einladen.

GRAETZ Kommanditgesellschaft
599 Altona (Westf.) • Westliger Straße 172



In herrlicher Voralpenlandschaft in der Nähe des Chiemsees gelegen, suchen wir für die Konstruktion von Hochfrequenz- und Ultraschallgeneratoren

KONSTRUKTEURE (HTL)

mit Erfahrung im Elektromaschinen- oder Apparatebau.

Wir bieten ausbaufähige Dauerstellung, angenehme Arbeitsbedingungen, 5-Tage Woche und Altersversorgung. Wohnung kann gestellt werden.

Bewerber, die den Anforderungen entsprechen, bitten wir, ihre Unterlagen wie Zeugnisabschriften, Lebenslauf, Angaben der Gehaltswünsche und des frühesten Eintrittstermins einzureichen an

KÖRTING RADIO WERKE GMBH
8211 - GRASSAU/CHIEMGAU

Wir suchen zum frühestmöglichen Eintritt:

1. Jüngeren Elektro-Ingenieur (HTL)

für interessante und selbständige Arbeiten auf dem Gebiet der Strahlungsmeßtechnik.

2. Rundfunkmechaniker oder Rundfunktechniker

mit allgemeinen elektronischen Kenntnissen und mit praktischer Erfahrung in der Prüfung von elektronischen Geräten.

Wir bieten interessante und gut dotierte Tätigkeit in der Atmosphäre eines harmonischen Betriebsklimas, gediegene Einarbeitungsmöglichkeit, reichhaltige, verbilligte Werkverpflegung und andere vorteilhafte Sozialleistungen sowie zusätzliche Altersversorgung.

Schriftliche Bewerbungen erbittet unser Personalbüro

FRIESEKE & HOEPFNER

G. m. b. H.

Erlangen-Bruck

Kernphysikalische Meßgeräte — Präzisionsmaschinenbau und Hydraulik

RADIO-FERNSEH-UNTERNEHMEN
sucht für Filiale Raum Oberfranken
RADIO-FERNSEH-TECHNIKER-MEISTER

oder **TECHNIKER** mit umfassenden Kenntnissen. Wir bieten angenehmes Betriebsklima, gut eingerichtete Werkstatt, moderne 3½-Zimmerwohnung, großzügiges Gehalt, Gratifikationen und sonstige Vergünstigungen. Bewerbungen mit handschriftlichem Lebenslauf, Zeugnissen erbitten, unter **F. Z. 8447**



Im Zuge des weiteren Ausbaus unserer Apparatefertigung werden die Aufgaben unserer **Entwicklungslaboratorien** und unserer **Konstruktionsabteilungen** immer umfangreicher. Wir suchen daher zur Lösung der hier anfallenden vielseitigen und interessanten Aufgaben

DIPLOMINGENIEURE und INGENIEURE

(Elektrotechnik)

die Freude an selbständiger Arbeit haben.

Die neuen Mitarbeiter erwarten folgende Fachgebiete:

Drahtnachrichtengeräte
Funkgeräte
Nebenstellenanlagen

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Zeugnisabschriften, Lichtbild und Angabe des frühesten Eintrittstages bitten wir zu richten an

TE KA DE

FERNMELDEAPPARATE GMBH

85 Nürnberg, Allersberger Straße 185 - Personalabteilung

Video- Meßtechniker

sucht zum August/September 1965, Anstellung bei einer Fernsehstation o.ä. nach Möglichkeit auf dem Farbfernsehgebiet. Zur Zeit auf der Schule für Elektrotechnik.
Abgang: Ende Juli 1965

Zuschriften erbeten unter F.X. 8465

Auf Draht bleiben Fachbücher

durch Studien moderner

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

Postkarte genügt
RADIO-RIM-Abtlg. Literatur
8 München 15 - Postfach 275

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsichttechnik durch Christiani-Pernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschluszeugnis. 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

Kaufgesuche

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

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

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

Verkäufe

Industriehandschuhe aus Stoff und Leder. Trebes & Henning KG, 1 Berlin 19, Königin-Elisabeth-Str. 47, Tel. 92 91 33 und 92 08 81



Magler-Kassen halten schnell Φ - fest, einbauen, gliedern auf, sichern autom. und alles ist nach Spalten getrennt zur schnellen Abrechnung zur Verfügung. Fordern Sie bitte unverbindlich Prospekt 198 Magler-Kassenfabrik-71 Hellbrunn

KRAUTKRÄMER

sucht
Techniker

für die Erstellung von kommerziellen Anlagen und Steuerungen.

Wir denken an Mitarbeiter, die mit elektronischen Schaltungen vertraut sind und die Neigung zu eigenständiger, akkurater Arbeitsweise besitzen.

Bitte senden Sie Ihre Bewerbungsunterlagen an unsere Personalstelle

Dr. J. u. H. Krautkrämer, 5 Köln-Klettenberg, Luxemburger Straße 449, Tel. 41 49 41

Geschäftsverkäufe

Komplett eingerichtete Reparaturwerkstatt der Fernsehbranche in Berlin aus Altersgründen zu verkaufen oder zu verpachten.

Langjähriger, von mir betreuter, umfangreicher Kundenstamm kann mit übernommen werden.

Angebote erbeten unter F. W. 8464

Kundendienst- Korrespondent

für technische Angelegenheiten, 45 J., in ungekündigter Stellung, mit langjährigen Erfahrungen, auf allen Gebieten des Tonbandes, Stereo, Hi-Fi-Rundfunks und Fernsehens versiert, sucht neuen Wirkungskreis. Berlin bevorzugt.

Zuschriften erb. unter F. Y. 8466

VERLAG FÜR RADIO FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-147. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth. Stellvertreter: Albert Jönicke. Techn. Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79 302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis entnommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin





Diesen Mann kennen Sie

(Und das Mikrofon vor ihm auch)

Das Mikrofon sehen Sie häufiger als den Mann: In jeder aktuellen Fernsehsendung. Ob Tagesschau, Heute, Schaufenster Deutschland: Das MD 421 ist immer dabei. (30000 Stück davon haben wir bisher gebaut). Neben Funk und Fernsehen sind Tonbandamateure unsere Abnehmer. Sie alle verlassen sich auf den individuell geschriebenen Frequenzgang, der

jedem Mikrofon beiliegt. Und geben deshalb gern 195,- DM für das MD 421 aus. - Zu teuer? Dann verlangen Sie unsere neue Druckschrift für alle dynamischen Mikrofone ab 68,- DM. - Oder zu billig? Dann lassen Sie sich unsere neue Druckschrift für Transistor-Kondensator-Mikrofone von 445,- DM bis 715,- DM kommen. (Mit denen arbeiten Funk

und Fernsehen auch). Schreiben Sie bitte an Sennheiser electronic 3002 Bissendorf, Postfach 234

