

A 3109 D

BERLIN

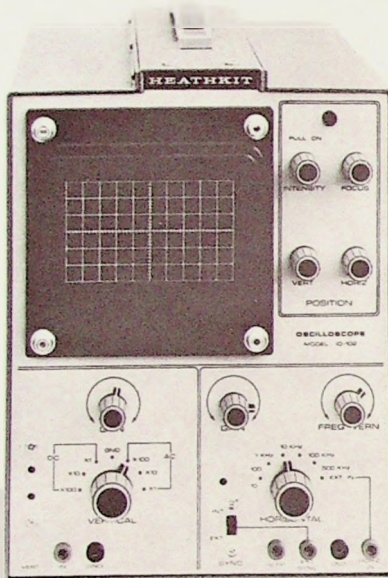
FUNK- TECHNIK

13 | 1971 +

1. JULIHEFT

Ein neuer 13cm-Service-Oszillograf von **HEATHKIT®**

13cm-Service-Oszillograf IO-102



- Moderne, betriebssichere Halbleiterschaltung
- Gleichspannungsgekoppelter Vertikalverstärker
- Y-Frequenzgang von DC bis 5 MHz
- 13 cm-Planschirm-Kathodenstrahlröhre mit rechteckigem Sichtfeld
- Blende in Sekundenschnelle gegen genormten Kamera-Adapter austauschbar
- Externe Kippfrequenz- und Synchronisierungsänge
- 1 Vss - Referenzspannungs-Ausgang
- Kippfrequenzen 10 Hz - 500 kHz
- Außerordentlich stabiles, verwindungssteifes Chassis
- Leichter Selbstbau durch weitgehende Verwendung gedruckter Schaltungen und Kabelbaum-Verdrahtung

Bausatz: DM 625,-
betriebsfertig: DM 850,-

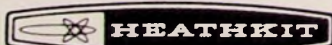
Ein neuer, robuster und betriebssicherer Oszillograf in modernster Halbleitertechnik für Labor und Service-Werkstatt, speziell für die NF-Technik geeignet. • Frequenzgang des Vertikalverstärkers von DC bis 5 MHz, daher auch für den Fernsehgeräte-Service vielseitig verwendbar. • Y-Eingang wahlweise auf AC- oder DC-Kopplung umschaltbar. • Frequenzkompensierter dreistufiger Abschwächer (x 1, x 10, x 100) mit zusätzlichem Feinabschwächer. • Eingangsumschalter mit GND-Stellung (Erdung des Y-Verstärkers) zur Darstellung einer Null-Bezugslinie. • Hochohmiger FET-Eingang zur belastungslosen Messung von Prüflingen. • Eingangsempfindlichkeit 30 mV/cm. • Anstiegszeit 80 nSek. • Selbstschwingender, patentierter Kippgenerator. • Kippfrequenzen in fünf Bereichen zwischen 10 Hz und 500 kHz grob und fein einstellbar. • Externer, abschaltbarer Synchronisierungs-Eingang. • 1 Vss-Referenzspannungs-Ausgang. • 13 cm-Kathodenstrahlröhre 5DEP1 mit Planschirm und wirksamer Mu-Metall-Systemabschirmung. • Rechteckiges Bildfeld mit Zentimeter-Raster (nutzbare Bildfläche 6 x 10 cm) und abnehmbarer Blende, die nach Lösen von vier Rändelmuttern gegen genormte Kamera-Adapter ausgetauscht werden kann. • Zenerstabilisiertes Netzteil mit überdimensioniertem, voll gekapseltem Netztransformator. • Einfacher und müheloser Selbstbau durch weitgehende Verwendung gedruckter Schaltungen und Kabelbaum-Verdrahtung. • ungewöhnlich stabiles, verwindungssteifes Chassis. • Abnehmbare Seitenwände. • Alle wichtigen Bedienungsorgane von außen zugänglich.

Vorläufige technische Daten:

Vertikal-Verstärker • Eingangsempfindlichkeit: 30 mV/cm, ungeeicht; Frequenzgang: DC ... 5 MHz ± 3 dB; Anstiegszeit: 80 nSek.; Eingangsimpedanz: 1 M Ω /35 pF; **Eingangsabschwächer**: 3-stufig, frequenzkompensiert, wahlweise auf AC- oder DC-Kopplung umschaltbar, mit zusätzlicher GND-Stellung und stufenlosem Feinabschwächer; **Vertikal-Verstärker-Eingangsempfindlichkeit**: 100 mV/cm; **Frequenzgang**: 1 Hz ... 1 MHz ± 3 dB; **Eingangsimpedanz**: 1 M Ω /50 pF; **Kippteil** - Bauart: selbstschwingender Kippgenerator mit autom. Synchronisation; **Kippfrequenzen**: 10 Hz ... 500 kHz, in 5 Bereichen grob und fein einstellbar; **Kathodenstrahlröhre**: 5DEP1 (13 cm ϕ) grün, mittlere Nachleucht-dauer, mit Mu-Metall-Systemabschirmung; **Sonstiges**: Helligkeitsregler

(mit Netzschalter kombiniert), Schärfereglern, X- und Y-Zentrierung an der Frontplatte angebracht, Astigmatismus- und Symmetrieregler nach Abnahme der Seitenwände, teilweise auch durch Wartungsöffnungen von außen zugänglich; Rasterseife mit cm-Einteilung (6 x 10); Bananensteckerbuchsen für Y- und X-Eingang, Masse, Fremdsynchron-Eingang und 1 Vss-Bezugsspannungs-Ausgang; zusätzliche BNC-Buchse für den Y-Eingang; **Halbleiterbestückung**: 36 Transistoren (davon 5 FETs), 14 Dioden 7 Zenerdioden; **Netzanschluß**: 105-125 V/210-250 V~, 50-60 Hz/35 W; **Abmessungen**: 324 x 235 x 412 mm; **Gewicht**: ca. 13,5 kg. • **Vorerst nur mit englischer Bau- und Bedienungsanleitung** lieferbar.

Ausführliche Einzelbeschreibungen mit Schaltbildern und den großen HEATHKIT-Katalog 1971 mit vielen interessanten Modellen zum Selbstbau oder in betriebsfertiger Form erhalten Sie kostenlos und unverbindlich gegen Einsendung des anhängenden Abschnitts. Günstige Teilzahlungsmöglichkeiten. Porto- und frachtfreier Versand innerhalb der Bundesrepublik und nach West-Berlin. Alle angegebenen Preise verstehen sich einschließlich Mehrwertsteuer.



HEATHKIT Geräte GmbH

6079 Spreddingen bei Frankfurt/Main

Robert-Bosch-Straße 32-38, Postfach 220

Telefon (061 03) - 10 77, 10 78, 10 79

Telex: 04-13408

Zweigniederlassung: HEATHKIT-Elektronik-Zentrum

8 München 2, Josephspitalstraße 15, Telefon (0811) - 591233

Auslandsniederlassungen: Österreich: Schlumberger Overseas GmbH, A-1120 Wien, Meidlinger Hauptstr. 46 Schweiz: Schlumberger Meßgeräte AG, CH-8040 Zürich, Badener Str. 333 und TELION AG, CH-8047 Zürich, Albisrieder Str. 232. Holland: HEATHKIT Electronic Center, Amsterdam-Osdorp, Pieter Caland Laan 106-110. Belgien: HEATHKIT Electronic Center, 1190 Brussel, Globelaaan 16-18.

Ausfüllen, auf frankierte Postkarte kleben und einsenden an:

HEATHKIT Geräte GmbH • 6079 Spreddingen/Heesen • Postfach 220

Ich bitte um kostenlose Zusendung des HEATHKIT-Kataloges ☐

Ich bitte um kostenlose Zusendung technischer Datenblätter für folgende Geräte ☐

(Zutreffendes ankreuzen)

(Name) _____

(Postleitzahl u. Wohnort) _____

(Straße u. Hausnummer) _____

FT (Bitte in Druckschrift ausfüllen)

Gelesen · gehört · gesehen	472
FT meldet	474
Das Bildtelefon · Eine Zwischenbilanz	475
Rundfunk Schaltungsdetails des Steuergerätes „orchestra hifi 101“	477
Persönliches	481
Phono Turntable „TTS 3000A“ und Hi-Fi-Tonarm „PUA 286“	482
Elektronik-Ingenieur Die dB-Rechnung unter Berücksichtigung ihrer Bezugs- größen	485
Fernsehen Vom Kombituner zum Streifenleitertuner	489
Für den KW-Amateur Ein Hochleistungsempfänger für das 2-m-Amateurband	493
Technik von morgen Universelle Kommunikationseinheit	495
FT-Bastel-Ecke Stufenlose Steuerung mit Thyristoren	496
Meßtechnik 30-MHz-Oszillograf – selbstgebaut	497
Fernseh-Service Unstabile und kontrastabhängige Zeilensynchronisation	501
Kurzschluß im PAL-Schalter	501
Für Werkstatt und Labor	501

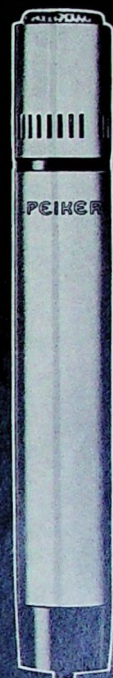
Unser Titelbild: Mitte Mai 1971 sind in der „Kritischen Anordnung“ der AEG-Kernenergieversuchsanlage Großwelzheim die Prüf- und Testarbeiten an den Brennelementen für das Kernkraftwerk Würgassen erfolgreich abgeschlossen worden. Bei den verschiedenen Experimenten handelt es sich um reaktorphysikalische Untersuchungen zur Kontrolle der theoretischen Berechnungen und der Fertigung (s. a. S. 488)

Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141–167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telex: 01 81 632 vrlkt. Telegramme: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1. Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. – Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof

Ihr Hi Fi Mikrofon zu günstigem Preis!



Höchste Auszeichnungen:
Bundespreis „Gute Form“
Berlin 1969
„Die gute Industrieform“
Hannover 1969



TM 102 Dynamic Super-Nieren-Mikrofon

unverkennbare Vorteile:

- 1 Hi Fi Qualität
- 2 Ganzmetallgehäuse
- 3 Frequenzgang:
50 bis 14 000 Hz
- 4 Richtcharakteristik: Super-Niere
- 5 Berührungsgeräuschgedämpft

PEIKER acoustic

Fabrik elektro-akustischer Geräte

6380 Bad Homburg v. d. H. · Obereschbach

Postfach 235

Telefon: Bad Homburg v. d. H. (061 72) 4 10 01



Neue Autoempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Betriebsspannung V	Bemerkungen
Blaupunkt Coburg	U2ML	5	12	elektronischer Sendersuchlauf; Spannungswandler für 6 V und 24 V lieferbar
Hildesheim	ML	4	12	Spannungswandler für 6 V und 24 V lieferbar
Philips Autoradio-Cassette-Stereo	UM	2×5	12	eingebautes Cassette-Tonbandgerät
Schaub-Lorenz TS 405 automatic	UM	5	12	
TS 406 automatic	UKML	5	12	

„Supermarkt der Genüsse und Informationen“

nannte Hans-J. Rohde, Vorsitzender des Ausstellungsausschusses, vor über 60 Fachjournalisten auf dem Europäischen Fachpresseempfang am 15. Juni 1971 in Berlin die erste internationale Funkausstellung auf deutschem Boden (Berlin, 27. August bis 5. September 1971).

- Sie wird die größte Funkausstellung sein, die jemals irgendwo in der Welt stattgefunden hat.
- Sie wird ein repräsentatives Bild von der Leistungsstärke der gesamten Unterhaltungselektronik in der Bundesrepublik und in den fünfzehn wichtigsten Elektronikländern geben.
- Sie wird in einem Fernsehstudio mit über 3000 Zuschauerplätzen einen Einblick in die Arbeit von ARD und ZDF geben. Hier ist vom frühen Morgen bis zum späten Abend Betrieb: von der Probe bis zur Aufzeichnung und zur Direkt-Sendung.
- Sie wird auf dem Schallplatten-Gemeinschaftsstand „Medium ohne Grenzen“ für die Besucher über 2000 Musiktitel von Schallplatten und MusiCassetten bereithalten.
- Sie wird mit dem von der Deutschen Bundespost zur Funkausstellung offiziell eingeführten „automatischen öffentlich beweglichen Landfunkdienst“ eine Weltpremiere erster Ordnung bieten: Über das Autotelefon kann man zukünftig seine Gespräche in alle Welt selbst wählen – so wie zu Hause.
- Sie wird den „Gala-Abend der Schallplatte POP“ über Eurovision und Intervention Millionen von Fernsehzuschauern im gesamten europäischen Raum und in Nordafrika ins Haus bringen.
- Sie wird eine Technische Premieren-Revue sein. Neben den erstmals gezeigten neukonzipierten Modellen der deutschen Firmen stehen ausländische Geräte, die zumindest im Inland weder dem Fachhandel noch dem Publikum bekannt waren.
- Sie wird der Öffentlichkeit zum ersten Male Gelegenheit geben, das neue Videosystem Bildplatte in Farbe kennenzulernen.



Neue Rundfunk-Heimempfänger und Stereo-Geräte

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Abmessungen (B×H×T) cm	Bemerkungen
Wega studio 3206 hifi	UKML	2×10	71,5×18,5×32,5	Hi-Fi-Stereo-Steuergestützte mit eingebautem Plattenspieler
studio 3207 hifi	UKML	2×18	71,5×18,5×32,5	Hi-Fi-Stereo-Steuergestützte mit eingebautem Plattenspieler

Neue Rundfunk-Koffereempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	eingebautes Netzteil	Abmessungen (B×H×T) cm	Gewicht kg	Bemerkungen
Blaupunkt Diva de Luxe	UKML	0,7	×	27×15,3×6,6	1,7	K = 49 m
Derby Commander	U2K2ML	2 (3)	×	31,4×20×8,4	3,4	K = 19...32 m, 40...51 m; MW-Eurobereich
Graetz Page netzautomatic	UKML	1,3	×	32,5×24,5×7,5	2	K = 49 m
Nordmende Galaxy-mesa 7000	U11KML		×	47×26×11,5	5,53	11 gespreizte KW-Bänder (einschl. Tropenband)
Philips Bostella	UKM	0,35		21×11,1×11,5	0,7	K = 16...49 m, KW-Lupe
Nicolette	UKML	0,5		22,3×12,5×5,3	1,6	K = 19...49 m
Tamina de Luxe	UKML	1	×	26×16,5×7,2	1,6	K = 19...49 m, KW-Lupe
Schirokko de Luxe	UKML	1	×	32×21×7,3	2,6	1 IS (für AM-HF- und -ZF-Teil, FM-ZF-Teil, NF-Vor- und -Treiberstufe); K = 16...49 m; 2 UKW-Stationstasten
Monsun de Luxe	UKML	1	×	29,6×19,6×8,2	2,2	1 IS (für AM-HF- und -ZF-Teil, FM-ZF-Teil, NF-Vor- und -Treiberstufe); K = 16...49 m
Hurricane de Luxe	U3KML	2	×	37×22,6×8,5	3,7	1 IS (für AM-HF- und -ZF-Teil, FM-ZF-Teil, NF-Vor- und -Treiberstufe); K = 13...41 m, 49 m, 135 m, KW-Lupe; 3 UKW-Stationstasten
Radio Recorder R 55	UKM	1,2	×	33,7×20,5×9,5	4	eingebautes Cassette-Tonbandgerät mit Aussteuerungsautomatik; K = 25...49 m

Umsatz auf Tastendruck

**TELEFUNKEN "partner universal 201" mit
der grünen Luxemburg-Taste.**

**Das erste Kofferradio mit KW-Festtaste und
Quarz-Senderstabilisation für Radio Luxemburg.**

"partner universal 201": Zum attraktiven
Festpreis von DM 199,-.

"partner universal 201": Perfekte Technik:
4 Wellenbereiche, UKW, MW, LW, KW (25-49 m).
UKW-Scharfabstimmung (AFC). KW-Festtaste für
Radio Luxemburg, stabilisiert durch Präzisions-
quarz. Damit unempfindlich gegen äußere
Einflüsse.

Diese aufwendige Technik findet man sonst nur
in kommerziellen Anlagen. Anschlüsse für
Tonband oder Plattenspieler. Eingebautes Netzteil,
110/220 Volt, 1,2 Watt Ausgangsleistung.

"partner universal 201": Der ideale
„Radio-Luxemburg-Empfänger“ für ganz
Deutschland und Europa. Denn Radio Luxemburg
hat seine Senderleistung auf 500 kW erhöht
und damit verzehnfacht.

"partner universal 201": Das Kofferradio
passend zum Sender. Denn TELEFUNKEN hat auch
den neuen 500-Kilowatt-Sender und die neue
Rundstrahlantenne von Radio Luxemburg gebaut.

"partner universal 201": Denn die
grüne Luxemburg-Taste schafft freie Fahrt für
Koffer-Umsatz.



Fernseh-, Rundfunk-, Phono- und Tonbandgeräte aus dem
Haus, in dem das erste Tonbandgerät und das beste
Farbfernseh-System der Welt – PAL – entwickelt wurden.

Alles spricht für TELEFUNKEN



TELEFUNKEN

Geschäftsausweitung bei Rosenthal

Wie aus dem Geschäftsbericht 1970 des Rosenthal-Konzerns hervorgeht, erhöhte sich der Umsatz um 17% auf 279 Mill. DM. Die Investitionen beliefen sich auf 23,7 Mill. D-Mark. Der Konzerngewinn wird mit 4 389 746 DM angegeben. Die Produkte der technischen Keramik sowie die passiven elektronischen Bauelemente auf keramischer Basis der Rosenthal-Isolatoren GmbH trugen mit 17,2% Umsatzsteigerung noch erheblich zum Gesamtwachstum bei, obwohl im letzten Quartal des Berichtsjahres die Nachfrage schlagartig zurückging.

Umsatzsteigerung bei Varta

Der Umsatz der Varta AG konnte 1970 um 16% auf 401,5 Mill. DM erhöht werden. Der Umsatzzuwachs zeigte dabei jedoch im Laufe des Jahres eine fallende Tendenz, während die Umsatzsteigerung im ersten Halbjahr 1970 noch 22,3% betrug, wurden im zweiten Halbjahr nur noch 11,4% erreicht. Die zum Konsolidierungskreis der Varta-Gruppe gehörenden Gesellschaften, nämlich die Varta AG und ihre inländischen Mehrheitsbeteiligungen, haben ihren Außenumsatz um 124,4 Mill. DM auf 886,7 Mill. DM erhöht. Die Steigerung beträgt hier 16,3%.

Mitsubishi ändert Firmennamen

Seit dem 1. Juni 1971 trägt die Mitsubishi Shoji Kaisha Ltd., eines der weitverbreitetsten japanischen Industrieunternehmen, die neue Firmenbezeichnung Mitsubishi Corporation. Die Neufirmierung wurde am 31. Mai 1971 von der Aktionärsversammlung in Tokio beschlossen, um dem veränderten Tätigkeitsbereich der Gesellschaft gerecht zu werden.

General Electric stellt die Fertigung von Rundfunkempfängern in den USA ein

Der Kostendruck macht auch den amerikanischen Firmen Sorge. Kürzlich teilte ein Sprecher der General Electric in New York mit, daß man im Laufe der nächsten Zeit die

Produktion von Rundfunkgeräten in den USA allmählich aufgeben wolle und die Absicht habe, die Produktion in Überseeländer zu verlegen. Die Entwicklung, der Verkauf und die Verwaltung dieses Produktionszweiges sollen aber nach wie vor in den USA verbleiben. Die bisher weitgehend selbständigen Abteilungen Fernsehen, audiovisuelle Geräte, Phonotechnik, Rundfunk und Kabelfernsehen werden in der neuen Konzerngruppe „Konsumelektronik“ zusammengefaßt.

Zenith Radio plant Mehrheitsbeteiligung an Movado-Zenith-Mondia

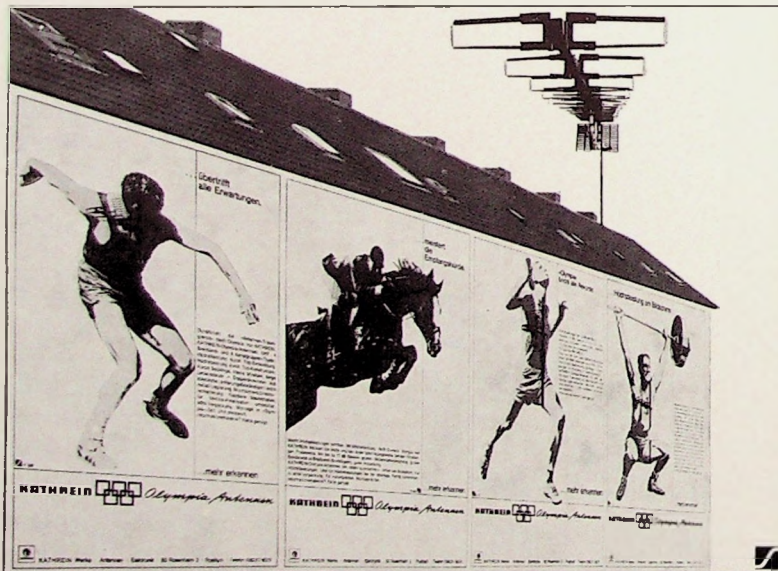
Die Zenith Radio Corporation, der führende Hersteller der USA für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräte und UKW-Empfänger, und die Movado-Zenith-Mondia, Holding Horloger S.A., die viertgrößte Uhrengruppe der Schweiz, haben ein Abkommen unterzeichnet, wonach die Zenith Radio beabsichtigt, eine Mehrheitsbeteiligung an der Movado-Zenith-Mondia-Uhrenholding zu erwerben. Die schweizerische Gesellschaft wird jedoch weiterhin ganz unter schweizerischer Leitung verbleiben.

Degussa erweitert Produktion in Hanau

Am 2. Juni 1971 feierte die Degussa-Zweigniederlassung in Hanau das Richtfest für ein neues achtstöckiges Produktionsgebäude. Es ist vor allem für die Fertigung von elektrischen Thermometern und Präzisions-Halbzeugen bestimmt und soll zum Teil schon Ende 1971 in Betrieb genommen werden. Der mit einem Aufwand von 11 Mill. D-Mark errichtete Neubau erhöht die in Hanau zur Verfügung stehende Nutzfläche auf fast 60 000 m².

Digital Equipment errichtet Produktionsstätte in Irland

Digital Equipment wird auf einem rund 4000 m² großen Fabrikgelände in Galway, Republik Irland, Computer und periphere Geräte produzieren. Die Produktion wird voraussichtlich im Herbst 1971 aufgenommen werden und ist für den gesamten europäischen Raum bestimmt.




Die Antenne, die hält was die Werbung verspricht...

Schrieb uns ein Kunde als Antwort in unserer Frage-Aktion. 3 weitere Feststellungen aus dem Kundenkreis: „Eine kleine Antenne mit wirklich großer Leistung“, „gute Leistung – einfache Montage – nie Reklamationen“, „leicht und doch robust“.

Was noch zu sagen blieb: KATHREIN-Olympia-Antennen sind die kleinstverpackten v o r m o n t i e r t e n UHF-Antennen. Nach wie vor. Optimal in der Verpackung, in der Montage und den elektrischen Eigenschaften. Was die mechanischen Eigenschaften betrifft, sowieso: Kurz gebaut, klein unterm Wind, lang am Leben. Elektrisch: Bis 17 dB Gewinn, große Bandbreite, gute Anpassung, große Nebenzipfeldämpfung. 4 Breitband- und 9 Kanalgruppenantennen.

Informationsmaterial? Karte genügt.

KATHREIN  *Olympia Antennen*



KATHREIN – Werke KG Antennen Elektronik 82 Rosenheim 2 Postfach 260 Telefon 08031/84-1

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**

Das Bildtelefon • Eine Zwischenbilanz

Das Bildtelefon ist nicht neu. Schon zu Beginn des Fernsehens konnte man 1936 während der Leipziger Messe für 3 Mark „dabeisein“ und aus je zwei Zellen in Berlin und Leipzig Fernsehtelefongespräche von drei Minuten Dauer über eine 180 km lange Koaxialkabelstrecke führen. Wenn auch diese Kabelstrecke in den nächsten zwei Jahren über Nürnberg nach München weitergeführt wurde, so kam es doch nicht über einen Versuchsbetrieb hinaus. Öffentliche Netze müssen wirtschaftlich arbeiten, und mit dem damaligen Verfahren und den damaligen Geräten war ein wirtschaftlicher Bildtelefonbetrieb auf keinen Fall zu erreichen.

Inzwischen ist der Fernsehrundfunk eine Selbstverständlichkeit geworden. Gleichzeitig sind Fernsehaufnahmekamera und Fernseh Bildschirm auch für interne Anzeige-, Überwachungs- und Fortbildungszwecke in viele Werke, Behörden, Schulen, Banken, Krankenhäuser – hier und da sogar in Privathaushalte – vorgeordnet. Mit solchen aus einzelnen Bausteinen maßgeschneiderten Anordnungen läßt sich nun ohne weiteres auch das Bild von Gesprächspartnern und ihr Dialog in internen Fernmeldeanlagen über Leitungen innerhalb eines begrenzten Übertragungsradius übermitteln.

Das Bildtelefon der Zukunft – der Sprachgebrauch ist noch nicht einheitlich, da auch vom Fernsehtelefon oder vom Bildfernsprechen geredet wird – darf aber nun keinesfalls eine jeweils maßgeschneiderte Anlage sein. Sie muß, will man überhaupt mit einer zahlenmäßig ausreichenden Teilnehmerzahl rechnen, eine „konfektionierte“ Einheit sein, die sich mit wenigen Handgriffen zusätzlich oder an Stelle des Telefons an jedem Teilnehmeranschluß eines Fernsprechnetzes – auch des öffentlichen Fernsprechnetzes – installieren läßt. In bezug auf eine zahlenmäßig zu erwartende Anwendung gehen im übrigen die Ansichten der Experten (und Nichtexperten) keineswegs konform. Von überschwänglichen euphorischen Voraussagen reicht die Skala bis zur vollendeten Miesmacherei. Aber vielleicht darf man hier einmal an einen historischen Ausspruch erinnern, den R. W. Sarnoff, Chef der RCA, kürzlich in einem ganz anderen Zusammenhang zitierte. Als sich Alexander Graham Bell um die Finanzierung seines Telefons kümmerte, erhielt er von dem Finanzgenie J. P. Morgan als Antwort: „Nach sorgfältiger Prüfung Ihrer Erfindung sind wir zu dem Schluß gekommen, daß sie zwar eine interessante Neuigkeit darstellt, daß es jedoch keinerlei praktische Anwendungsmöglichkeiten für sie gibt.“

Wenn sich diese Prognose auch als völlig falsch erwies, werden Skeptiker nun sicher antworten, daß man das Bildtelefon nicht mit dem Telefon vergleichen könne, die zusätzliche Bildinformation zur Grundinformation des Tones sei doch in ihrer Bedeutung so gering, daß nur wenige die erheblichen Aufwendungen dafür in Kauf nehmen werden. Und mit erheblichen Mehraufwendungen ist tatsächlich zu rechnen. Sie betreffen nicht einmal so sehr die für die Apparatur des Bildtelefons anfallenden Kosten – diese lassen sich als einmalige Anschaffung noch verhältnismäßig leicht amortisieren –, sondern die Kosten, die durch die Übertragung des Bildes über das Fernsprechnet entstehen.

Im Fernsehrundfunk wird für die Bildübertragung eine Bandbreite von etwa 5 MHz benötigt. Selbst wenn man beim Bildtelefon eine geringere Bildauflösung in Kauf nimmt, auf 200 bis 300 Zeilen je Bild zurückgeht und sich dabei mit einem im Verhältnis zum Fernsehrundfunkempfänger kleinen Bild begnügt, ist immer noch eine Videobandbreite von etwa 1 MHz erforderlich. Das würde für ein Bildtelefongespräch aber schon die Übertragungskapazität von

250 Gesprächen ohne Bild beanspruchen (ein reines Telefongespräch braucht etwa eine Bandbreite von 4 kHz). Nun, etwas billiger als für das 250fache der Kosten eines Telefongesprächs wird ein Bildtelefongespräch wohl in Zukunft einmal abzuwickeln sein. Versuchsanlagen der ATT in den USA ergaben jedoch beispielsweise, daß eine aus Reklamegründen erhobene Gebühr vom nur 30- bis 35fachen der Gebühr eines normalen Telefongesprächs wenigstens heute bei weitem noch nicht kostendeckend ist.

In verschiedenen Ländern in den letzten Jahren durchgeführte Erhebungen über den vermutlichen Personenkreis von Bildtelefon-Teilnehmern sind ferner nicht allzu ermutigend. In künftigen öffentlichen Bildtelefonnetzen dürften jedoch noch manche eines Tages überzeugte Teilnehmer werden, die sich bisher in Versuchsanlagen und bei Umfragen recht abwartend verhielten. Schließlich entscheiden dabei nicht nur Prestige Gründe, sondern jede „Gelegenheit“ schafft laut allen Erfahrungen erst nach und nach ihre Nutznießer. So war es doch auch beim Telefon.

Unabhängig von allen solchen wirtschaftlichen Überlegungen wird in vielen Ländern kräftig am Bildtelefon weiterentwickelt. Warum sollte man es auch nicht? Es ist schon manches gute Geld in schlechtere Dinge hineingesteckt worden. Auch die entsprechenden Arbeiten in der Bundesrepublik gehen davon aus, daß man wohl für interne (werkseigene) Anlagen zusätzliche breitbandige Koaxialkabel verlegen könne, aber für die Übertragung im Ortsnetzbereich grundsätzlich nur normale Ortskabeladern zur Verfügung stehen. Zugrunde gelegt wird bei den jetzigen Entwicklungen und Versuchen für öffentliche Anlagen deshalb eine Videobandbreite von 1 MHz. Das ist auch bei einer Versuchsanlage der Fall, die am 12. März 1971 zwischen Darmstadt (Fernmeldetechnisches Zentralamt der Deutschen Bundespost) und München (Nachrichtentechnische Zentrale der Siemens AG) über eine Entfernung von 400 km eröffnet wurde. Die Teilnehmer dieses Versuchsbetriebs, in Darmstadt zur Zeit fünf und in München zehn, können ihre Verbindungen gegenseitig selbst wählen. Auf dieser Versuchsstrecke verläuft die Verbindung nur innerhalb des Ortsbereichs über Ortskabel; von der Bild-Fernsprech-Vermittlungsstelle in Darmstadt geht es über Richtfunk nach Frankfurt und von dort weiter über das Richtfunknetz der Deutschen Bundespost via Stuttgart zum Olympiastadion auf dem Oberriesenfeld in München (teils über 6-GHz-, teils über 4-GHz-Richtfunksysteme). In München läuft die Verbindung dann weiter über 14 km Ortskabel (Zwischenverstärker in zwei bis drei Kilometer Abstand). Dieser Betriebsversuch soll sich über mehrere Jahre erstrecken, um Erfahrungen zu sammeln, die für die Planung eines künftigen Bildtelefonnetzes von großer Wichtigkeit sind. Mit der Einführung eines öffentlichen Bildfernsprechdienstes ist aber kaum vor 1980 zu rechnen.

Ein öffentliches Netz erfordert auf jeden Fall eine Normung der technischen Daten des Bildtelefons. Diese Normung muß möglichst rechtzeitig international erfolgen. Siemens hat auf Grund der seit 1967 laufenden internen Versuche und im Hinblick auf Tendenzen in anderen Ländern der Deutschen Bundespost empfohlen, dem CCITT als Werte für eine solche Normung vorzuschlagen: Zeilenzahl 267, Zeilenfrequenz 8 kHz, Bildfrequenz 30 Hz, Zeilensprungverfahren, Videobandbreite 1 MHz, Bildformat 13 cm × 15 cm.

Diese Daten werden auch von anderen deutschen Firmen befürwortet und haben gute Aussicht auf eine internationale Zustimmung. Dabei fällt vor allem auf, daß die Bildfrequenz nicht der bei uns im Fernsehrundfunk benutzten Gerber-Norm mit einer Bildfrequenz von 25 Hz entspricht. Beide Normen wären demnach nicht kompa-

tibel. Da jedoch verschiedene Länder auf die Festlegung einer Bildfrequenz von 30 Hz drängen werden, ist es sinnvoll, sich von vornherein für das Bildtelefon der Zukunft auf diese Bildfrequenz einzustellen. Im übrigen ergibt sich bei einer Bildfrequenz von 30 Hz und bei 267 Zeilen mit $30 \cdot 267 = 8.001$ MHz eine Zeilenfrequenz, bei der Synchronimpulse und Videosignale voraussichtlich wenig Übersprechstörungen in parallel laufenden Gesprächskanälen verursachen. Nachteil einer 30-Hz-Bildfrequenz konnten allerdings Flackererscheinungen und im Bild sichtbare Brummeinstreuungen sein, wenn die Geräte an bei uns üblichen 50-Hz-Lichtnetzen betrieben werden. Ob eine Bildbandbreite von 1 MHz genügend Ja-Sager findet, scheint noch fraglich zu sein. Im internationalen Gespräch ist mit Rücksicht auf die in Ortskabelnetzen zur Verfügung stehende oft geringe Bandbreite manchmal von nur 0,5 MHz die Rede; das würde gegenüber 1 MHz zu einer noch geringeren Bildauflösung führen.

Bei der Auflösung und damit der Zeilenzahl und der Größe des zu übertragenden Bildes scheint auch die schmale oder breite Fächerung der zukünftigen Anwendungen zu liegen. Man will sich möglichst nicht nur mit der Übertragung des Bildes seines Telefonpartners begnügen, wozu die sich bei 0,5 bis 1 MHz Bandbreite ergebende Bildauflösung ausreicht, sondern möchte auch Fotos und Dokumente mit vielen Feinheiten über das Bildtelefon durchgeben. Mit seinem Gesprächspartner will man – wenn es geht – auch technische und andere Skizzen diskutieren und die dabei vereinbarten Änderungen gleich deutlich im übertragenen Bild sichtbar werden lassen. Das wäre vielleicht sogar mit einer Bandbreite von nur 0,5 MHz möglich, wenn es gelingt, hierbei mit Bildspeicherungsverfahren zu arbeiten, so daß nur die jeweilige Bildänderung – also eine geringere Information – übertragen werden mußte. Solche Verfahren müssen aber erst erarbeitet und abgesprochen werden.

Sieht man sich nun Entwicklungstrends und Versuchsmuster von Bildtelefonen an, die jetzt in verstärktem Maße von mehreren deutschen Firmen auf der diesjährigen Hannover-Messe vorgestellt wurden, dann erkennt man gut die verschiedenen Entwicklungsrichtungen und -absichten. Sie beziehen sich hauptsächlich auf die Bildauflösung und damit auch auf die Größe des wiederzugebenden Bildes, auf den konstruktiven Zusammenbau von Fernsehkamera und Bildschirm zu einer Einheit, auf die bildliche Nur-Wiedergabe des Gesprächspartners oder auch von zusätzlichen Schriftstücken und dergleichen sowie auf die Eingliederung des Fernsprech- und Teilnehmerwahlteiles in die Video-Einheit.

Einige Bildtelefone sind bewußt für die vorerst ausschließliche Verwendung in internen Fernmeldeanlagen und für eine hohe Bildauflösung konzipiert (*Fernseh GmbH, Telefonbau und Normalzeit*): sie arbeiten deshalb nach der Gerber-Norm (625 Zeilen, 5 MHz Videobandbreite) und benutzen verhältnismäßig große Bildschirme (28 cm Bild diagonale und größer). Andere Geräte (*AEG-Telefunken, Grundig, SEL, Siemens*) sind sowohl für die Verwendung in internen Anlagen als auch für die spätere Einfügung in öffentliche Netze von vornherein in 1-MHz-Technik ausgelegt. Sie benötigen übliche 6-Drht-Leitungen (2×2 für die Bildübertragung, 1×2 für den Ton). Die Diagonalen des Bildschirms liegen bei diesen Geräten zur Zeit zwischen 15 und 21 cm (die zur Normung vorgeschlagene Bildgröße $13 \text{ cm} \times 15 \text{ cm}$ ergibt eine Diagonale von 20 cm).

Bildaufnahmekamera und Bildwiedergaberöhre sind bei allen Firmen zu einer Einheit zusammengefaßt. Eine senkrechte Anordnung von Aufnahmekamera und Bildröhre in dieser Einheit wählte eine Firma bei der bisherigen Ausführungsform mit einem allerdings nur $11 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ großen Bild, wobei Aufnahme und Wiedergabe über Prismenspiegel erfolgen. Die anderen Firmen bevorzugen bei ihren Versuchsmustern eine waagerechte Anordnung von Kamera und Bildröhre.

Praktisch alle Hersteller haben in ihre Bildtelefone eine sogenannte Eigenbildschaltung eingebaut, mit der man mittels Knopfdrucks vom Bild des Partners zur Kontrolle auf das von der Eigenanlage aufgenommene Bild umschalten kann.

Gewöhnlich enthalten die Geräte einen klappbaren Umlenkspiegel vor dem Kameraobjektiv zur Aufnahme von Schriftstücken, Fotos und dergleichen, oder die Kamera läßt sich hierfür nach unten schwenken. Man muß sich jedoch darüber klar sein, daß die Auflösung der Geräte in der jetzigen 1-MHz-Technik außer der Porträt-darstellung der Teilnehmer nur die Darstellung von Schriftstücken mit etwa 500 Buchstaben oder Zeichen beziehungsweise einfacher Skizzen auf dem Bildschirm zuläßt. *SEL* hat deshalb beim vorgestellten Testmuster ganz auf einen Umlenkspiegel verzichtet.

Die kompakteste Einheit ist zur Zeit das Bildtelefon von *Grundig*. Es nimmt außer dem Video-Teil auch die Fernsprech-, Wahl- und Übertragungseinrichtung auf (Hörer mit Mikrofon hängt seitlich am Gerät) und ist – wie das *AEG-Telefunken*-Bildtelefon – auch schon am weitestgehenden den Werten der beantragten Norm angepaßt. Die übrigen Firmen legten jedoch mehr Wert auf vielfältige

Kombinationsmöglichkeiten der Video-Einheit mit schon bestehenden Fernsprechanlagen und haben außer einem Lautsprecher für wahlweises Freisprechen die Fernsprech- und Wähleinrichtungen nicht in die Video-Einheit integriert. Gelegentlich findet man noch Besonderheiten, so hat das *AEG-Telefunken*-Gerät eine Variationsmöglichkeit für einen Ausschnitt des abgehenden Bildes (elektronische Zoomeinrichtung).

Die Zukunft hat schon begonnen, läßt sich mit Fug und Recht jetzt auch vom Bildtelefon sagen. Auf der in Genf gerade beendeten „TELECOM 71“, der ersten Weltausstellung des Fernmeldewesens, hatte deshalb auch die Deutsche Bundespost in der Hornschel eines überdimensional groß nachgebildeten Fernsprechanapparates (16 m Länge und 4,8 m maximale Höhe) Bildtelefone aufgestellt, die im Selbstwahlbetrieb zu zwölf Teilnehmerstationen auf verschiedenen Ständen führten. Auf kommenden Ausstellungen wird man immer wieder dem Bildtelefon begegnen. Es wird aber voraussichtlich schon in relativ kurzer Zeit auch außer in Versuchsanlagen der Post vor allem in internen Fernmeldeanlagen von Industrie, Behörden, Banken und anderen Institutionen zu finden sein, wobei unter anderem auch Konferenzschaltungen und Zugriffsmöglichkeiten zu Datenbanken und Rechnern mit Sichtwiedergabe auf dem Bildschirm einbezogen werden. Anwendungsmöglichkeiten gibt es tatsächlich in Hülle und Fülle. Ein weites Eindringen in öffentliche Netze kann aber wirklich erst erfolgen, wenn außer der jetzt (ohne Verstärkung) gegebenen Kurzstreckenübertragung über 2 bis 3 km in Zukunft mehr entsprechend breite Kanäle zur Verfügung stehen.

Aber schon die Anwendung in internen Netzen bringt zusätzliche Erfahrungen, die mithelfen, das Ziel eines robusten und vielseitigen Einheits-Bildtelefons zu erreichen. Die Einheitlichkeit muß sich dabei keineswegs unbedingt auch auf die äußere Gestaltung des Gerätes und der Bedienelemente erstrecken, sondern muß sich – das wurde schon erwähnt – zumindest auf die technischen Werte und Bedingungen beziehen.

Wieviel Arbeit dabei selbst noch in scheinbare Nebendinge hineinzustecken ist, beweisen allein schon mit Rücksicht auf das Bildtelefon laufende Entwicklungsarbeiten für eine robuste, in Massenfertigung herzustellende Kameraaufnahmeröhre. Hierbei haben grundlegende Arbeiten der *Bell Laboratories* für ein Multidioden-Vidikon in der ganzen Welt Nachahmer gefunden. So hat zum Beispiel nach *AEG-Telefunken, RCA, Texas Instruments und Valvo* jetzt auch *Siemens* auf der Hannover-Messe 1971 ein Multidioden-Vidikon vorgestellt, dessen Target aus 10^6 Photodioden besteht, die in einem gegenseitigen Abstand von $12 \mu\text{m}$ aus einer massiven Siliziumscheibe von 10 bis $15 \mu\text{m}$ Dicke in komplizierten technologischen Verfahren herausgearbeitet werden.

Für kommerzielle Zwecke, auch das sei noch erwähnt, genügt oft außer der Sprachübertragung die gleichzeitige Übertragung von ausschließlich stehenden Bildern. Daß dies auch mit der normalen Fernsprechbandbreite von etwa 4 kHz über weite Entfernungen bei guter Bildauflösung durchführbar ist, bewies unter anderem eine jetzt am 10.6.1971 über einen Fernmeldesatelliten zwischen Tokio und New York von *RCA Global Communications* durchgeführte Sendung nach dem neuen „Videovoice“-System. Das zu sendende Bild beliebiger Art (Skizzen, Kurven, gedruckte Vorlagen, Fotos und dergleichen, aber auch direkte Kameraschnappschüsse aus Round-table-Konferenzen) wird dabei von einer Fernsehkamera mit einer neuartigen Speicherröhre aufgenommen und auf deren Silizium-Target gespeichert. Drückt man anschließend den Knopf „Senden“, dann wird das Bild aus dem Target ausgelesen, gesendet und am Empfangsort wieder auf einer Bildröhre der Empfangseinheit so lange gespeichert, bis ein neues Bild gesendet wird. Stehen zwei Sprechkreise zur Verfügung, dann ist ein Sprechen auch während der Bildübertragung möglich; bei nur einem Sprechkreis muß der Sendende während der Bildübertragung das Sprechen unterbrechen. Die Bilder können am Empfangsort einige Minuten aufgezeichnet bleiben, oder alle 30 s läßt sich ein neues Bild übertragen. Möglich ist auch der Anschluß eines einfachen Stereo-Tonbandgerätes, mit dem die empfangenen Bildsignale aufgezeichnet und nach Beendigung des Gespräches zu jeder Zeit wieder auf den Bildschirm übertragen werden können. Ebenso ist auf der Sendeseite eine Voraufzeichnung der Bilder auf einem solchen Tonbandgerät für ein späteres Senden durchführbar. Als Zusatzgerät läßt sich auf der Empfangsseite auch ein Fotokopiergerät aufstellen, das innerhalb von 10 s eine Fotokopie des empfangenen Bildes liefert. Von diesem „Videovoice“-System – nähere technische Daten liegen noch nicht vor – erhofft man sich auf Grund der nur benötigten normalen Fernsprechbandbreite eine große Wirtschaftlichkeit und baldige Anwendung. Die Bildübertragung kann je nach Wunsch nur in einer Richtung oder in beiden Richtungen erfolgen.

A. Jänicke

Schaltungsdetails des Steuergerätes „orchestra hifi 101“

1. Überblick über die Gesamtschaltung

Die ausgezeichnete Übertragungsqualität von Stereo-Programmen über Rundfunk und durch Schallträger hat in den letzten Jahren auch einen Wandel in den Hörgewohnheiten herbeigeführt. Immer größer wird der Kreis derjenigen, die an die Wiedergabequalität hohe Ansprüche stellen und eine hochwertige Stereo-Anlage zu besitzen wünschen. Wie aufnahmefähig der Markt für solche Anlagen ist, zeigen statistische Erhebungen, wonach erst in 10% der Haushalte in der BRD eine Stereo-Anlage zu finden ist.

Bei der Anschaffung spielen Ansprüche an die technische Qualität und nicht zuletzt die problemlose Unterbringung und einfache Bedienung eine wesentliche Rolle. In der Klasse der Hi-Fi-Geräte nimmt daher das Steuergerät einen dominierenden Platz ein. Im Gegensatz zur Stereo-Anlage aus einzelnen Bausteinen bietet der in einem Gehäuse zusammen-

gebaute Tuner- und Verstärker-Teil, den mit der Technik wenig Vertrauten in der Handhabung Vorteile. Hinsichtlich der technischen Eigenschaften ist das Kombinationsgerät aber ebenso leistungsfähig wie hochwertige Einzelbausteine. Ein in seiner Konzeption bemerkenswertes Gerät ist das Steuergerät „orchestra hifi 101“ – eine Neuentwicklung von AEG-Telefunken –, auf dessen Schaltung im folgenden näher eingegangen werden soll.

Wegen der flachen Form des Holzgehäuses läßt sich das Gerät sowohl in Regalen als auch auf Tischmöbeln gleich gut unterbringen. Alle auf der Rückseite des Gerätes befindlichen Anschlußbuchsen sind vertieft in das Chassis eingelassen, so daß die Anschlußstecker vom Gehäuse mit aufgenommen werden und es ermöglichen, das Gerät unmittelbar an die Regalwand anzustellen. Die Frontseite (Bild 1) wird von der großflächigen Flutlichtskala, deren dunkler Farbton auf die Holztonung des Ge-

häuses abgestimmt ist, eingenommen. Als Kontrast dazu steht die unter der Skala liegende Metalleiste, die sich über die ganze Frontseite erstreckt und auf der sämtliche Bedienungselemente angeordnet sind. Auf der rechten Seite befindet sich der Bedienteil für die UKW-Stationstasten, der die Vorwahl von sieben Sendern gestattet. Mit der achten Taste wird die zur Frontskala gehörige Hauptabstimmung eingeschaltet. Die Einstellung der wählbaren Sender wird erleichtert durch ein Drehspulinstrument, dessen Skala in Frequenzen geeicht ist und das über den Stationstasten angeordnet ist. Die Frequenzanzeige bleibt auch dann eingeschaltet, wenn die Hauptabstimmung betätigt wird. Dadurch läßt sich ein auf der Hauptskala eingestellter Sender auf die Stationstasten mit Hilfe des Instrumentenzeigers ohne Schwierigkeiten übertragen. Auf der linken Seite der Frontplatte liegen die Be-

2. UKW-Empfangsteil

2.1. Allgemeines

Im allgemeinen können dank des gut ausgebauten UKW-Sendernetzes mehrere Stationen mit unterschiedlichen Programmen empfangen werden. Der großzügige Aufwand an Stationstasten nimmt auf gute Empfangslagen Rücksicht und erlaubt es, bis zu acht Stationen zu speichern. Durch Betätigung der entsprechenden Taste wird der gewünschte Sender eingeschaltet. Die Rauschzahl der

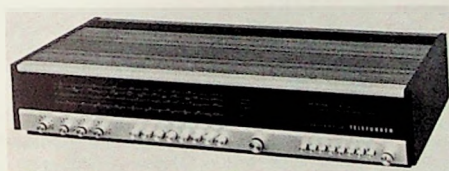


Bild 1. „orchestra hifi 101“ (AEG-Telefunken)

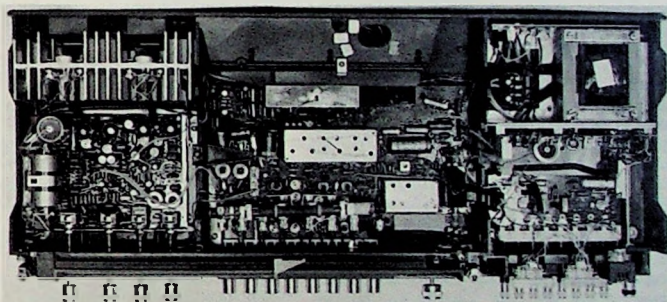


Bild 2. Draufsicht auf das Chassis des Steuergerätes

gefaßte Tuner- und Verstärker-Teil für den mit der Technik wenig Vertrauten in der Handhabung Vorteile. Hinsichtlich der technischen Eigenschaften ist das Kombinationsgerät aber ebenso leistungsfähig wie hochwertige Einzelbausteine. Ein in seiner Konzeption bemerkenswertes Gerät ist das Steuergerät „orchestra hifi 101“ – eine Neuentwicklung von AEG-Telefunken –, auf dessen Schaltung im folgenden näher eingegangen werden soll.

Wegen der flachen Form des Holzgehäuses läßt sich das Gerät sowohl in Regalen als auch auf Tischmöbeln gleich gut unterbringen. Alle auf der Rückseite des Gerätes befindlichen Anschlußbuchsen sind vertieft in das Chassis eingelassen, so daß die Anschlußstecker vom Gehäuse mit aufgenommen werden und es ermöglichen, das Gerät unmittelbar an die Regalwand anzustellen. Die Frontseite (Bild 1) wird von der großflächigen Flutlichtskala, deren dunkler Farbton auf die Holztonung des Ge-

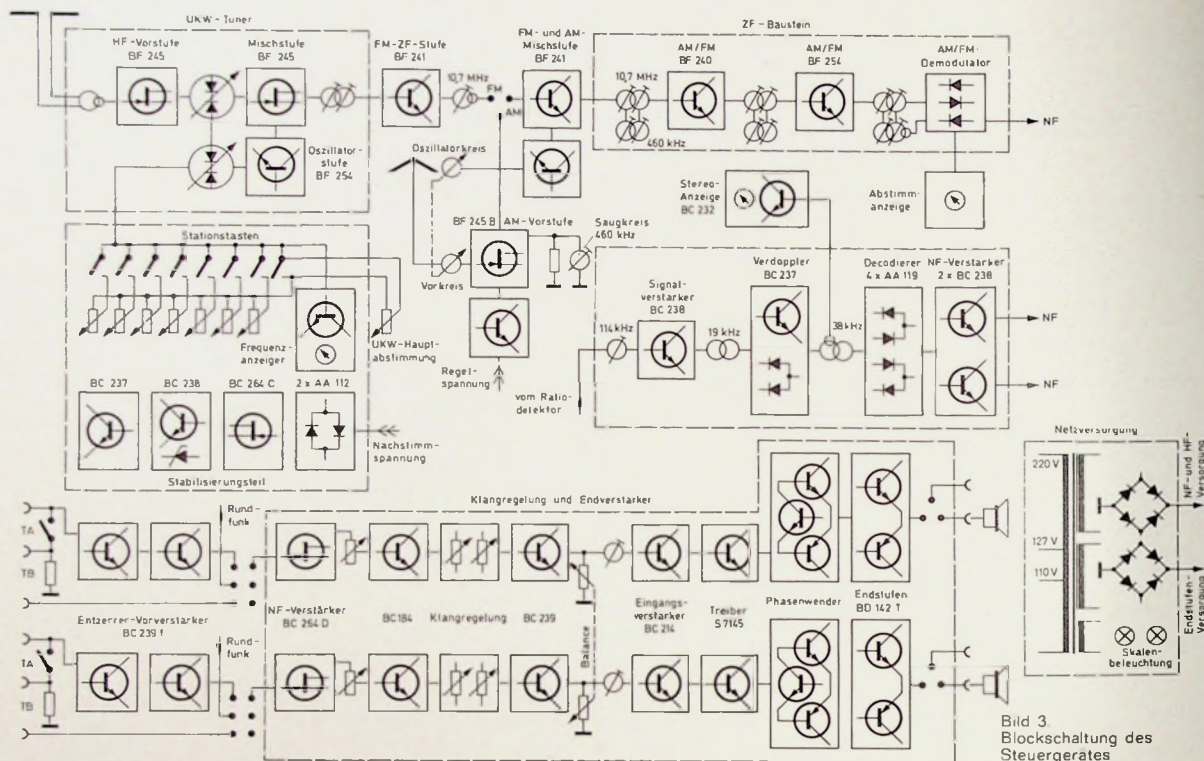
hauses abgestimmt ist, eingenommen. Als Kontrast dazu steht die unter der Skala liegende Metalleiste, die sich über die ganze Frontseite erstreckt und auf der sämtliche Bedienungselemente angeordnet sind. Auf der rechten Seite befindet sich der Bedienteil für die UKW-Stationstasten, der die Vorwahl von sieben Sendern gestattet. Mit der achten Taste wird die zur Frontskala gehörige Hauptabstimmung eingeschaltet. Die Einstellung der wählbaren Sender wird erleichtert durch ein Drehspulinstrument, dessen Skala in Frequenzen geeicht ist und das über den Stationstasten angeordnet ist. Die Frequenzanzeige bleibt auch dann eingeschaltet, wenn die Hauptabstimmung betätigt wird. Dadurch läßt sich ein auf der Hauptskala eingestellter Sender auf die Stationstasten mit Hilfe des Instrumentenzeigers ohne Schwierigkeiten übertragen. Auf der linken Seite der Frontplatte liegen die Be-

dienungsknöpfe für die Klang- und Lautstärkeregelung sowie die Balanceeinstellung. Mit dem Höhenregler ist ein Druck-Zug-Schalter gekuppelt, der ein Rauschfilter einschaltet. Strichmarken an den Drehreglern erleichtern die Einstellungen und dienen zur Orientierung. Um die gewählte Einstellung des Lautstärkestellers beibehalten zu können, wird das Netz mit dem ganz rechts befindlichen Druckknopf ein- und ausgeschaltet. So übersichtlich wie das Bedienungsfeld ist auch der Aufbau des Chassis (Bild 2), das in drei Kammern unterteilt ist und die Baugruppe des NF-Verstärkers (links), der HF/ZF-Platte (Mitte) und des Netzteils einschließlich des Abtimmaggregates für die UKW-Stationstasten (rechts) aufnimmt. Die einzelnen Baugruppen sind abgeschlossene, funktionsfähige Einheiten und können, wenn erforderlich, mit geringem Zeitaufwand ausgebaut werden. Dazu sind außer den Schraubverbindungen lediglich Steckkontakte, die die elektrischen Verbindungen der Baugruppen untereinander herstellen, zu lösen. Ein Ausbau von Baugruppen dürfte nur in wenigen Fällen erforderlich wer-

Eingangsstufe ist < 3 . Auf Grund dieses niedrigen Wertes lassen sich in vielen Fällen auch mit dem eingebauten Gehäusedipol zufriedenstellende Empfangsergebnisse erreichen. In weniger günstigen Empfangsgebieten ist die Benutzung einer Hochantenne angebracht, insbesondere dann, wenn die vom Behelfsdipol gelieferte Antennenspannung zu klein ist, um eine rauschfreie Wiedergabe bei Stereo-Sendungen zu ermöglichen. Die gewünschte Erhöhung der Antennenspannung stellt aber gleichzeitig höhere Anforderungen an die Übersteuerungsfestigkeit der Eingangsstufen. In Ballungsgebieten mit mehreren Ortssendern kann eine Hochantenne Signalspannungen von 100 mV und darüber an den Eingang des Empfängers liefern. Zur Beurteilung der Empfangereigenschaften ist daher die Frage, wie gut der UKW-Empfangsteil große Antennensignale verarbeiten kann, ebenso wichtig wie die Rauschzahl.

Hohe Antennenspannungen führen zur Bildung von Mischprodukten aus Harmonischen der Empfangs- und Oszillatorfrequenzen. Dadurch entstehen unerwünschte Störungen im

Ing. Fritz Franke ist Gruppenleiter in der Rundfunkentwicklung des Fachbereichs Rundfunk- und Fernsehgeräte von AEG-Telefunken, Hannover.



Empfangsbereich, die schwache Sender zudecken oder aber ihre Wieder-gabe beeinträchtigen können. Es ist daher notwendig, Mehrdeutigkeiten des Empfangs durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen von vornherein zu vermeiden. Die Entstehung von Kombinationsfrequenzen hängt in erster Linie vom Verlauf der Übertragungskennlinie der Eingangs- und Mischstufe ab. Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren, bei denen der Ausgangsstrom in Abhängigkeit vom Steuersignal nach einer e-Funktion verläuft, weist die Kennlinie von

Feldeffekttransistoren bei annähernd quadratischem Verlauf einen bedeutend größeren Aussteuerungsbereich auf. Die damit verbundenen Vorteile werden in der Schaltung des UKW-Tuners (Bild 4), der in der Eingangs- und Mischstufe mit je einem Feldeffekttransistor BF 245 bestückt ist, voll ausgeschöpft. In der Schaltungstechnik unterscheidet sich die Eingangsschaltung von den üblichen Konzeptionen in wesentlichen Details. Es fällt auf, daß weder die Gate- noch die Sourceelektrode der Eingangsstufe T 601

ein gemeinsames hochfrequentes Bezugspotential mit dem Ausgangskreis hat. Die Erdung erfolgt über den Verbindungspunkt der beiden Kondensatoren C 601 und C 602, die zusammen mit C 605 die Eingangsspannung unterteilen. Diese Schaltungsanlegung entspricht der aus der Röhrentechnik bekannten Zwischenbasischaltung, bei der die resultierende Steuerspannung aus den gegenphasigen Teilspannungen Gate - Masse und Source - Masse gebildet wird. Das Spannungsteilverhältnis ist so gewählt, daß die von der Antenne an-

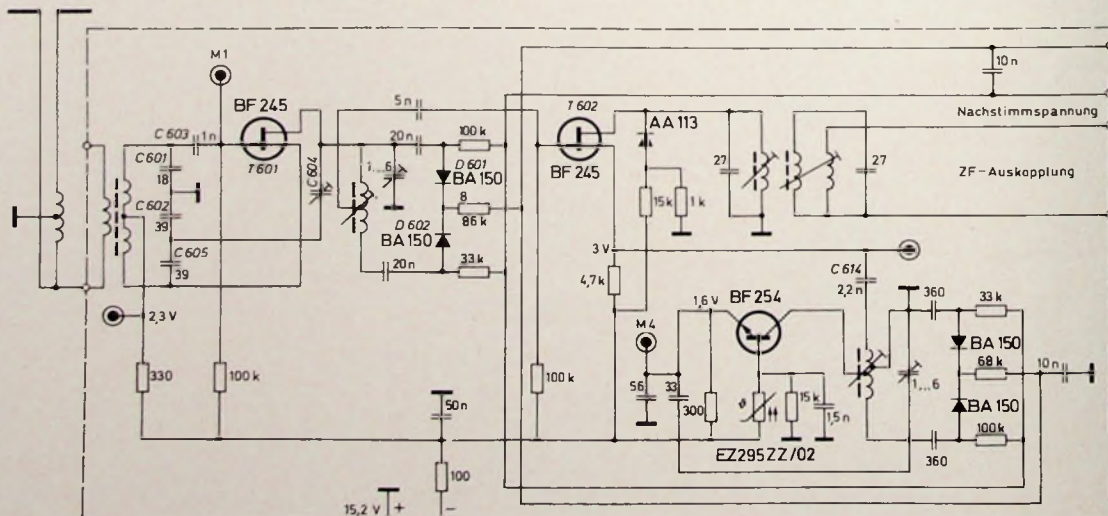


Bild 4. Schaltung des UKW-Tuners

gebotene Signalleistung an den Eingangslektroden des FET voll verfügbar ist, ohne die optimale Rauschzahl der Eingangsschaltung zu verschlechtern. Die Schaltung kombiniert in sinnvoller Weise die Vorteile der Gate- mit der der Sourceelektrode. Sie verlangt jedoch eine Neutralisation der durch die Drain-Gate-Kapazität verursachten Rückwirkungen. Das erfolgt mit der Trimmerkapazität C 604 über den zur Sourceelektrode führenden Kondensator C 605.

Zwischen Vor- und Mischstufe ist der Abstimmkreis mit zwei in Serie liegenden Kapazitätsdioden BA 150 (D 601, D 602) angeschaltet, die ihre Abstimmungsspannung von den Potentiometern der Stationstasten beziehungsweise vom Hauptabstimm-potentiometer erhalten. Das verstärkte Eingangssignal wird an die Gateelektrode des Mischtransistors T 602 geführt, während die Oszillatorspannung über C 614 in die Sourceelektrode eingespeist wird. Auf Grund der getrennten Einspeisung ist eine gute Entkopplung zwischen Oszillatorschwingkreis und dem Ausgangskreis der Vorstufe sichergestellt. Eine Beeinflussung der Oszillatorfrequenz durch die Eingangsspannung ist damit vermieden.

2.2. Stabilisierung der Abstimmungsspannung

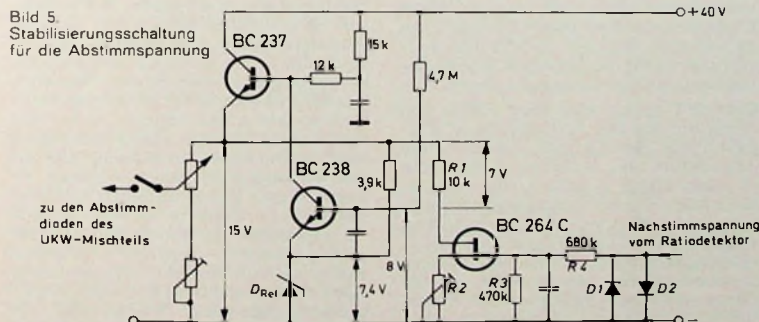
Die Diodenabstimmung stellt hohe Anforderungen an die Konstanz der Steuergleichspannung. Durch Netzspannungsänderungen und Temperatureinflüsse dürfen keine die Wiedergabe beeinträchtigende Verstimmungen der Oszillatorfrequenz auftreten. Unter der Annahme einer gerade noch zulässigen Oszillator drift von 15 kHz ergibt sich eine Spannungs Konstanz von $1 \cdot 10^{-3}$. Diese Anforderungen lassen sich nur mit entsprechendem Aufwand an Stabilisierungsschaltungen erfüllen. Die hier angewendete Schaltung (Bild 5) ist insofern interessant, als zur Temperaturstabilisierung einer Teilspannung der gesamten Steuergleich-

gleichspannung von 15 V für die Abstimmungsdioden gewonnen. Diese Spannung, die als konstant vorausgesetzt wird, setzt sich folgendermaßen zusammen: Die am Emittor des Transistors BC 238 liegende Referenzdiode D_{Ref} liefert eine konstante Z-Spannung von 7,4 V. Zu dieser Spannung addiert sich – auf das Minuspotential bezogen – die Basis-Emittor-Spannung von 0,6 V, die wie die Z-Spannung von der Betriebsspannung weitgehend unabhängig ist. Die dritte Teilspannung von 7 V liefert der Spannungsabfall am Drainwiderstand R 1 (10 kOhm) des Feldeffekttransistors BC 264 C. Die Gleichstromgegenkopplung sorgt dafür, daß der Drainstrom und damit der Spannungsabfall am Widerstand konstant bleibt. Änderungen der unstabilisierten Spannung werden vom Stellglied BC 237 ausgeglichen. Der Arbeitspunkt dieses Transistors wird über den mit der Basis verbundenen Kollektor des nachgeschalteten Transistors BC 238 so gesteuert, daß die an der Kollektor-Emittor-Strecke entstehende Spannung im gleichen Maß zu beziehungsweise abnimmt wie die unstabilisierte Versorgungsspannung von 40 V. Die Steuergleichspannung für die Kapazitätsdioden ist damit von Spannungsschwankungen unabhängig. Die Konstanz gegenüber Temperaturänderungen ist aber ebenso notwendig. Dieses Ziel erreicht man am besten durch Temperaturstabilisierung der Teilspannungen. Für die Referenzdiode D_{Ref} ist insofern Vorsorge getroffen worden, als hierfür eine Ausführung mit eng toleriertem TK gewählt wurde, der in seiner Größe und Richtung die Temperaturdrift der Basis-Emittor-Spannung des Transistors BC 238 kompensiert. Temperaturstabil ist ebenfalls der Spannungsabfall am Drainwiderstand R 1. Für diese Aufgabe wird das charakteristische Temperaturverhalten von Feldeffekttransistoren herangezogen. Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren haben Feldeffekttransistoren ein bestimmtes, eng begrenztes Arbeitsgebiet des Drain-

Der FET erfüllt noch eine weitere Aufgabe: Der Gateelektrode wird die vom Ratiodektor kommende Nachstimmungsspannung zugeführt, die vorher durch die beiden antiparallel geschalteten Dioden D 1, D 2 auf einen Wert von 0,7 V begrenzt wird. Die am Drainwiderstand R 1 auftretende verstärkte Nachstimmungsspannung wird damit der Steuergleichspannung aufgedrückt. Über die Abstimmungspotentiometer werden nun Steuergleichspannung und Nachstimmungsspannung in gleichem Verhältnis unterteilt, so daß der Nachstimmungsfaktor von der Einstellung der Abstimmungspotentiometer unabhängig ist und im gesamten Frequenzbereich konstant bleibt. Mit dem vor dem Gate liegenden Spannungsteiler R 3, R 4 (470 kOhm, 680 kOhm) ist die Nachstimmungsspannung auf einen Nachstimmungsfaktor von etwa 10 festgelegt. Das heißt, daß bei einer Fehleinstellung der Oszillatorfrequenz von 100 kHz beim Betätigen der Scharf-abstimmung der Fehler auf $\frac{1}{10}$ der ursprünglichen Verstimmlung (also auf 10 kHz) reduziert wird.

3. Stummschaltung

Unter Stummschaltung versteht man in dem hier angewendeten Sinn eine Einrichtung, die störende, durch elektrische Impulse hervorgerufene Knackgeräusche beim Einschalten des Gerätes oder beim Umschalten der Stationstasten vermeiden soll. Wenn das Gerät eingeschaltet wird, ist die Abstimmungsspannung für die Kapazitätsdioden nicht sofort in voller Höhe vorhanden, weil die zur Siebung der Steuergleichspannung erforderlichen RC-Glieder eine zeitliche Verzögerung des Endwertes verursachen. Das hat zur Folge, daß während der Einlaufzeit ein mehr oder weniger breites Frequenzband rasch durchgestimmt wird, was sich als Störgeräusch im Lautsprecher bemerkbar macht. Um die Störgeräusche zu vermeiden, wird bei Schaltvorgängen der Niederfrequenzverstärker kurzzeitig gesperrt. Die die Sperrung bewirkenden Bauteile sind in der zweiten Stufe des NF-Vorverstärkers eingefügt und im Bild 6 durch dickere Linien hervorgehoben (C 411, C 412, R 415, R 417 und S 1). Im Augenblick des Einschaltens hat Punkt A Minuspotential, da die Elektrolytkondensatoren C 411, C 412 im entladenen Zustand einen Kurzschluß darstellen. Der Transistor T 1 ist gesperrt. Mit der durch die RC-Glieder festgelegten Zeitkonstante (etwa 1,5 s) baut sich die Basisvorspannung auf und öffnet den Transistor. Vor Beendigung der Sperrzeit hat die Steuergleichspannung für die Kapazitätsdioden bereits ihren Endwert erreicht, so daß das Durchlaufen



spannung das charakteristische Temperaturverhalten eines Feldeffekttransistors herangezogen wird. Die unstabilisierte Spannung von 40 V wird dem Kollektor eines als „Stellglied“ wirkenden Transistors BC 237 zugeführt. Am Emittor dieses Transistors wird die aus mehreren Teilspannungen gebildete Steuer-

stromes, wo selbst bei großen Temperaturschwankungen keine Änderung des Arbeitspunktes festzustellen ist. Dieser typenabhängige, charakteristische Wert des Drainstromes liegt für den hier eingesetzten BC 264 C bei 0,7 mA. Dieser Wert wird mit dem in der Sourcestrecke liegenden Trimmerwiderstand R 2 eingestellt.

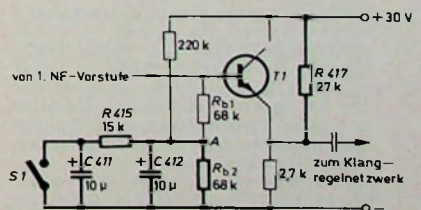


Bild 6. Stummschaltung

der Abstimmungsspannung akustisch nicht mehr in Erscheinung tritt.

Beim Schalten der Stationstasten wird ein mit den Tasten verbundener Schalter *S1* betätigt. Dadurch wird kurzzeitig Punkt *A* über *R415* auf Minuspotential geschaltet. Der Widerstand *R415* soll eine momentane Entladung von *C412*, die eine plötzliche Änderung des Kollektorstromes verursachen würde, verhindern. Aus diesem Grunde wird durch *S1* erst *C411* entladen und die Spannung an *A* beim nachfolgenden Aufladen von *C411* durch *C412* langsam abgebaut. Der vom Kollektor zum Emittor geschaltete Widerstand *R417* sorgt in diesem Fall für die vollständige Sperrung des Signalweges. Er erzeugt am Emittor eine positive Spannung, die auch bei kleinen noch vorhandenen positiven Basisvorspannungen eine negative Basis-Emittor-Spannung ergibt. Nach vollständiger Aufladung der beiden Kondensatoren *C411*, *C412* über den Basisvorspannteiler *Rb1*, *Rb2* wird der Signalweg freigegeben.

Die gleiche Anordnung wird auch verwendet, um zu verhindern, daß das Gerät nach dem Abschalten des Netzes für kurze Zeit weiterspielt und die Lautstärke mit verzerrter Wiedergabe allmählich abklingt. Diese Erscheinung wird durch die Ladekondensatoren des Stromversorgungsteiles verursacht, die beim abgeschalteten Netz die Energielieferung übernehmen und beim Entladevorgang die Arbeitspunkte der Transistoren verändern. Damit nun beim Abschalten die Wiedergabe sofort verstummt, wird mit dem Netzschalter ein weiterer Schalter betätigt, der Punkt *A* über *R415* nach Minus schaltet und den Signalweg sperrt.

4. Feldeffekttransistoren im NF-Eingang

Eingangsstufen, die vor dem Lautstärkesteller liegen, müssen Spannungen bis zu 2 V einwandfrei verarbeiten können. Außerdem sind hohe Eingangswiderstände erwünscht, um hochohmige Signalquellen nicht zu belasten. Diese Forderungen lassen sich mit bipolaren Transistoren durch Gegenkopplungsschaltungen zur Linearisierung der Kennlinie in Verbindung mit der bekannten Bootstrapschaltung erreichen. Da auch an das Rauschverhalten der Vorstufen hohe Anforderungen gestellt werden müssen, sind – um alle Gesichtspunkte zu verwirklichen – meistens zwei Transistoren zur Verstärkung und Impedanzwandlung zu verwenden.

Für die Verarbeitung großer Signalspannungen ist, wie im Abschnitt 2. erwähnt wurde, der FET als Verstärkerelement den bipolaren Transistoren überlegen. Es ist daher naheliegend, Feldeffekttransistoren auch in NF-Eingangsstufen einzusetzen, um die damit verbundenen Vorteile zu nutzen. In den Eingangsstufen der beiden Stereo-Kanäle werden daher Feldeffekttransistoren mit der Typenbezeichnung BC 264 D verwendet. Die im Bild 7 gezeigte Schaltung hat einige mit Röhrenschaltungen gemeinsame Merkmale und ist durch

eine einfache und übersichtliche Schaltungstechnik gekennzeichnet.

Wie bei einer Röhre, erfolgt beim FET der Stromtransport nur durch eine Ladungsträgerart (im Gegensatz zu bipolaren Transistoren, wo zwei Ladungsträger beteiligt sind), und für

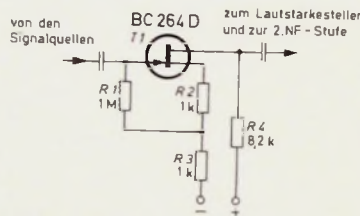


Bild 7. NF-Eingangsstufe mit Feldeffekttransistor

die Steuerung des Stroms braucht keine Leistung aufgewendet zu werden. Die Gatevorspannung bildet sich automatisch durch den am Sourcewiderstand *R2* entstehenden Spannungsabfall. Der Gateableitwiderstand *R1* ist mit 1 MΩhm ungewöhnlich hoch. Er wird in seiner Wirkung durch die Gegenkopplung um den Faktor zwei erhöht und stellt im wesentlichen den Belastungswiderstand für die Signalquellen dar. Der hohe Wert ist notwendig, da der Eingangswiderstand von Feldeffekttransistoren sehr hochohmig ist. In der aufgeführten Schaltung ist der Ableitwiderstand *R1* an den Verbindungspunkt zweier gleich großer Sourcewiderstände *R2*, *R3* gelegt worden. Die Aufteilung ermöglicht es, den gewünschten Gegenkopplungsgrad und den Gleichstromarbeitspunkt unabhängig voneinander festzulegen. Am Drainwiderstand *R4* (8,2 kΩhm) wird die verstärkte Eingangsspannung abgenommen und über den Lautstärkesteller der nächsten Stufe zugeführt.

Eine weitere bemerkenswerte Eigenschaft des FET ist sein Rauschverhalten bei hohen Generatorwiderständen. Besonders bei tiefen Frequenzen (Funkelrauschen) sind die Rauschteile bedeutend geringer als bei herkömmlichen Transistoren. Um diese Eigenschaften bei jedem Exemplar zu garantieren, werden die für NF-Verstärkerzwecke bestimmten Transistoren vom Hersteller gemessen.

Der FET bietet also eine Reihe von Vorteilen, die ihn für bestimmte Aufgaben aus der Gruppe der üblichen Transistoren herausheben. Leider gibt es auch einen Nachteil, der bei der Konzipierung der Schaltung und später beim Service Aufmerksamkeit verlangt: Der Drainstrom von Feldeffekttransistoren ist starken Exemplarstreuungen unterworfen. Es ist daher notwendig, die gesamte Streubreite des Stroms in mehrere Gruppen aufzuteilen. Ähnlich der Unterteilung in Stromverstärkungsgruppen bei bipolaren Transistoren, sind für den BC 264 vier Stromgruppen mit den Buchstaben A bis D aufgestellt worden. Für den FET in der NF-Eingangsstufe des „orchestra hifi 101“ ist Gruppe D gewählt worden. Beim Austausch von Transistoren ist die Gruppenbezeichnung zu beachten.

5. Gegenkopplungsregelung in der AM-Eingangsstufe

Im allgemeinen bietet der UKW-Bereich recht gute Empfangsmöglichkeiten. So können vielerorts eine größere Anzahl von UKW-Sendern mit verschiedenen Programmen störungsfrei empfangen werden. Es gibt jedoch auch Gebiete, in denen die Empfangsverhältnisse wegen der Geländeform weniger günstig sind. Hier ist der Rundfunkhörer mehr oder weniger auf die AM-Bereiche angewiesen. Um diesem Hörerkreis entgegenzukommen und auch diejenigen, die am Fernempfang europäischer Sender interessiert sind, anzusprechen, weist die AM-Konzeption im Vergleich zu üblichen Schaltungen einige Besonderheiten auf.

Mit der Einführung des Kopenhagener Wellenplanes im Jahre 1950 sind die Empfangsverhältnisse im Mittelwellenbereich im allgemeinen und besonders für deutsche Sender verschlechtert worden. Die Mehrfachbelegung von Kanälen ließ einen störungsfreien Empfang in den Abendstunden kaum noch zu. Die Sendegesellschaften haben daher in der letzten Zeit einen ersten Schritt getan, um den MW-Empfang wieder attraktiver zu machen: Sie stellten einige wichtige Sender auf andere, höhere Frequenzen innerhalb des Frequenzbereiches um und erhöhten die Senderleistung. So hat zum Beispiel der Sender Langenberg den Frequenzkanal 1586 kHz erhalten, der von keinem anderen Sender mitbeansprucht wird. Bei der Frequenzumsetzung hatte man vor allem eine Verbesserung der Reichweite bezweckt, so daß es nun möglich ist, im Mittelwellenbereich deutsche Sender über größere Entfernungen zu empfangen. Da die Überbrückung größerer Entfernungen nur über die Raumwelle möglich ist und die Ausbreitungsbedingungen dafür bei höheren Frequenzen günstiger sind als im unteren Frequenzbereich des Mittelwellenbandes, wurden die Sender mit Exklusivfrequenzen in den oberen Frequenzbereich verlegt.

Weitempfang über große Entfernungen ist allerdings erst in den Abendstunden möglich, weil dann die Raumwelle die dafür günstigen Reflexionsbedingungen in der Ionosphäre vorfindet und zur Erde zurückgestrahlt werden kann. So können nicht nur deutsche Sender im Ausland, sondern auch europäische Stationen, die im oberen Frequenzbereich arbeiten, in Deutschland gut empfangen werden. Für diesen Teilbereich des Mittelwellenbandes ist daher der Begriff „Europawelle“ geprägt worden. Außer den Sendern Langenberg (1586 kHz), München (1602 kHz), Saarbrücken (1421 kHz), Deutschlandfunk (1538 kHz) arbeiten im Frequenzbereich von 1400 bis 1610 kHz die Sender Wien (1475 kHz), Luxemburg (1436 kHz), Vatikan (1529 kHz) und Monte Carlo (1466 kHz), um die wichtigsten herauszugreifen.

Zur Erleichterung der Senderabstimmung wurde beim „orchestra hifi 101“ der MW-Bereich in zwei Teilbereiche aufgeteilt. Die Sender des Frequenz-

bandes der Europawelle werden über den gesamten zur Verfügung stehenden Zeigerweg von 243 mm gedehnt und können daher bequem aufgefunden und abgestimmt werden.

Wegen der Erhöhung der Senderleistungen ist natürlich das Problem der Übersteuerung der AM-Eingangsstufe größer geworden. Die Eingangsschaltung des „orchestra hifi 101“ berücksichtigt diesen Umstand durch den Einsatz eines Feldeffekttransistors BF 245 B, dessen Verstärkung durch eine feldstärkeabhängige Stromgegenkopplung geregelt wird (Bild 8). Da die Schaltung von den üblichen Eingangsschaltungen abweicht, soll auf ihre Arbeitsweise näher eingegangen werden.

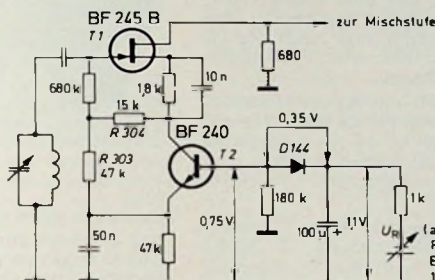


Bild 8. AM-Eingangsstufe mit Stromgegenkopplungsregelung

Der auf 1 mA festgelegte Drainstrom von T1 fließt auch über die Kollektor-Emitter-Strecke des in Serie geschalteten bipolaren Transistors BF 240 (T2), an dessen Basis die Regelspannung U_R zugeführt wird. Im unregulierten Zustand ist seine Basis-Emitter-Spannung so bemessen, daß sich am Kollektor eine sehr kleine

stärkers bei kleinen Eingangssignalen sicherstellen und zweitens verhindern, daß der Signal-Rausch-Abstand verschlechtert wird. Bei Verminderung der Regelspannung wird die Basis-Emitter-Spannung weiter herabgesetzt. Dadurch wird der Arbeitspunkt aus dem Gebiet der Restspannung in den flach verlaufenden Teil der Kennlinien verschoben. Das hat zur Folge, daß die Kollektor-Emitter-Spannung stetig anwächst, zum Beispiel bei A_3 auf U_{CE3} . Infolge der durch das Kennlinienfeld gegebenen Verknüpfung der U_{CE} -Spannung mit der Basis-Emitter-Spannung reichen bereits kleine Änderungen der Regelspannung aus, um entsprechend große Änderungen der U_{CE} -Spannung zu

nimmt, erhält das Gate des Feldeffekttransistors T1 eine durch den Spannungsteiler R 303, R 304 festgelegte Teilspannung, die von der sich ändernden Kollektor-Emitter-Spannung abhängig ist. Die Gatespannung paßt sich somit den durch den unteren Transistor T2 verursachten Spannungsänderungen an und sorgt dafür, daß bei großen Eingangsspannungen der Drainstrom und die gerade dann erforderliche Wirkung der Stromgegenkopplung erhalten bleiben.

Gegenüber herkömmlichen Eingangsschaltungen bietet diese im „orchestra hifi 101“ angewendete Regelschaltung bemerkenswerte Vorteile: Infolge der mit der Eingangsspannung stetig anwachsenden Gegenkopplung wird die Regelcharakteristik des HF- und ZF-Verstärkerteils verbessert, außerdem werden große Signale verzerrungsfrei übertragen. Damit ergibt sich eine erhöhte Sicherheit gegenüber Mehrdeutigkeiten des Empfangs. Die im Bild 10 wiedergegebene Regelkurve zeigt die Wirkungsweise

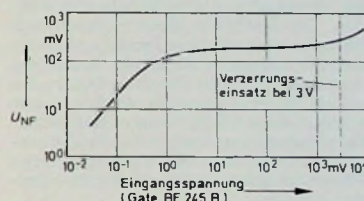


Bild 10. Regelkurve des AM-Empfangsteils

der Schaltung. Die Ausgangsspannung bleibt über mehr als drei Dekaden der Eingangsspannung praktisch konstant. Der Einsatz von Verzerrungen liegt bei Signalspannungen von 3 V am Gate und erreicht damit Werte, die bisher nur mit Röhrenschaltungen möglich waren.

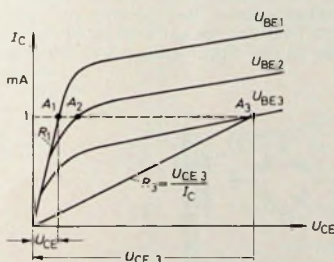


Bild 9. Veranschaulichung der gegenkoppelnden Wirkung des BF 240

Spannung (0,15 V) einstellt, das heißt, der Transistor arbeitet im Gebiet seiner Restspannung (Arbeitspunkt A_1 im Bild 9). Der zwischen der Kollektor- und Emitterelektrode erscheinende Gleichstromwiderstand – durch die Gerade R_1 veranschaulicht – ist in diesem Fall sehr klein. Bei ansteigender Signalspannung wird über die Stromverringern des ZF-Regeltransistors eine stetige Verkleinerung der dem BF 240 zugeführten Regelspannung U_R hervorgerufen. Die Regelspannung wird aber erst in dem Augenblick wirksam, wenn sie einen Wert erreicht hat, der die vor der Basis liegende Diode D 144 in Durchlaßrichtung schaltet und den Weg zur Basis freigibt. Die Verzögerung des Regelungseinsatzes soll erstens die Aussteuerung des NF-Ver-

bewirken. Für den im Bild 9 angenommenen Arbeitspunkt A_3 erhält man die Widerstandsgerade R_1 . Die Regelspannung U_R bewirkt somit eine Änderung des in der Source-Strecke des FET liegenden Widerstandes, der vom Eingangs- und Ausgangsstrom gemeinsam durchflossen wird und damit die Eingangsspannung gegenkoppelt. Um zu verhindern, daß der FET völlig gesperrt wird, weil bei starker Herabregelung dann der untere Transistor T2 die gesamte Versorgungsspannung auf-

Persönliches

Ernennungen für Prof. H. B. G. Casimir

Professor H. B. G. Casimir, Mitglied der Geschäftsführung der N. V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven/Holland, und verantwortlich für den Bereich der Forschung, ist zum Mitglied des Kuratoriums der Rockefeller Universität New York, ernannt worden. Professor Casimir ist das einzige europäische Mitglied dieses Kuratoriums. Außerdem wurde Professor Casimir am 11. Mai Ehrenmitglied des wissenschaftlichen und technologischen Instituts der Universität von Manchester.

K. Lassen und Dr. G. Heuer jetzt Elac-Geschäftsführer

Die Gesellschafterversammlung der Electro-acoustic GmbH, Kiel, hat nach dem Tode der Geschäftsführer Gerhard Schmidt und Hermann Wilrodt die bisherigen stellvertretenden Geschäftsführer Karl Lassen und Dr. Georg Heuer am 27. April 1971 zu ordentlichen Geschäftsführern bestellt. Das Unternehmen wird von beiden Herren gemeinsam geleitet.

Ernennungen bei Grundig

Konsul Dr. Max Grundig hat den Leiter der Verkaufsdirektion Ausland, Manfred von Hanffstengel, zum Direktor ernannt. Der 1918 in Bad Gandersheim geborene Exportkaufmann, der seit zehn Jahren für die Rundfunk-Fernseh-Branche tätig ist, wurde im Januar

1968 beauftragt, das Exportgeschäft der Grundig-Werke weiter auszubauen.

Zum Prokuristen ernannt wurde Günter Lindner, Leiter der Zentralen Vertriebsverwaltung, dem die Abteilungen Kundendienst, Versand und Lager sowie die Fakturenabteilung unterstehen. Der 32jährige Betriebswirt aus Nürnberg ist seit 1960 bei Grundig.

Veränderungen bei Nordmende

Dipl.-Ing. G. Hentschel, langjähriger Leiter der Entwicklung der Norddeutsche Mende Rundfunk KG, hat im Zusammenhang mit einer Neugliederung der Arbeitsgebiete das Lizenz- und Patentwesen übernommen.

Edwin R. Oloff, der ab 1. Juni 1971 seine Tätigkeit im Hause Norddeutsche Mende Rundfunk KG aufgenommen hat, wurde mit der Leitung des Geschäftsbereichs Entwicklung betraut.

S. Zander Marketing-Leiter bei Braun

Siegfried Zander (42), bisher Product Manager im Unternehmensbereich Kybernetik von Messerschmitt-Bölkow-Blöhm, ist seit April 1971 verantwortlich für das Marketing des Artikelbereichs Elektronik der Braun AG.

Seit Beginn seiner Laufbahn arbeitet Zander in der Elektronikindustrie. Nach acht Jahren Fernseh-Entwicklungstätigkeit bei Graetz leitete er Werbe-, Product Management- und Marketing-Abteilungen in bekannten Unternehmen der Branche. Bei Braun untersteht ihm das Product Management sowie Marktforschung, Werbung und Verkaufsförderung.

Turntable „TTS 3000A“ und Hi-Fi-Tonarm „PUA 286“

Nachdem die Hi-Fi-Norm DIN 45500 für Plattenabspielgeräte mit den zulässigen Werten für Gleichlaufschwankungen und Rumpel-Störabstände eine Qualitätsmindestgrenze festgelegt hat, die mit relativ geringem Aufwand erreicht und in den meisten Fällen überschritten wird, war es schwierig, in der Spitzenklasse mit den herkömmlichen Antriebssystemen (Zweipol- oder Hysteresesynchron-Vierpolmotor, Reibrad, Gummiriemen, Plattenteller) weitere eindeutige Verbesserungen der genannten Eigenschaften zu erreichen.

Überlegungen zur Verbesserung des im allgemeinen am meisten störenden Rumpelgeräusches kamen oft mit grundsätzlichen Forderungen an den Gleichlauf in Konflikt. So scheint es, wenn man die Tendenz bei vielen neuen Spitzengeräten verfolgt, daß nur auf dem Wege der elektronischen Servosteuerung noch weitere Verbesserungen der Laufeigenschaften eines Plattenabspielgerätes erreicht werden können.

Mit elektronischen Servoantrieben möchte man erreichen,

daß sich unter Umgehung des für mehrere Drehzahlen erforderlichen mechanischen Untersetzungsgetriebes – unabhängig von Netz- und

Tonarmbelastungsschwankungen – eine hohe Gleichlaufgenauigkeit des Plattentellers elektronisch einregelt, daß eine erschütterungsfreie, möglichst nur noch geringfügige Drehzahluntersetzung des über einen Regelkreis elektronisch gesteuerten Antriebsmotors zum zwar nach wie vor großen, aber leichteren Plattenteller erreicht wird und

daß auf einen mit Netzfrequenz vibrierenden, von einem Streufeld umgebenen und in einem elliptischen Drehfeld umlaufenden, meistens recht kräftigen Antriebsmotor verzichtet werden kann.

Bisher wurden drei Arten elektronischer Servosteuerungen in Hi-Fi-Plattenspielern praktisch angewendet. Typische Beispiele dieser drei verschiedenen Möglichkeiten sind der Thorens „TD 125“, in dem ein langsam laufender 16poliger Synchronmotor über eine Transistorschaltung mit Wienbrückenoszillator elektronisch gesteuert wird, der Braun „PS 600“, der einen völlig wartungsfreien kollektorlosen Gleichstrommotor mit Hallgeneratoren-Kommutierung enthält, und der Hi-Fi-Turntable „TTS 3000A“ von Sony, der zusammen mit dem dazu passenden Sony-Tonarm „PUA 286“ im folgenden beschrieben wird.

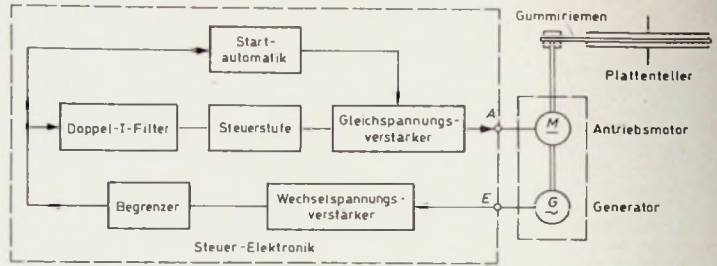


Bild 1. Blockschaltung der Steuerelektronik des „TTS 3000A“ von Sony

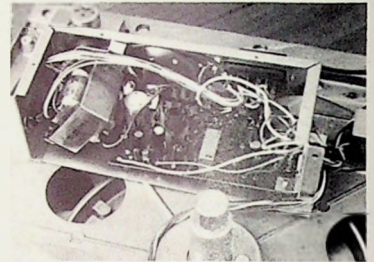


Bild 2. Steuerelektronik, unter dem Laufwerkchassis montiert

Laufwerk „TTS 3000A“

Das Blockschaltbild der Steuerelektronik zeigt Bild 1. Der schaltungstechnische Aufwand (Bild 2) zur Steuerung des Gleichstrommotors scheint zunächst beträchtlich. Betrachtet man jedoch die im Bild 3 etwas vereinfachte dargestellte Schaltung, so erkennt man die einfache, jedoch geschickte Kombination der Teilfunktionen.

Der mit dem Motor M (Bild 4) starr gekuppelte Generator G ist nichts anderes als eine Spule, die über einen mitlaufenden Zahnkranz und ein feststehendes polarisiertes Magnetfeld im Sinne der gerade vorliegenden Drehzahl beeinflusst wird (Bild 5). Die in der Spule induzierte Wechsel-

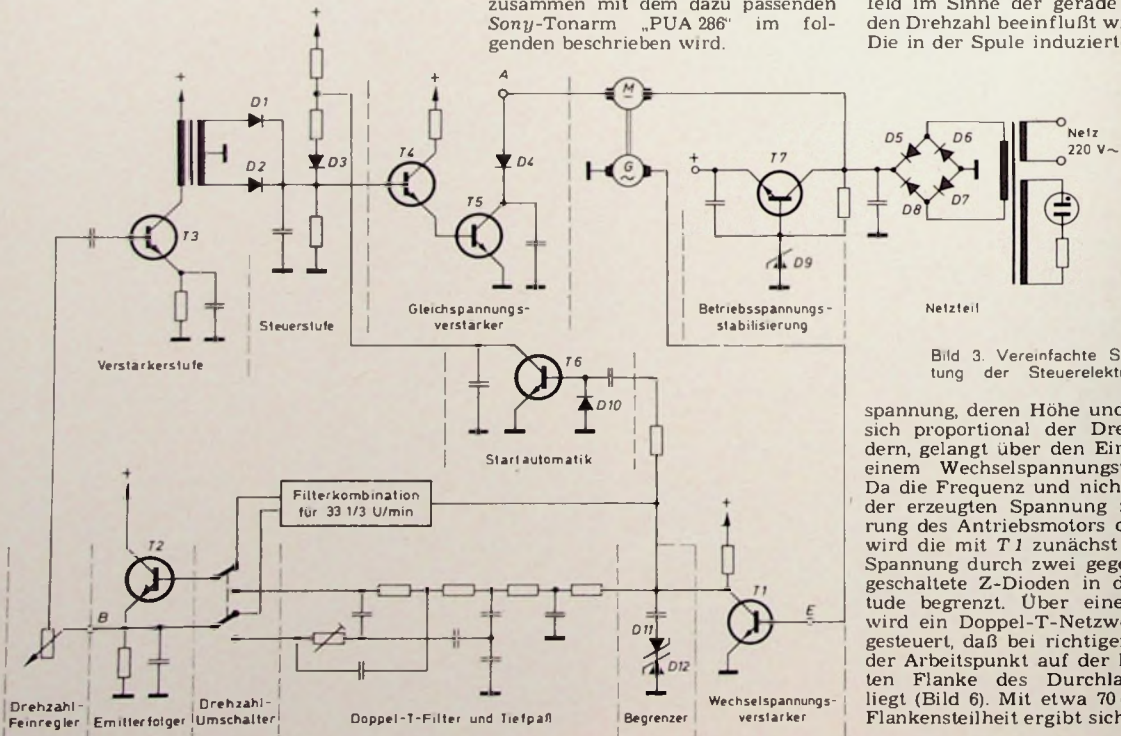


Bild 3. Vereinfachte Schaltung der Steuerelektronik

spannung, deren Höhe und Frequenz sich proportional der Drehzahl ändern, gelangt über den Eingang E zu einem Wechselspannungsverstärker. Da die Frequenz und nicht die Höhe der erzeugten Spannung zur Steuerung des Antriebsmotors dienen soll, wird die mit T1 zunächst verstärkte Spannung durch zwei gegeneinander geschaltete Z-Dioden in der Amplitude begrenzt. Über einen Tiefpaß wird ein Doppel-T-Netzwerk so angesteuert, daß bei richtiger Drehzahl der Arbeitspunkt auf der linearisierten Flanke des Durchlaßbereiches liegt (Bild 6). Mit etwa 70 dB/Oktave Flankensteilheit ergibt sich bei Dreh-

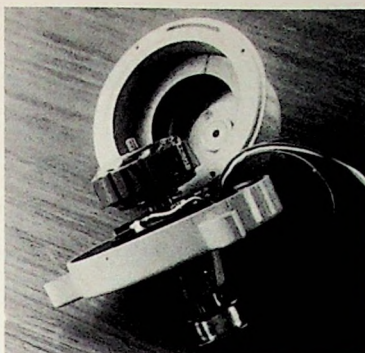


Bild 4 Kollektorgleichstrommotor des „TTS 3000A“

zahl- (Frequenz-) Abweichungen eine ausreichend hohe Regelspannung bereits bei kleinen Drehzahlschwankungen. Nach Impedanzwandlung (T_2) und nochmaliger Verstärkung (T_3) führt man diese Regelspannung einer Steuerstufe zu, von der aus sie (nach erfolgter Gleichrichtung) über T_4 und T_5 am Punkt A auf den Motor-Steuerkreis einwirkt. Zur Überbrückung der Hochlaufzeit nach dem Einschalten – während der ja noch keine regelnde Steuerspannung vorliegt – schaltet der niederohmige Ausgang der Startstufe T_6 über die Diode D_3 den Transistor T_5 durch, bis die Spannung aus der Steuerstufe die Höhe der positiven steuernden Basisspannung an T_4 bestimmt und der aus den Drehzahlschwankungen abgeleitete variable Stromfluß über T_5 die Drehzahlkonstanz herbeiführt.

Wie der Registrierstreifen der Tonhöhen-schwankungen (Bild 7) zeigt,



Bild 5 Tachogenerator des „TTS 3000A“

liegt der besonders kritische Meßwert in Stellung „linear“ des Tonhöhen-schwankungsmessers „EMT 420 A“ bei maximal 0,16% (a), bei „bewertet“ (nach DIN 45405) bei 0,13% (b). Die Hochlaufzeit ist < 1 s. Eine Zunahme der Drehzahl beim Abspielen in Richtung zum Plattenmittelpunkt, wie man sie bei einfachen Laufwerken und hoher Tonarmauflegekraft oft findet, war nicht festzustellen.

Der vom Motor über einen Gummi-flachriemen angetriebene Plattenteller von 30 cm Durchmesser und 1,2 kg Gewicht läuft ruhig und vibrationsfrei. Die B-Seite der neuen Rumpel-Meßschallplatte nach DIN 45 544 gestattet eine besonders einfache Kontrolle und Registrierung des Laufwerkkrumpels in Abhängigkeit vom gerade abgetasteten Plattendurchmesser. Von einzelnen Abweichungen abgesehen, liegt der Rumpel-Geräuschspannungsabstand (G_R) bei 44 dB, der Rumpel-Fremdspannungsabstand (F_R) bei etwa 35 dB. (Bild 8).

Am Laufwerk befinden sich nur zwei Bedienungselemente, der mit der Drehzahlwahl (33 und 45 U/min) kombinierte Netzschalter und der Dreh-

zahl-Feinregler (Regelbereich $\pm 5\%$). Aufwendig und durchdacht ist das eingebaute Stroboskop, das auch bei aufgelegter Platte von 30 cm Durchmesser gut abgelesen werden kann. Das etwa 5 kg schwere Chassis wird auf einem Werkbrett montiert, das federnd von einer edelholz-furnierten Zarge („TAC-3A“) gehalten wird. Die in der Zarge montierten Halterungen der tief abgestimmten Federn lassen sich in der Höhe so justieren, daß die Laufwerkplatte – kontrollierbar an einer eingebauten Wasserwaage – genau waagrecht steht.

Tonarm „PUA 286“

Zum Laufwerk „TTS 3000A“ werden als separate Bausteine die beiden Präzisionstonarme „PUA 286“ und „PUA 237“ geliefert. Beide Tonarme sind konstruktiv völlig gleich und unterscheiden sich nur durch ihre effektive Länge vom Drehpunkt bis zur Abtastspitze (286 beziehungsweise 237 mm). Bei Verwendung des kürzeren Armes muß jedoch die rechte obere Platinenecke entfernt werden, um die optimale Positionierung zum Laufwerk zu erreichen.

Obwohl separate Qualitätstonarme technisch oft recht kompliziert sind, überraschen bei den Sony-Tonarmen die vielen Justier- und Einstellmöglichkeiten, die eine optimale Abtastung und eine gewisse Bedienungserleichterung herbeiführen sollen (Bild 9). Leider ist (wohl auch wegen



Bild 9 Tonarm „PUA 286“ von Sony

Bild 6. Lage des Arbeitspunktes auf der Flanke des Doppel-T-Filters

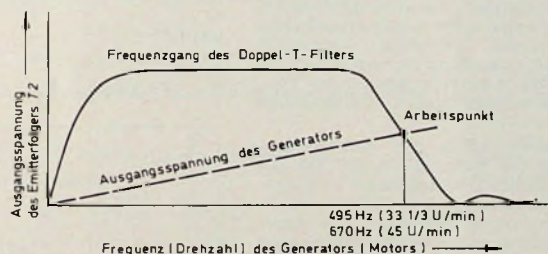


Bild 7. Tonhöhen-schwankungen bei 1,5 p Auflagekraft; linear (a), bewertet (b)

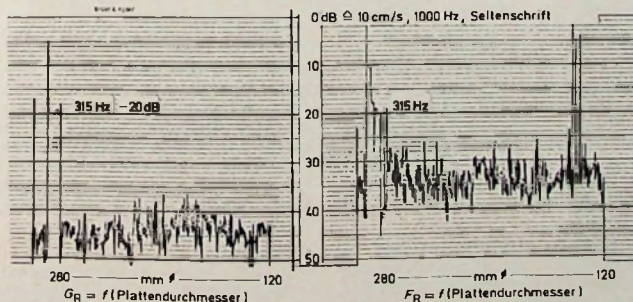
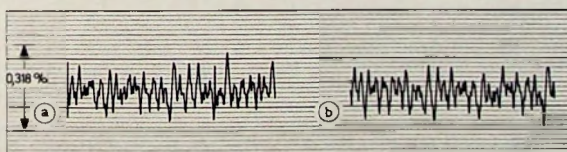


Bild 8 Rumpel-Störspannungen in Abhängigkeit vom abgetasteten Schallrillenbereich

der recht ungeschickten Übersetzung) die deutsche Bedienungsanleitung so schwer verständlich, daß es für den Laien schwierig sein dürfte, nach dieser Anleitung den Tonarm optimal zu justieren.

Das rückwärtige Ausgleichsgewicht für die Horizontalbalance ist in drei gemeinsam oder einzeln verschiebbare Teilgewichte aufgeteilt. Abtastergewichte von 6 bis 18 p sind dadurch zu entlasten. Die in Stufen von 0,5 p markierte, jedoch noch differenzierter einstellbare Tonarmauflegekraft entsteht durch eine Gewichtungleichheit, die durch Verschiebung des vorderen Ringes erreicht wird. Wie Bild 10 zeigt, stimmt die wirkliche Auflagekraft bis etwa 2 p recht gut mit der markierten Einstellung am Tonarm überein.

Kombiniert mit dem in der Höhe leicht verstellbaren Tonarm ist eine Tonarmabsenkvorrichtung, die beim untersuchten Modell allerdings etwas schwergängig war (Absenkgeschwindigkeit etwa 2 mm/s). Ebenfalls fest mit dem Tonarm und der Absenk-

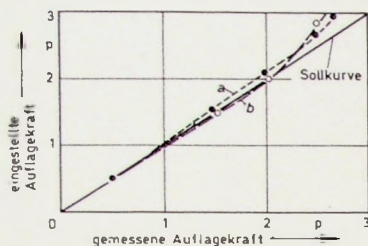


Bild 10. Eingestellte und gemessene Auflagekraft, mit einer Federwaage (a) und mit einer Shure-Tonarmwaage (b) gemessen

vorrichtung kombiniert ist eine Aufsetzhilfe für die drei Plattendurchmesser 17, 25 und 30 cm, die abgeschaltet werden kann.

Während nach Einbau des Abtasters in den einsteckbaren und um etwa 35° horizontal verdrehbaren Tonkopf die Horizontalbalance relativ einfach eingestellt werden kann, bereitet das exakte Herbeiführen der Vertikalbalance mit dem an einem seitlichen Ausleger angebrachten Ausgleichsgewicht einige Schwierigkeiten. Dieses Ausgleichsgewicht läßt sich nicht nur seitlich ausschwenken, sondern auch in der Höhe verstellen. In einer bestimmten Höhe bringt das Gewicht den Tonarm in eine neutrale (labile) Balance, die für einen Tonarm grundsätzlich zwar wünschenswert ist, aber im Hinblick auf unebene Platten beziehungsweise Tonarmerschütterungen den Abtastvorgang durch Tonarmspringen erheblich stören kann. Daher sollte man zweckmäßigerweise das Gewicht nach unten schieben und damit den Tonarm in eine stabile Balance bringen.

Wie die Registrierstreifen (Bilder 11a und 11b) zeigen, liegen die Resonanzen des Tonarms sowohl für die vertikale als auch horizontale Bewegungsrichtung bei Verwendung eines Hi-Fi-Abtasters in unkritischen Bereichen. Beim „PUA 286“ lagen sie in Verbindung mit dem Shure-Abtaster „M 75 MG T2“ bei 4,3 und 5,5 Hz.

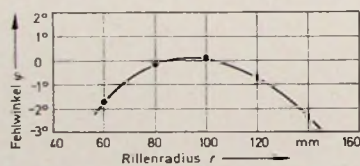


Bild 12. Horizontaler Tonarmfehlwinkel

Der aus qualitativen Gründen für den „TTS 3000A“ besser geeignete „PUA 286“ weist bei einer effektiven Länge von 286 mm den im Bild 12 gezeigten recht günstigen durchmesserabhängigen Fehlverlauf auf.

Kompensation des Skating-Momentes

Über das Entstehen und die Kompensation des Skating-Momentes wurde bereits ausführlich berichtet [1]. Die Schwierigkeit, mit einem einfachen Mechanismus in jedem Rillenbereich der Schallplatte eine vollwertige Kompensation der Skating-Kraft zu erreichen, liegt in der Tatsache begründet, daß das Skating-Moment wegen der laufenden Änderung der effektiven Tonarmlänge während des

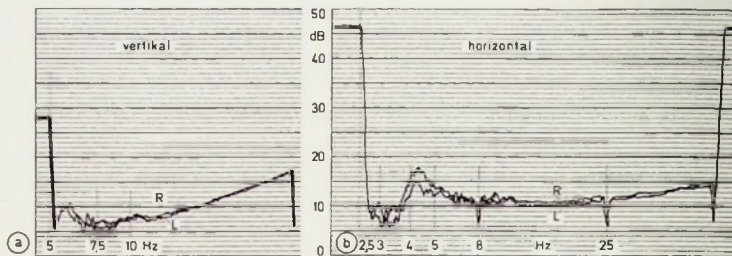


Bild 11. Tonarmresonanz

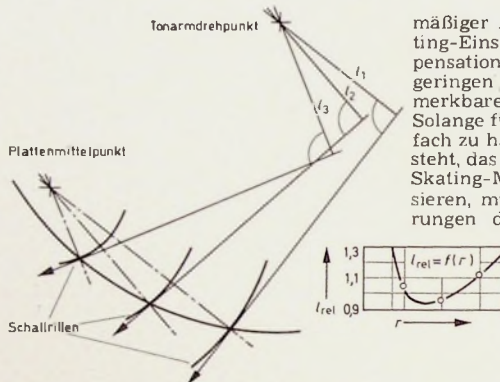


Bild 13. Änderung der effektiven Tonarmlänge mit dem Rillenradius

Abspielvorganges nicht konstant ist (Bild 13). Bei exakter Messung der rillendurchmesserabhängigen Skating-Kraft ergibt sich deshalb ein Verlauf, der mit dem Diagramm im Bild 13 weitgehend übereinstimmt. Ein konstantes Antiskating-Moment gleicht deshalb den unterschiedlichen Flächendruck zwischen Abtaststift und Rillenwandung nur an einer, gegebenenfalls an zwei Stellen des Tonarm-Schwenkbereiches vollkommen aus.

Die Konstruktion der Antiskating-Vorrichtung beim „PUA 286“ ist auf Grund dieser Überlegungen so konzipiert, daß sich mit dem Einschnellen des Tonarms automatisch das Antiskating-Moment in der beschriebenen Abhängigkeit ändert und damit in allen Durchmesserbereichen eine vollkommene Kompensation der Skating-Kraft einstellt. Die Arbeitsweise dieser Antiskating-Einrichtung ist im Bild 14 dargestellt. Durch Verdrehen des Knopfes K wird über den Ausleger A und den Zugfaden F eine einstellbare Hebelkraft auf den Nockenhebel No, der in D drehbar gelagert ist, ausgeübt. Der mit der vertikalen Tonarmachse vToA ausschwenkende Fühlhebel FH muß gegen eine aus Zugkraft F und wirksamem Nockenhebelarm gebildete Kraft P wirken, die über den Hebelarm FH das Antiskating-Moment erzeugt. Lagerpunkt D, Verlauf der Kurve an der Nocke No und Länge des Hebelarms FH sind so gewählt, daß die im Bild 13 angedeutete Abhängigkeit weitgehend erreicht wird.

Wie die Kurven a und b im Bild 15 zeigen, entspricht die Einstellung am untersuchten Tonarmmodell nicht der Sollkurve, sondern – bei exakter Übereinstimmung zwischen zahlen-

mäßiger Auflagekraft- und Antiskating-Einstellung – einer Überkompensation. Das kann besonders bei geringen Auflagekräften zu einer bemerkbaren Fehleinstellung führen. Solange für den Laien noch keine einfache zu handhabende Möglichkeit besteht, das beim Abspielen auftretende Skating-Moment exakt zu kompensieren, muß er sich auf die Markierungen der Antiskating-Einstellung

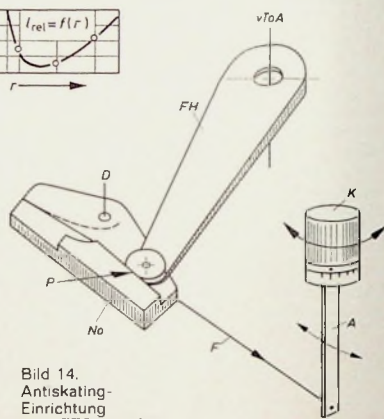


Bild 14. Antiskating-Einrichtung des „TTS 3000A“

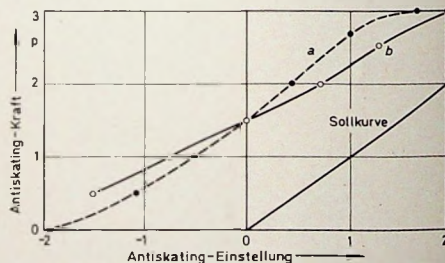


Bild 15. Antiskating-Kraft in Abhängigkeit von der Antiskating-Einstellung, bei nicht gerillter Platte (a), mit Skate-O-Meter (b) gemessen

verlassen können. Bei hochwertigen Modellen sollte außerdem eine Antiskating-Korrekturtabelle (wie sie zum Beispiel bei Perpetuum-Ebner für Spitzengeräte zur Verfügung steht) mitgeliefert werden. Eine derartige Tabelle enthält die bei den verschiedenen Auflagekräften und Nadelverrundungen sowie bei Trocken- und Naßabtastung erforderlichen Einstellungskorrekturen.

Schrifttum

- [1] Haase, H.-J.: Hi-Fi-Plattenspieler mit kontinuierlich einstellbarer Skating-Kompensation. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 3, S. 85-87

Die dB-Rechnung unter Berücksichtigung ihrer Bezugsgrößen

Im technischen Schrifttum setzt es sich heute immer mehr durch, Anhängsel an das dB-Maß anzufügen, um damit auf unterschiedliche Bezugswerte hinzuweisen. Die nachstehenden Ausführungen beschäftigen sich mit diesem Problem und der absoluten dB-Rechnung mit ihren einfachen mathematischen Zusammenhängen. Es werden Bezugsgrößen wie dBm, dBm0, dBV und dergleichen definiert und die Pegelangaben in der Akustik erklärt. Die Umrechnung zwischen Klirrfaktor und Klirrdämpfung kann man mit Hilfe eines Diagramms lösen. Die Frage der Addition und Subtraktion von Spannungswerten im absoluten dB-Maß wird anschließend diskutiert.

1. Mathematische Definitionen

1.1. Logarithmiertes Leistungsverhältnis dB

Werden zwei Leistungen in ein Verhältnis gesetzt, und wird dieser Quotient logarithmiert, dann kann man schreiben

$$\lg \frac{P_1}{P_2}$$

(dekadischer Logarithmus).

Ist $P_1 = 10 P_2$, so ergibt sich

$$\lg \frac{P_1}{P_2} = \lg \frac{10 P_2}{P_2} = \lg 10 = 1.$$

Dieses Ergebnis, nämlich die dimensionslose Zahl 1, nennt man 1 Bel; es gilt: 1 Bel = 10 Dezibel (dB).

Das Leistungsverhältnis in dB erhält man demnach durch folgenden Ansatz:

$$10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ (dB)}. \quad (1)$$

Wird der Leistungsquotient $\frac{P_1}{P_2}$ durch den natürlichen Logarithmus ausgedrückt (Basis e), dann ergibt sich die Einheit Neper (Np)

$$\ln \frac{P_1}{P_2} \text{ (Np)}. \quad (2)$$

Man kann beide Einheiten dB und Np ineinander überführen

$$1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np},$$

$$1 \text{ Np} = 8,686 \text{ dB}.$$

Diese Umrechnungsfaktoren gelten auch für ein Spannungs- oder Stromverhältnis.

1.2. Logarithmiertes Spannungsverhältnis dB

Als Ausgangsgleichung dient

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1^2 \cdot R_2}{U_2^2 \cdot R_1} = \frac{I_1^2 \cdot R_1}{I_2^2 \cdot R_2}.$$

Für $R_1 = R_2$ gilt

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1^2}{U_2^2} = \frac{I_1^2}{I_2^2}.$$

In logarithmischer Schreibweise dargestellt

$$10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2} \text{ (in dB)}.$$

Bei $P_1 > P_2$, $U_1 > U_2$, $I_1 > I_2$ ist der dB-Wert positiv, und bei $P_1 < P_2$, $U_1 < U_2$, $I_1 < I_2$ wird der dB-Wert negativ.

1.3. Einführung von Bezugswerten mit dem Index 0

Bezieht man sich in Gl. (1) und Gl. (2) nicht auf P_2 beziehungsweise U_2 , sondern auf Normwerte P_0 und U_0 , dann lassen sich die erhaltenen absoluten dB-Werte miteinander vergleichen, und aus dem Ergebnis läßt sich eine Verstärkung oder eine Dämpfung folgern.

Leistungspegel p_{xP} :

$$p_{xP} = 10 \lg \frac{P_x}{P_0};$$

Spannungspegel p_{xU} :

$$p_{xU} = 20 \lg \frac{U_x}{U_0}.$$

1.4. Dämpfung a_p und Verstärkung v_p in dB

Die Dämpfung a_p eines Vierpols (Index 1: Eingangsgröße; Index 2: Ausgangsgröße) definiert die Gleichung

$$a_p = p_{1P} - p_{2P} \text{ (dB)}.$$

Bei Subtraktion der Leistungspegel $p_{1P} - p_{2P}$ erhält man grundsätzlich die genaue Dämpfung in dB; eine Subtraktion der Spannungspegel $p_{1U} - p_{2U}$ liefert nur dann den richtigen Zahlenwert, wenn die Widerstände R_1 und R_2 gleich groß sind. Für den Fall, daß $R_1 \neq R_2$ ist, muß man einen Korrekturwert bei Subtraktion der Spannungspegel berücksichtigen. Es gelten in dB

$$a_p = 10 \lg \frac{P_1}{P_0} - 10 \lg \frac{P_2}{P_0},$$

$$a_p = 10 \lg \frac{U_1^2 \cdot R_0}{U_0^2 \cdot R_1} - 10 \lg \frac{U_2^2 \cdot R_0}{U_0^2 \cdot R_2},$$

$$a_p = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} - 20 \lg \frac{U_2}{U_0} + 10 \lg \frac{R_2}{R_1},$$

$$a_p = p_{1U} - p_{2U} + 10 \lg \frac{R_2}{R_1}.$$

Für die Verstärkung v_p gilt sinngemäß das gleiche wie für die Dämpfung a_p . Daraus folgt in dB

$$v_p = p_{2P} - p_{1P},$$

$$v_p = p_{2U} - p_{1U} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2}.$$

In der Tonstudiotechnik sind nicht die Leistungsverhältnisse von Bedeutung; hier bedient man sich der logarithmierten Spannungsverhältnisse, ohne dabei die unterschiedlichen Widerstände R_1 und R_2 zu berücksichtigen. Daraus resultieren die folgenden zwei Gleichungen, mit denen man die Spannungspegel a beziehungsweise die Spannungsverstärkung v in dB ermittelt:

$$a = p_1 - p_2,$$

$$v = p_2 - p_1.$$

Führt man die Rechnung so durch, dann kann man nicht mehr angeben, ob ein Vierpol ein Verstärker oder ein Dämpfungsglied ist. Zum Beispiel kann ein Katodenfolger eine Leistungsverstärkung von 30 dB haben und stellt trotzdem spannungsmäßig eine Dämpfungseinheit dar.

2. Bezugsgrößen in der dB-Rechnung

2.1. Absoluter Pegel dBm

Man spricht häufig vom absoluten Pegel und meint damit den Bezug auf die Normalwerte P_0 , U_0 und I_0 des Normalgenerators. Dieser Generator mit einem Innenwiderstand $R_i = 600 \text{ Ohm}$ gibt an einen Außenwiderstand $R_a = 600 \text{ Ohm}$ eine Leistung $P_0 = 1 \text{ mW}$ ab. Damit liegen eindeutig die Nullpegel P_0 , U_0 und I_0 fest

$$P_0 = 1 \text{ mW},$$

$$U_0 = 775 \text{ mV},$$

$$I_0 = 1,29 \text{ mA}.$$

Alle Werte, die man auf diese Pegel bezieht, tragen vereinbarungsgemäß das Zeichen dBm ($m = 1 \text{ mW}$). Für Spannungsmesser, die zusätzlich eine dB-Skala tragen, wählte man als Bezugsgröße $U_0 = 775 \text{ mV}$

$$10 \lg \frac{P_x}{1 \text{ mW}} \text{ (in dBm)} \text{ bzw. } 20 \lg \frac{U_x}{775 \text{ mV}} \text{ (in dBm)}.$$

In den USA ist ein Normalgenerator mit anderen Werten festgelegt. Dieser Generator gibt an 500 Ohm eine Leistung von 6 mW ab. Somit ergibt sich: $P_0' = 6 \text{ mW}$, $U_0' = 1730 \text{ mV}$, $I_0' = 3,46 \text{ mA}$.

2.2. Pegelangaben in dBV

Bei dieser Pegelangabe bezieht man sich auf 1 V. Bei den meisten Meßgeräten ist der Skalenendwert 1 V ($10 \text{ V} \triangleq +20 \text{ dBV}$), und somit trägt die dB-Skala nur negative Werte. Das vereinfacht in geringem Maße das Ablesen. Es gilt

$$20 \lg \frac{U_s}{1 \text{ V}} \quad (\text{in dBV}).$$

Eine Umrechnung von dem Pegel dBV auf den absoluten Pegel dBm ist möglich

$$20 \lg \frac{1000 \text{ mV}}{775 \text{ mV}} = 20 \lg 1,29 = 2,2 \text{ dB}.$$

Man muß also zu dem in dBV abgelesenen Wert 2,2 dB addieren, um einen auf 775 mV bezogenen Pegel in dBm zu erhalten.

2.3. Pegelangaben in dBr

Bei dieser Pegelangabe bezieht man sich auf den Pegel, der am Eingang einer Tonleitung oder Übertragungskette vorhanden ist. Am Eingang mißt man demzufolge den relativen Pegel Null oder 0 dBr, der nicht mit dem Nullpegel (absoluter Pegel) verwechselt werden darf. Ist der Wert dBr am Ende der Kette positiv, dann liegt eine Verstärkung vor; bei negativem Betrag stellt die Zusammenschaltung der einzelnen Vierpole eine Dämpfung dar.

2.4. Pegelangaben in dBm0

Fügt man eine 0 an die Einheit dBm an, so deutet das darauf hin, daß der angegebene Zahlenwert am relativen Pegel 0 gilt.

In der Studientechnik der Rundfunkanstalten liegen an verschiedenen Punkten bei der Zusammenschaltung der Verstärker und Dämpfungsglieder unterschiedliche absolute Pegel bei Vollaussteuerung (100%-Pegel) vor. Die Vollaussteuerung ist gegeben, wenn man im Studio am Ausgang des Sendeweges $+6 \text{ dBm}$ ($\triangleq 1,55 \text{ V}$) mißt. Übertragungswagen geben maximal $+15 \text{ dBm}$ ab; Postleitungen werden vom Funkhaus aus bei 100% Pegel mit $+9 \text{ dBm}$ moduliert. Man hat sich in der Tonleitungstechnik geeinigt und spricht von $+9 \text{ dBm0}$, wenn an irgendeinem Meßpunkt der Übertragungskette Vollaussteuerung vorliegt. Durch diese zwischenstaatliche Absprache lassen sich Übertragungsleitungen wesentlich schneller einpegeln.

2.5. Pegelangaben in dBm0ps

Werden Pegel über ein Bewertungsfilter gemessen, dann erhalten sie den Zusatz p (pondéré); ist dieses Filter ein Rundfunkbewertungsfilter, dann ist zusätzlich ein s (son) anzuhängen. In DIN 45 405 sind die Bewertungsfaktoren der Geräuschspannungsmesser für elektroakustische Breitbandübertragung festgelegt (Bild 1).

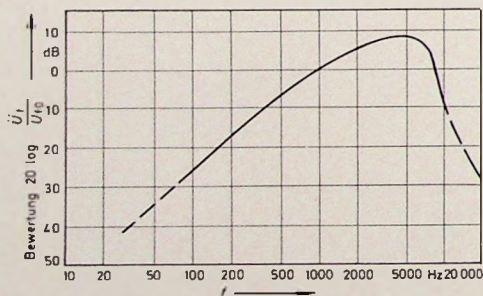


Bild 1. Bewertungskurve des Geräuschspannungsmessers nach DIN 45405

Der Geräuschspannungsabstand G an einem Meßpunkt wird wie folgt ermittelt: Man subtrahiert von dem Vollaussteuerungspegel den in dBm0ps gemessenen Betrag und erhält die Geräuschspannungsdynamik G der betreffenden Stelle in dB.

2.6. Pegelangaben in dBc, dBu

Es kann zweckmäßig sein, Spannungspegel an niederohmigen Quellen mit dem Zusatz c (EMK des Generators) zu versehen und Spannungspegel, die an einem Widerstand von zum Beispiel 200 Ohm gemessen werden, mit dBu200 zu bezeichnen. Dadurch ist eine exakte Beschreibung dieser Spannungspegel möglich.

2.7. Pegelangaben in dBμV

Diese Pegelangabe ist in der Empfangsantennentechnik gebräuchlich. Man bezieht sich hier auf eine Spannung von $U = 1 \mu\text{V}$ an dem Bezugswiderstand von 60 Ohm

$$20 \lg \frac{U_s}{1 \mu\text{V}} \quad (\text{in dB}\mu\text{V}).$$

Durch die Wahl dieser geringen Bezugsspannung kommen praktisch nur positive Pegel vor. Eine Umrechnung von dBμV nach dBm erfolgt über den Gleichungsansatz

$$0 \text{ dBm} \triangleq 1 \text{ mW} = 245 \text{ mV an } 60 \text{ Ohm},$$

$$20 \lg \frac{U}{U_0'} \quad (\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \lg \frac{245 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}},$$

$$0 \text{ dB}\mu\text{V} = -107,8 \text{ dBm}.$$

Da in der Antennentechnik auch oft ein Wellenwiderstand von 240 Ohm vorkommt, gilt dann sinngemäß

$$0 \text{ dB}\mu\text{V} \triangleq 2 \mu\text{V an } 240 \text{ Ohm}.$$

In den USA existiert noch die Angabe dBmV; als Bezugswert hat man $U = 1 \text{ mV}$ gewählt.

2.8. Pegelangaben in ausländischer Literatur

dBk bezogen auf 1 kW $(0 \text{ dBk} \triangleq 60 \text{ dBm})$

dBW bezogen auf 1 W $(0 \text{ dBW} \triangleq 30 \text{ dBm})$

dBa bezogen auf $4 \cdot 10^{-9} \text{ mW}$ $(0 \text{ dBa} \triangleq -84 \text{ dBm})$

dBm bezogen auf 10^{-9} mW $(0 \text{ dBm} \triangleq -90 \text{ dBm})$

dBvg (dB voltage gain) dieses Spannungsverhältnis ist unabhängig von dem Ausgangs- und Eingangswiderstand.

3. Pegelangaben in der Akustik

3.1. Allgemeines

Nach dem Weber-Fechnerschen Gesetz ist das Lautstärkeempfinden dem Logarithmus der Schalldrücke beziehungsweise der Schallintensitäten proportional. Demzufolge kann man den Schallpegelunterschied in dB wie folgt mathematisch definieren:

$$L = 20 \lg \frac{p_1}{p_2}.$$

Es besteht ein quadratischer Zusammenhang zwischen dem Schalldruck p und der Schallintensität J . Es gilt (in dB)

$$L = 10 \lg \frac{J_1}{J_2}.$$

Man erkennt, daß Schalldruck und Schallintensität in der Akustik mit Spannung und Leistung in der Elektrotechnik zu vergleichen sind. Es liegt nahe, auch in der Akustik auf genormte Bezugsgrößen zurückzugreifen, um Schallpegel miteinander vergleichen zu können. Als Bezugswert für den Schalldruck p hat man die Reizschwelle des Hörens gewählt. Da das Ohr entsprechend den Kurven gleicher Lautstärke nach Fletcher-Munson in seinem Hörempfinden stark frequenzabhängig ist, hat man sich zusätzlich auf $f = 1000 \text{ Hz}$ geeinigt und diesen Schwellwert p_0 mit 0 phon bezeichnet.

Aus

$$p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \frac{\text{N}}{\text{m}^2} = 2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$$

folgt dann

$$J_0 = 1 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{m}^2}.$$

Hinter die so bestimmte Lautstärke

$$A = 20 \lg \frac{p_x}{p_0} \text{ phon}$$

wird nach DIN 1318 zur Kennzeichnung das Wort phon geschrieben. Schallpegel, die mit dB (A), dB (B) oder dB (C) bezeichnet werden, sind mit einem Bewertungsfilter A, B oder C gemessen. Diese Filter senken die Tiefen und die Höhen stetig ab.

3.2. Ersatzlautstärke $A E$

Die Ersatzlautstärke $A E$ ist ein wichtiges Kriterium bei der Qualitätsbeurteilung von Kondensatormikrofonen. Dieser Begriff gibt an, wie groß ein eintreffendes Schallereignis mindestens sein muß, damit es aus dem Rauschpegel des Kondensatormikrofons hervortritt.

Man setzt die Geräuschspannung U_{ger} ins Verhältnis zu dem bei 1000 Hz im ebenen Schallfeld gemessenen Übertragungsfaktor $B_{F 1000}$ und bezieht diesen Quotienten auf den Bezugsschalldruck $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ μbar. Logarithmiert man dieses Ergebnis, dann kommt man zu dem Begriff der Ersatzlautstärke. Sie ist (in phon) nach DIN 45 591 definiert zu

$$A E = 20 \lg \frac{U_{ger}}{B_{F 1000} \cdot p_0}$$

In mancher Literatur wird die Ersatzlautstärke in dB angegeben. Als Argument führt man an, daß sie wenig mit der wirklichen Lautstärke gemein hat.

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß man von einem Ersatzschalldruckpegel spricht, wenn in obenstehender Gleichung die Fremdspannung U_{tr} statt der Geräuschspannung U_{ger} eingesetzt wird.

4. Klirrdämpfung in dB

Unter dem Klirrfaktor k versteht man das Verhältnis der Effektivwerte der Oberwellen zu dem Effektivwert der Gesamtspannung. Dieses prozentuale Verhältnis kann man auch in das dB-Maß übertragen. Will man den Klirrfaktor in dB angeben, dann ist es zweckmäßig, den Begriff Klirrdämpfung zu gebrauchen. Ein Klirrfaktor k von 1% (1:100) entspricht in dB-Maß einer Klirrdämpfung a_k von 40 dB gemäß der Gleichung

$$a_k = 20 \lg \frac{100}{k (\%)}.$$

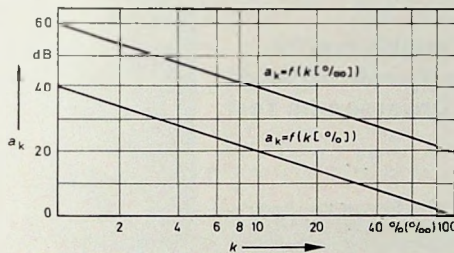


Bild 2. Zusammenhang zwischen Klirrfaktor k und Klirrdämpfung a_k

Bild 2 zeigt grafisch den Zusammenhang zwischen Klirrfaktor k in % und Klirrdämpfung a_k in dB.

5. Addition und Subtraktion von absoluten dB-Werten

5.1. Allgemeines

Im Prinzip lassen sich Wechselspannungen von Quellen, die man im dB-Maß angibt, nicht ohne weiteres addieren beziehungsweise subtrahieren, da ihre Phasenbeziehung zueinander nicht bekannt ist. Selbst bei gleicher Phase ist 20 dBm + 20 dBm nicht gleich 40 dBm, sondern 26 dBm. Der Beweis: 20 dBm \triangleq 7,75 V; 20 dBm + 20 dBm \triangleq 7,75 V + 7,75 V = 15,5 V \triangleq 26 dBm. Diese Überlegung ist auch Grundlage für folgendes Ergebnis: 0 dBm + 0 dBm \triangleq 775 mV + 775 mV = 1,55 V \triangleq 6 dBm.

Es lassen sich jedoch Fremdspannungen (zum Beispiel von Verstärkern) oder Fremdspannungsabstände unter bestimmten Voraussetzungen im dB-Maß addieren. Diese Pegel müssen gemäß der statistischen Phasenverteilung geometrisch, das heißt in diesem Fall leistungsmäßig, zusammengezählt werden. Die folgenden Gleichungen sind unter dieser Voraussetzung abgeleitet.

5.2. Addition von Fremdspannungen und Fremdspannungsabständen

Schaltet man mehrere Verstärker zu einem Summenkanal zusammen – das erfolgt zum Beispiel beim Mischen von verschiedenen Signalen –, dann wird sich die Fremdspannung an diesem Summenpunkt (Knotenpunkt) erhöhen.

Wie schon im Abschnitt 5.1. erwähnt, werden die Spannungen geometrisch addiert

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}.$$

Löst man die Definitionsgleichung

$$p_x = 20 \lg \frac{U_x}{U_0}$$

nach U_x beziehungsweise U_x^2 auf, dann erhält man

$$U_x^2 = U_0^2 \cdot 10^{\frac{p_x}{10}}.$$

Somit ergibt sich

$$U = \sqrt{U_0^2 \cdot 10^{\frac{p_1}{10}} + U_0^2 \cdot 10^{\frac{p_2}{10}}}.$$

Nach Umformen kann man schreiben

$$\frac{U}{U_0} = \sqrt{10^{\frac{p_1}{10}} + 10^{\frac{p_2}{10}}}.$$

Logarithmiert man beide Seiten

$$20 \lg \frac{U}{U_0} = 20 \lg \sqrt{10^{\frac{p_1}{10}} + 10^{\frac{p_2}{10}}},$$

dann kommt man zu folgendem Endergebnis:

$$p = 10 \lg \left(10^{\frac{p_1}{10}} + 10^{\frac{p_2}{10}} \right).$$

Nach gleichen Gesichtspunkten läßt sich auch eine Subtraktion von Pegeln durchführen. Sie tritt dann auf, wenn man beispielsweise den Störpegel einer Meßapparatur berücksichtigen muß. Hier sei das Messen eines akustischen Signals mit einem Kondensatormikrofon erwähnt, das selbst eine Ersatzlautstärke (Störgeräusch) erzeugt. Das Ergebnis (in dB) führt zu der Gleichung

$$p_1 = 10 \lg \left(10^{\frac{p}{10}} - 10^{\frac{p_2}{10}} \right).$$

Bezogen auf das obere Beispiel ist dann p_1 das tatsächliche akustische Signal, der Pegel p der am Meßinstrument abgelesene Wert und der Wert p_2 die Ersatzlautstärke der Meßapparatur. Der Fremdspannungsabstand F_x oder die Dynamik eines aktiven Vierpols (in dB) ist definiert durch die Gleichung

$$F_x = 20 \lg \frac{U_N}{U_{trx}}, \quad (3)$$

wobei mit U_N die Nutzspannung und mit U_{tr} die Fremdspannung des Verstärkers bezeichnet wird. Eine Addition von Fremdspannungsabständen kann von Interesse sein, wenn ein Tonband kopiert wird und man sich über die Verschlechterung der Dynamik orientieren will. Auch hier wird wieder davon ausgegangen, daß sich die Fremdspannungen U_{tr1} und U_{tr2} geometrisch addieren. Somit ergibt sich (in dB) eine Gesamtdynamik von

$$F = 20 \lg \frac{U_N}{\sqrt{U_{tr1}^2 + U_{tr2}^2}}. \quad (4)$$

Aus der Definitionsgleichung (3) unter Berücksichtigung von Gl. (4) folgt (in dB)

$$F = 10 \lg \frac{1}{10^{-\frac{F_1}{10}} + 10^{-\frac{F_2}{10}}}.$$

5.3. Berechnung der Pegelsumme mit Hilfe eines Diagramms

Die Gleichungen im Abschnitt 5.2. erfordern viel Rechenarbeit und die Benutzung eines Rechenschiebers oder einer Logarithmentafel. Es kann nun mathematisch exakt nachgewiesen werden, daß auf Grund des Pegelunterschiedes der beiden zu addierenden Werte auf die resultierende Pegelsumme unter Berücksichtigung eines Korrekturfaktors geschlossen werden kann. Ein Beispiel soll dies erklären: Eine Addition von 30 dB und 34 dB ($\Delta p = 4$ dB) ist genauso zu behandeln wie eine Addition von 51 dB und 55 dB. In beiden Fällen ist der gleiche Korrekturwert $p_K = 1,45$ dB zum größeren Pegel (im Beispiel 34 dB beziehungsweise 55 dB) dazuzuzählen. Es ergibt sich somit eine resultierende Pegelsumme von 35,45 dB beziehungsweise 56,45 dB.

Unter der Voraussetzung, daß $p_2 > p_1$ ist, kann die Ableitung der Gleichung so aussehen:

$$p_2 - p_1 = 10 \lg \left(10^{\frac{p_1}{10}} + 10^{\frac{p_2}{10}} \right) - p_2.$$

Mit

$$10^{\frac{p_2}{10}} = \frac{U_x^2}{U_0^2}$$

und

$$p_2 = 20 \lg \frac{U_2}{U_0}$$

folgt durch Umstellen in Verbindung mit den allgemeinen Gesetzen

der Logarithmenrechnung

$$p_2 - p_1 = 20 \lg \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2}{U_2^2}}$$

In diese Gleichung setzt man p_1 und p_2 ein und erhält

$$p_2 - p_1 = 10 \lg \left(1 + 10^{\frac{p_1 - p_2}{10}} \right) \quad p_2 > p_1 \quad (5)$$

Nach gleichem Schema geht man bei der Subtraktion von Pegeln vor, und es ergibt sich

$$p - p_2 = -10 \lg \left(1 - 10^{\frac{p_1 - p_2}{10}} \right) \quad p > p_2$$

Auch eine Addition der Fremdspannungsabstände kann man nach diesen Gesichtspunkten herleiten. Die Gleichung lautet:

$$F_2 - F_1 = 10 \lg \left(1 + 10^{\frac{F_1 - F_2}{10}} \right) \quad F_2 > F_1 \quad (6)$$

Bei der Diskussion der Gl. (5) und Gl. (6) fällt auf, daß die Ergebnisse (Korrekturwerte) identisch miteinander sind. Demzufolge sind die Addition von Pegeln und das Ermitteln des Gesamtfremdspannungsabstandes gleich zu behandeln.

Aus dem Diagramm nach Bild 3 kann man die Korrekturwerte für die Addition von Pegeln entnehmen, aus dem Diagramm nach Bild 4 die Korrekturzahlen für die Subtraktion von Pegeln.

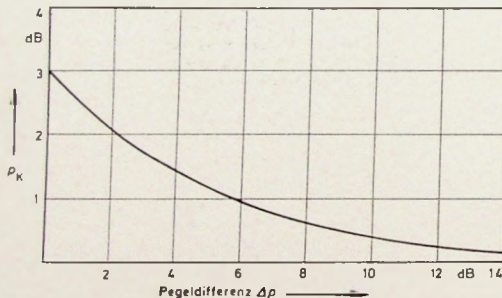


Bild 3. Berechnung der Pegelsumme p und des Gesamtfremdspannungsabstandes F

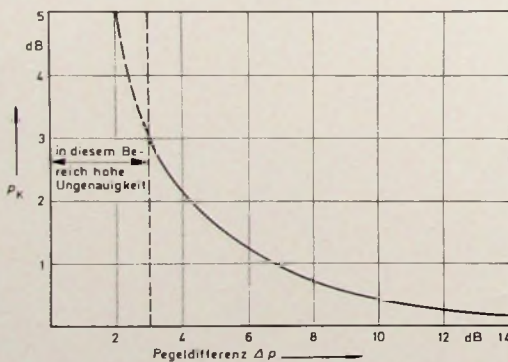


Bild 4. Diagramm für die Subtraktion von Pegeln

Beispiele

a) Addition von Pegeln

$$\begin{array}{l|l} p_1 = 25 \text{ dB} & \Delta p = 3 \text{ dB} \\ p_2 = 28 \text{ dB} & \text{Korrekturwert } p_K = 1,76 \text{ dB} \end{array}$$

Der Korrekturwert p_K wird zum größeren Pegelwert, also zu p_2 , addiert:

$$p = p_2 + p_K = 28 \text{ dB} + 1,76 \text{ dB} = 29,76 \text{ dB}$$

b) Addition von Fremdspannungsabständen

$$\begin{array}{l|l} F_1 = 53 \text{ dB} & \Delta p = 4 \text{ dB} \\ F_2 = 57 \text{ dB} & \text{Korrekturwert } p_K = 1,45 \text{ dB} \end{array}$$

Der Korrekturwert p_K wird vom kleineren Abstand, also F_1 , abgezogen:

$$F = F_1 - p_K = 53 \text{ dB} - 1,45 \text{ dB} = 51,55 \text{ dB}$$

c) Subtraktion von Pegeln

$$\begin{array}{l|l} p = 30 \text{ dB} & \Delta p = 4 \text{ dB} \\ p_2 = 26 \text{ dB} & \text{Korrekturwert } p_K = 2,2 \text{ dB} \end{array}$$

Den Korrekturwert p_K muß man vom Gesamtpegel p abziehen:

$$p_1 = p - p_K = 30 \text{ dB} - 2,2 \text{ dB} = 27,8 \text{ dB}$$

5.4. Addition von Lautstärken

Sind n gleiche Schallquellen vorhanden, von denen jede die gleiche Lautstärke L hat, dann errechnet sich die Gesamtlautstärke in dB zu

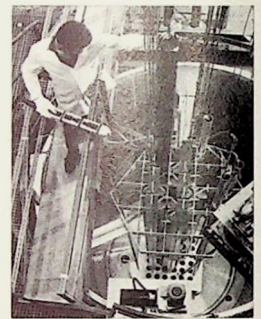
$$L_{\text{ges}} = L + 10 \lg n$$

6. Addition und Subtraktion relativer dB-Werte von absoluten dB-Werten

Relative Werte in dB (beispielsweise Verstärkungen und Dämpfungen) können jederzeit direkt untereinander und zu einem absoluten Pegelwert (zum Beispiel zu einer Pegelangabe in dB μ V) addiert oder subtrahiert werden.

Brennelemente für Kernkraftwerk Würgassen im Test

Bild 1. Blick in die „Kritische Anordnung“ der Kernenergieversuchsanlage Großwelzheim



Das Kernkraftwerk Würgassen, das einen AEG-Siedewasserreaktor mit einer Leistung von 670 MWe erhält, soll Anfang 1972 in Betrieb gehen. Mitte Mai kamen nun, stichprobenartig aus den 444 Brennelementen des ersten Kerns ausgewählt, 21 sorgfältig verpackte Brennelemente aus der benachbarten Fertigungsstätte, der KRT (Kernreaktor Teile GmbH) in der AEG-Kernenergieversuchsanlage Großwelzheim an. Sie waren für die „Kritische Anordnung“, eine Testanlage für reaktorphysikalische Versuche, bestimmt. Die Anlage besteht im großen und ganzen aus einem riesigen oben offenen Tank (Bild 1 und Titelbild dieses Heftes) mit verschiedenen förder-technischen Einrichtungen und einem besonders abgeschirmten Lagerplatz. Eine Fernsehkamera stellt während der Versuche den Sichtkontakt mit der Warte im Nachbarraum her. Die Meßwerte werden über viele Kabel zur Warte übermittelt.

Das Programm für die Versuche war in mühsamer Kleinarbeit vorher aufgestellt worden. Man will bei derartigen Versuchen Gewißheit haben, daß man mit den Berechnungen der Auslegung richtig gelegen hat. Man möchte wissen, wann (das heißt mit welcher kleinsten Kritischen Masse) die erste Kritikalität erreicht wird.

Einer der ersten Versuche wurde mit 3×3 Bündeln durchgeführt. Es wird bei diesem Test ermittelt, bei welcher Wasserhöhe die Kritikalität, das heißt die Aufrechterhaltung der Kettenreaktion, eintritt. Ein weiteres Experiment war die Bestimmung der Gleichmäßigkeit der Brennelemente. Dabei wird das zentrale Element nacheinander gegen andere ausgetauscht. Die Reaktivität soll immer die gleiche sein. Bei einem anderen Test wurde das Wasser in dem großen Behälter erhitzt, um die Reaktivität bei verschiedenen Temperaturen zu messen. Das ist wichtig für die Sicherheit des Reaktors. Mit diesem Versuch will man beweisen, daß die Reaktivität mit zunehmender Temperatur zurückgeht. Der Reaktor würde sich also bei Erreichen einer höheren Temperatur selbsttätig und unabhängig von anderen Sicherheitseinrichtungen abschalten. Schließlich wurden noch die ebenfalls sehr wichtigen Messungen der Neutronenflußverteilung im Kern durchgeführt. Das erfolgt mit Hilfe der von AEG-Telefunken entwickelten Miniatur-Ionisationskammern.

Die Versuche sind erfolgreich abgeschlossen worden; für die spätere Inbetriebnahme des Reaktors in Würgassen bedeuten sie eine große Erleichterung.

Vom Kombituner zum Streifenleitertuner

Fernsehgeräte sollten besser, leichter zu bedienen, weniger reparaturanfällig und vor allem billiger sein. So etwa könnte die Antwort lauten auf die Frage: „Wie stellen Sie sich ein Fernsehgerät der Zukunft vor?“ Man wird aber auch noch einige weitere Forderungen stellen, zum Beispiel möglichst kleine Abmessungen bei möglichst großem Bildschirm, geringes Gewicht usw. Was hier für das ganze Gerät gefordert wird, gilt natürlich auch für jedes Einzelteil, für jede Baugruppe innerhalb des Gerätes und nicht zuletzt für den Tuner.

In Tab. I sind die drei Tunertypen verglichen, die bei *Blaupunkt* in den letzten Jahren entwickelt wurden:

Tuner 1: Kombituner;

Tuner 2: Kammertuner mit Kapazitätsdiodenabstimmung;

Tuner 3: Streifenleitertuner.

Diese Tabelle zeigt eindeutig die Weiterentwicklung in Richtung auf geringes Gewicht.

Ein weiterer Vergleich (Tab. II) zeigt die Anzahl der Bauteile der Tuner ohne Antrieb beziehungsweise Ab-

Tab. I. Vergleich des Gewichts verschiedener Tuner

Tuner	1	2	3
Gewicht	600 g	199 g	162 g
Gewicht des zugehörigen Abstimmaggregats	650 g	140 g	162 g
Gesamtgewicht	1250 g	339 g	314 g

Tab. II. Vergleich der Anzahl der Bauteile verschiedener Tuner

Tuner	1	2	3
elektrische Bauteile	63	154	159
mechanische Bauteile	97	19	11
Gesamtzahl	160	173	170

tronischen Tuner (Tuner 2 und 3). Neben der Gewichtseinsparung und der Vermeidung von kritischen Kontakten ergeben sich bei diesen Tunern noch andere Vorteile. Zum Beispiel können Abstimmaggregat und Tuner vollkommen getrennt werden. Das bietet die Möglichkeit, den Tuner an eine Stelle des Gerätes zu setzen, an der keine großen Temperaturschwankungen auftreten. Auch für den Designer ist die Trennung der beiden Baugruppen ein großer Vorteil.

(Tuner 3). Dieser Tuner hat gegenüber den herkömmlichen Ausführungen für die UHF-Kreise keine Kammer mehr; Teile dieser Kreise sind in Streifenleitertechnik ausgeführt. Diese verhältnismäßig neue Technik ermöglicht es in vielen Fällen (speziell für das Gebiet sehr hoher Frequenzen), konventionelle Bauelemente sowohl der koaxialen Bauweise als auch der Hohlleitertechnik durch äquivalente Bauelemente zu ersetzen, die bezüglich ihres Volumens und Gewichtes große Vorteile bieten. Damit ergibt sich die Möglichkeit, komplizierte Anordnungen durch die Anwendung der Technik der gedruckten Schaltungen herzustellen.

2. Streifenleitungen

Einige praktische Ausführungsformen von Streifenleitungen (Strip-Line) zeigt Bild 2. Von diesen Ausführungsformen ist die Mikro-Strip-Leitung (Bild 2c) wegen ihrer einfachen Fertigungsmöglichkeit am weitesten verbreitet. Sie wird auch beim Streifenleitertuner eingesetzt. Dabei müssen einige Dimensionierungsregeln beachtet werden. Um den Einfluß der

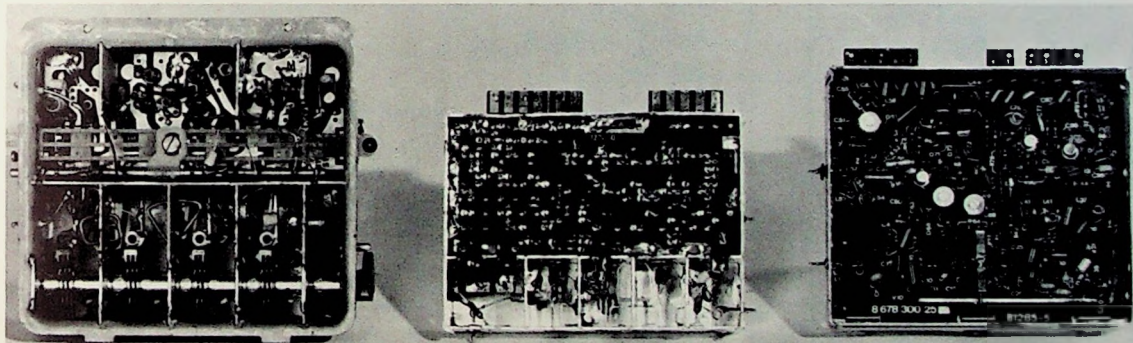


Bild 1. Tunertypen; links: Kombituner (Tuner 1). Mitte: Kammertuner mit Diodenabstimmung (Tuner 2); rechts: Streifenleitertuner (Tuner 3)

stimmaggregat. Daraus geht eindeutig die Tendenz hervor, mechanische Funktionen weitgehend durch elektronische Lösungen zu ersetzen.

1. Tunertypen

Im Bild 1 sind die drei Tunertypen dargestellt. Der Kombituner (Tuner 1) ist ein Tuner mit mechanischer Abstimmung (Drehkondensator und mechanische Bandumschaltung). Jeder Praktiker kennt die Nachteile von mechanischen Schaltern und Schleifedern und weiß, daß die Schwierigkeiten mit wachsender Frequenz und niedriger werdendem Strom schnell zunehmen. Mit Kapazitätsdioden und Schaltdioden lassen sich diese Fehlerquellen jedoch ausschalten, und das führte zur Entwicklung der vollelek-

tronischen Bedienung. Es ist nur noch geringer Tastendruck erforderlich, weil keine komplizierte Mechanik bewegt werden muß. Auch die Fernbedienbarkeit wird wesentlich vereinfacht. Die *Blaupunkt-110°*-Farbfernsehgeräte haben zum Beispiel einen Fernbedienungsanschluß, über den sich vier Programme einschalten und auch einstellen lassen einschließlich der Wahl des Empfangsbereiches. Beim Gerät „Valencia Color“, einem Fernsehempfänger ohne Einstellknöpfe, werden sogar sämtliche Funktionen fernbedient¹⁾.

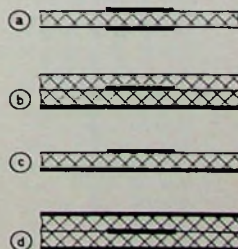
Der nächste Schritt in der Entwicklung führte zum Streifenleitertuner

Leiterkanten auf die Stromverteilung möglichst klein zu halten, ist es notwendig, die Dicke des Dielektrikums so gering wie möglich zu wählen. Außerdem darf die Breite des Grundleiters nicht kleiner sein als die dreifache Breite des Streifenleiters. Bei Berücksichtigung dieser Regeln führen die Oberflächen des Streifenlei-

Dipl.-Ing. Johannes Backwinkel ist Leiter der Abteilung Tuner-Entwicklung der *Blaupunkt-Werke GmbH*, Hildesheim.

¹⁾ Mühlmeier, F. H., u. Baum, W.: Fernsteuerung für alle Funktionen eines Farbfernsehempfängers. *Funk-Techn.* Bd. 25 (1970) Nr. 17, S. 652-653, 656

Bild 2 Praktische Ausführungsformen von Streifenleitungen: a) symmetrische Bandleitung, b) Sandwich-Leitung, c) Mikro-Strip-Leitung, d) Triplate



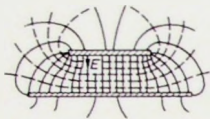


Bild 3 Verlauf der elektrischen Feldlinien und der Äquipotentiallinien bei einer Mikro-Strip-Leitung

Bild 4 Dimensionierungskurven für symmetrische Bandleitungen und Mikro-Strip-Leitungen

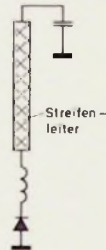
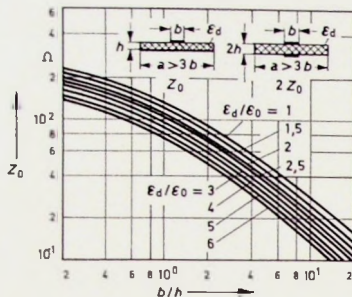


Bild 5 Prinzipieller Aufbau der UHF-Kreise des Streifenleitertuners

ters und des Grundleiters nur sehr geringe Stromanteile, so daß gegenüber benachbarten Leitungssystemen eine weitgehende Entkopplung besteht.

Bild 3 zeigt den Verlauf der elektrischen Feldlinien einer Mikro-Strip-Leitung und Bild 4 eine Kurvenschar,

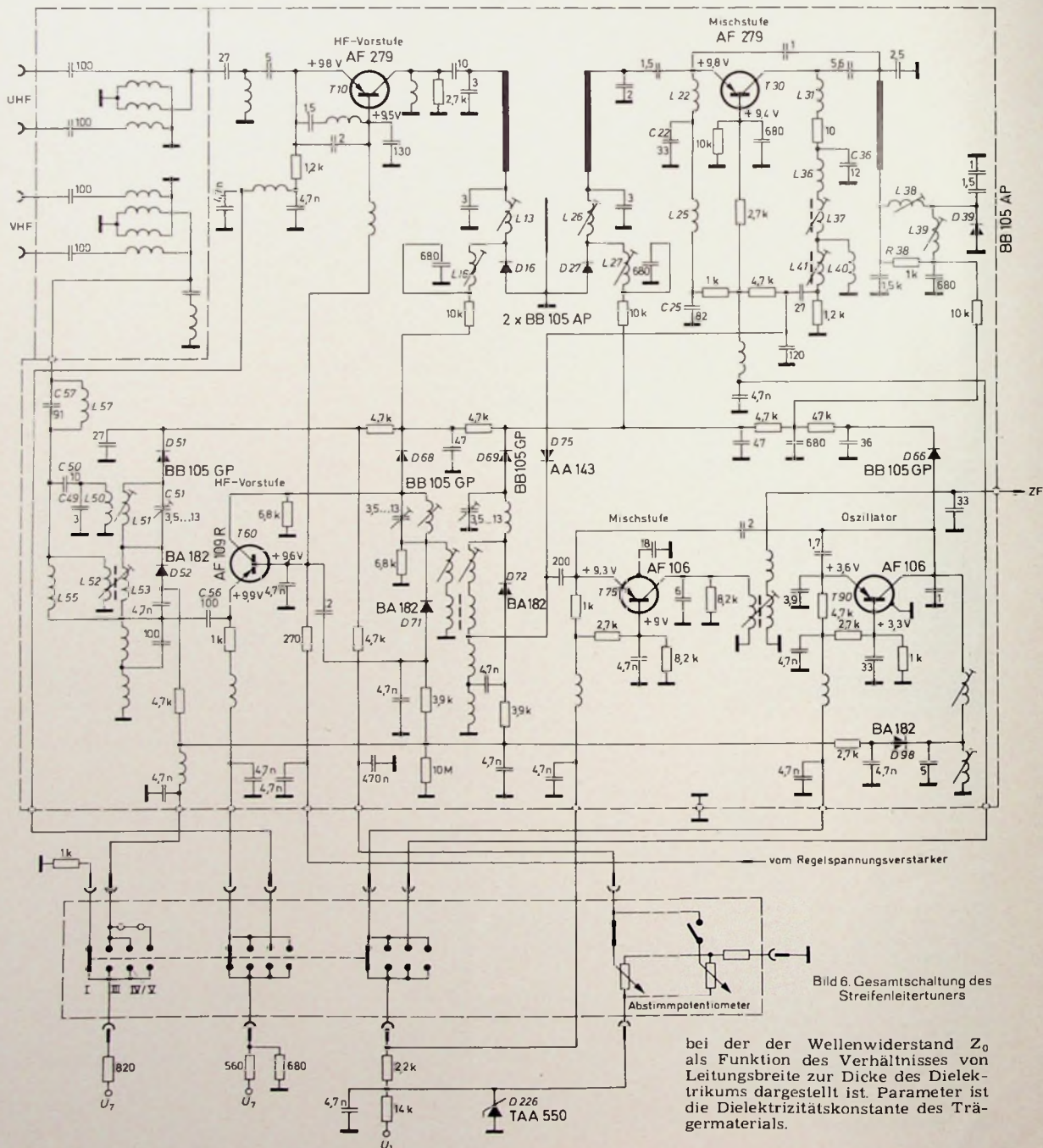


Bild 6. Gesamtschaltung des Streifenleitertuners

bei der der Wellenwiderstand Z_0 als Funktion des Verhältnisses von Leitungsbreite zur Dicke des Dielektrikums dargestellt ist. Parameter ist die Dielektrizitätskonstante des Trägermaterials.

3. Streifenleitertuner

Der UHF-Teil des Streifenleitertuners arbeitet in einer Quasi- $\lambda/2$ -Technik. Die Induktivität der Kreise wurde in einen niederohmigen Teil (Streifenleiter) und einen hochohmigen Teil (konventionelle Spule) aufgeteilt. Im Bild 5 ist der prinzipielle Aufbau der Kreise dargestellt. Die Diodeninduktivität ist in dem hochohmigen Teil mit enthalten. Die maximale Variation eines solchen Kreises erreicht man, wenn man den hochohmigen Teil so dimensioniert, daß er in Bandmitte mit der Abstimm-diode in Serienresonanz ist. Der Streifenleiter arbeitet dabei praktisch als kurzgeschlossener $\lambda/4$ -Kreis. Ober- und unterhalb dieser Frequenz liegt ein induktiv beziehungsweise kapazitiv abgeschlossener $\lambda/2$ -Kreis vor.

Ein wesentlicher Gesichtspunkt, der zur Konstruktion des Streifenleitertuners führte, war die Vereinfachung der Fertigung. Der Tuner hat kaum noch Lötstellen, die mit der Hand gelötet werden müssen. Die wenigen noch verbleibenden – Antennenanschlüsse und Einlöten der Platte in das Gehäuse – haben keinen Einfluß auf die elektrische Funktion. Damit sind Fertigungsstreuungen weitgehend ausgeschaltet. Es gibt auch keine schiefe eingelöteten Scheibenkondensatoren, die falsch sitzen oder deren Zinn- beziehungsweise Silberbeläge verbrannt sind.

Das Gehäuse selbst dient nur zur Abschirmung und zum mechanischen Schutz. Es hat gegenüber den früheren Tunern also keine elektrische Funktion mehr. Damit gehören auch die Probleme der Oberflächenbeschaffenheit (Versilberung, Rauigkeit, Schichtdicken) der Vergangenheit an.

Ein Tunergehäuse, das nur zum Schutz dient und nicht die Lager für die Drehkondensatorachse tragen muß, braucht nicht außergewöhnlich stabil zu sein. Auch die Klopf- und Mikrofonieempfindlichkeit ist bei diesem Tuner, dessen kritische Teile gedruckt oder als sehr kleine und kompakte Spulen ausgeführt sind, leichter zu beherrschen als bei früheren Ausführungen, deren lange und freischwebende Ankoppelschleifen in ihrer mechanischen Resonanz schwingen konnten.

3.1. UHF-Teil

Bild 6 zeigt die Schaltung des Tuners. Die UHF-Vorstufe T10 arbeitet in Basisschaltung. Das sich an die Vorstufe anschließende Bandfilter besteht im wesentlichen aus zwei der beschriebenen Kreise. Der Abgleich erfolgt hier nur induktiv, und zwar am unteren Bandende mit den Spulen L13, L26 sowie am oberen Bandende mit L16, L27, die den Kapazitätsdioden D16 beziehungsweise D27 wechselstrommäßig parallel liegen. Diese Art des Abgleichs zeichnet sich durch großen Abgleichbereich sowie Einfachheit und Wirtschaftlichkeit aus, weil sie keinen Trimmer benötigt. Die Kopplung im Bandfilter ist rein induktiv und wird durch die hochohmigen Kreisanteile bewirkt,

Bild 7. Rauschverhalten des UHF-Teils des Streifenleitertuners (— Tuner allein, - - - Tuner und Antennenplatte)

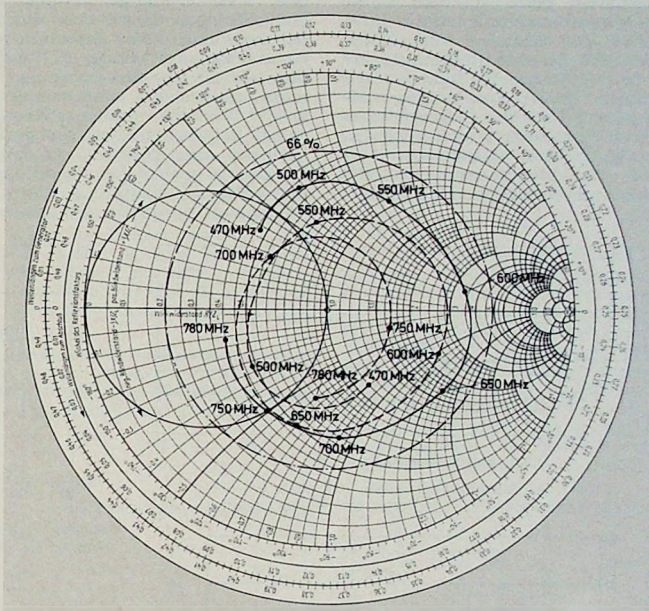
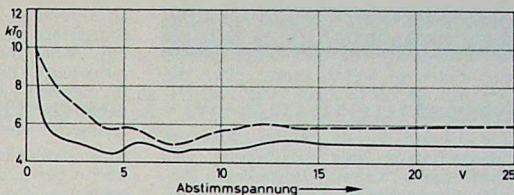


Bild 8. Eingangsimpedanz des UHF-Teils. — Tuner allein (60 Ohm), - - - Tuner und Antennenplatte (240 Ohm)

Bild 9. Frequenzänderung des Oszillators bei UHF-Betrieb bei einer Temperaturänderung von 25 auf 35°C

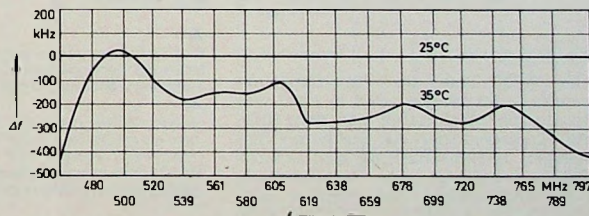
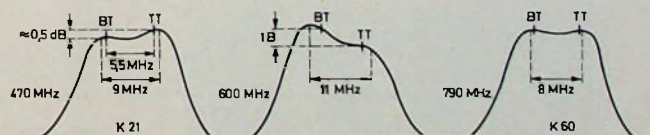


Bild 10. Mittelwerte der UHF-Durchlaßkurven (3-dB-Bandbreite ≈ 20 MHz)



die im Bild 6 mit L13 und L26 bezeichnet sind. Die Einstellung des Kopplungsgrades erfolgt durch Verändern des Abstandes dieser Spulen. Die selbstschwingende Mischstufe T30 ist kapazitiv rückgekoppelt. An ihrem Kollektor liegt ein Abstimmkreis, der ähnlich aufgebaut ist wie die Bandfilterkreise. Auch hier gibt es zwei Möglichkeiten des Abgleichs, nämlich mit L38 für das untere und mit L39 für das obere Bandende. Damit ist auch die Variation des Oszillators veränderbar, so daß gegebenenfalls Oszillator und Bandfilter aneinander angeglichen werden

können. Im allgemeinen ist das jedoch nicht nötig. Die Variation des Oszillators ist so dimensioniert, daß er nur am oberen Bandende mit L39 auf die Sollfrequenz eingestellt wird. Anschließend gleicht man das Bandfilter auf die Oszillatorfrequenz ab. Der Widerstand R38 verhindert Frequenzsprünge des Oszillators. Damit ist ein gleichmäßiger Frequenzverlauf gewährleistet. An den Emitter von T30 ist ein ZF-Saugkreis geschaltet, der aus L22, C22, L25 und C25 besteht und zur Erhöhung der Mischverstärkung dient. Das ZF-Signal gelangt vom Kollektor von T30 über

den Tiefpaß L 31, C 36, L 36 zum fußpunktgekoppelten UHF-ZF-Bandfilter L 37, L 40, L 41 und anschließend zur weiteren Verstärkung über die Schaltodiode D 75 zur VHF-Mischstufe T 75.

Die Bilder 7... 10 zeigen wichtige Eigenschaften des UHF-Teils des Streifenleitertuners. Besondere Beachtung verdienen die guten Rauscheigenschaften (Bild 7). Vom Deutschen Normenausschuß wurde unter DIN 45310 mit Entwurf vom 9. November 1969 für den Empfängereingang bei UHF eine Welligkeit von 5 empfohlen. Dieser Empfehlung entspricht im Bild 8 der eingezeichnete 66%-Kreis. Den sehr günstigen Temperaturgang des Oszillators zeigt Bild 9. Die Mittelwerte der HF-Durchlaßkurven sind im Bild 10 dargestellt.

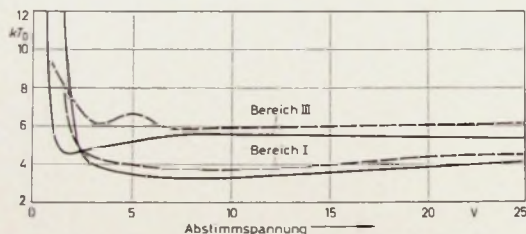


Bild 11. Rauschverhalten des VHF-Teils (— Tuner allein, - - - Tuner und Antennenplatte)

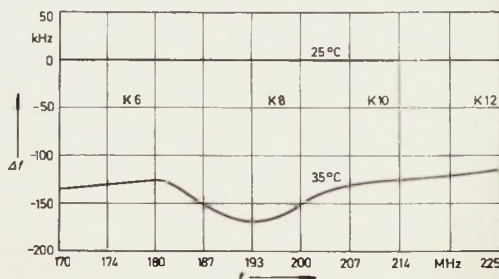
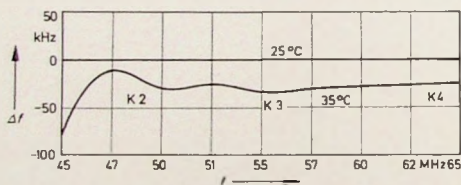


Bild 12. Frequenzänderung des Oszillators bei Bereich-III-Betrieb bei einer Temperaturänderung von 25 auf 35°C

3.2 VHF-Teil

Der VHF-Teil des Streifenleitertuners unterscheidet sich in zwei wesentlichen Merkmalen von dem älteren Kammertuner. An Stelle der bisherigen Serienschaltung der Schaltioden wird hier eine Parallelschaltung angewendet, die weniger aufwendig ist. Außerdem gewinnt man die Sperrspannung für die Diodenkette bei Bereich-I-Betrieb durch Gleichrichtung der Oszillatorspannung, so daß zur Bereichsumschaltung nur eine positive 12-V-Spannung für den Bereich-III-Betrieb benötigt wird.

Als zweiten Unterschied hat dieser Tuner einen mitlaufenden Vorkreis. Zur Umschaltung vom Bereich I auf den Bereich III dient die Schaltodiode D 52. Bei Bereich-III-Betrieb ist diese Schaltodiode leitend. Die Empfangsspannung gelangt dann über C 50, C 49 und L 50, L 51 zum Bereich-III-Vorkreis und schließlich über C 56 zum Emittor der Vorstufe T 60. Der Abgleich erfolgt mit L 51 und C 51. Bei Bereich-I-Betrieb wird die Schaltodiode D 52 gesperrt. Die Empfangsspannung gelangt nun hauptsächlich über L 52 und L 53 zum Vorkreis, da C 50 mit 10 pF für die Bereich-I-Frequenzen verhältnismäßig klein ist. Um eine bessere ZF-Unterdrückung

zu erreichen, ist zusätzlich zum ZF-Saugkreis (auf der Antennenplatte) ein Zobel-Halbglied C 57, L 57, L 52 eingebaut. Zur besseren Anpassung im Bereich I dient die Spule L 55, die dem Bereich-I-Vorkreis Bandpaßcharakter verleiht.

Eine grundsätzliche Bemerkung muß noch über das Problem der Eingangsschaltung eines Tuners gemacht werden. Jede Eingangsschaltung stellt einen Kompromiß zwischen den Forderungen nach hoher Selektion, guter Anpassung und geringem Rauschen dar. Als die Senderversorgung noch nicht ausreichend war, wurde der größte Wert auf minimales Rauschen gelegt. Inzwischen haben sich die Verhältnisse aber geändert, so daß die Forderung nach hoher Selektion immer größere Bedeutung gewinnt. Das ist bedingt durch die Zunahme der

In den Bildern 11... 15 sind die Eigenschaften des VHF-Teils des Streifenleitertuners dargestellt. Die Kreuzmodulation (Bild 14) im Bereich III wurde aus Gründen der besseren Meßbarkeit als 5%-Wert gemessen. Den als noch zulässig angesehenen 1%-Wert erhält man, indem man den 5%-Wert der Störspannung halbiert.

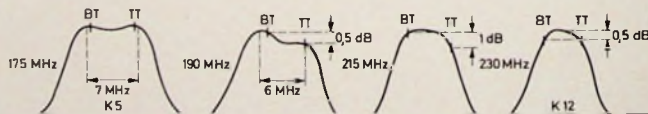
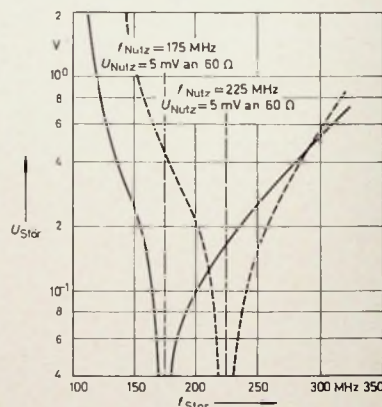
4. Blitzfestigkeit

Abschließend sei noch ein Wort über die Blitzfestigkeit des Tuners gesagt. Man sieht in letzter Zeit in den Schaltbildern immer häufiger sogenannte Blitzschutzdioden im Tuner oder auf den Antennenplatten. Solche Blitzschutzdioden sind jedoch kein Allheilmittel. Versuche im Labor, bei denen extreme Gewitterhäufigkeit mit extrem starken Entladungen simuliert wurde, haben nämlich

Bild 13. Frequenzänderung des Oszillators bei Bereich-I-Betrieb bei einer Temperaturänderung von 25 auf 35°C

Bild 14. Störspannung für 5% Kreuzmodulation bei Bereich-III-Betrieb

Bild 15 (unten). Mittelwerte der Bereich-III-Durchlaßkurven (3-dB-Bandbreite $\approx 9...12$ MHz)



Senderleistung und der Senderdichte sowie durch die wachsende Zahl der Gemeinschafts-Antennenanlagen, die dem Teilnehmer mehrere Programme mit hohen Eingangsspannungen anbieten. Um einen optimalen Kompromiß zwischen Rauschen und Selektion zu erreichen, wurde der Vorkreis im Streifenleitertuner für eine Bandbreite von etwa 16 MHz ausgelegt.

ergeben, daß bei einfachen Blitzschutzdioden-Schaltungen mit großer Wahrscheinlichkeit fast alle Eingangstransistoren zerstört worden wären. Bei der Schaltung des Streifenleitertuners, die keine Blitzschutzdiode, aber einen Hochpaß und einen abgestimmten Vorkreis enthält, fiel dagegen unter gleich extremen Bedingungen die Ausfallquote von 99,8% auf 0,6%.

Ein Hochleistungsempfänger für das 2-m-Amateurband

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 12, S. 462

5. Aufbau

Um dem Empfänger ein ansprechendes Aussehen zu verleihen, wurde das hellgrau lackierte Knürr-Gehäuse Typ „G 20 321-1“ (210 mm breit, 160 mm hoch, 220 mm tief) nebst der dazu passenden blaugrau gespritzten 2 mm dicken Alufontplatte („G 20 FA 3-1“) verwendet. Das zweiseitig abgewinkelte Chassis aus 1,5 mm dickem Aluminiumblech (weich) kann man gemäß Zeichnung (Bild 8) leicht selbst fertigen oder es sich anfertigen lassen. Die Frontplatte ist nach Bild 9 zu bohren. Auf exakte Einhaltung der angegebenen Maße ist unbedingt zu achten, damit es nachher keine Montageschwierigkeiten mit den Bauelementen gibt.

Die Anordnung der Bedienungselemente und Teile auf der Frontplatte und der Bausteine unter und auf dem Chassis zeigen die Bilder 9, 10, 11 und 12. Bei dem stabilisierten Gleichrichter-

bauteil sind die Bauelemente auf einer Vero-Board-Leiterplatte mit 2,5 mm Lochraster (Bild 13) zusammengefaßt und verdrahtet. Der Regeltransistor (BDY 15) ist unter Verwendung einer Glimmerscheibe und von Isolierdurchführungen für die Befestigungsschrauben vom Chassis zu isolieren.

Ebenfalls auf einer Vero-Board-Leiterplatte wurden die Bauelemente, mit Ausnahme des Reglers, für die elektronische BFO-Abstimmung (Bild 14) untergebracht. Dieser Kleinstbaustein wird mit seinen Anschlüssen direkt an die Lötstifte 12 und 13 vom ZF-Baustein angelötet. Über 10 mm hohe Abstandsstücke aus Metall werden die Bausteine auf und unter dem Chassis aufgeschraubt.

Die Zusammenschaltung der Bausteine sowie die Schaltungen des Stromversorgungsteils und des BFO-Reglers zeigt der Verdrahtungsplan (Bild 15). Um

Brummschleifen zu vermeiden, werden die Abschirmungen der NF-Leitungen und der kalte Anschluß vom NF-Regler miteinander verbunden und über den Anschlußstift 2 auf dem NF-Baustein, also nur an einem Punkt, mit Chassismasse verbunden. Außerdem ist darauf zu achten, daß der NF-Baustein ebenfalls nur über einen Abstandsbolzen an Chassismasse liegt. Die beiden NF-Endstufentransistoren sind zur Wärmeableitung auf das Chassis zu schrauben.

6. Abgleich

Vor Inbetriebnahme des Gerätes ist die Funktion des Stromversorgungsteils zu überprüfen. Für einwandfreies Arbeiten der Spannungsstabilisierung muß bei voll belastetem Netzteil (bei Empfang einer Station auf größte gewünschte Wiedergabelautstärke stellen) durch die Z-Dioden noch ein Strom von 5 mA fließen. Bei Abweichungen sind die Vorwiderstände in den Werten zu korrigieren. Je nach Toleranzbereich der verwendeten Z-Dioden liegt

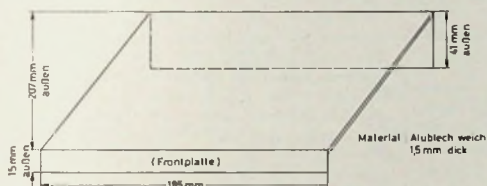


Bild 8. Maßzeichnung des Chassis

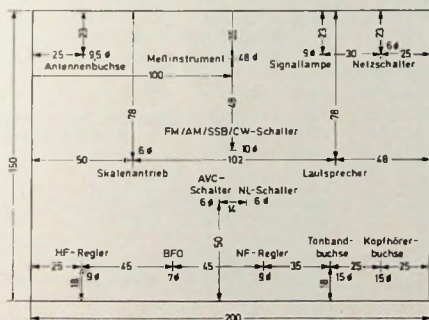


Bild 9. Bohrzeichnung der Frontplatte

Bild 10. Anordnung der Bausteine und einiger Bauelemente auf und unter dem Chassis (gestrichelt gezeichnete Bausteine befinden sich hier unter dem Chassis)

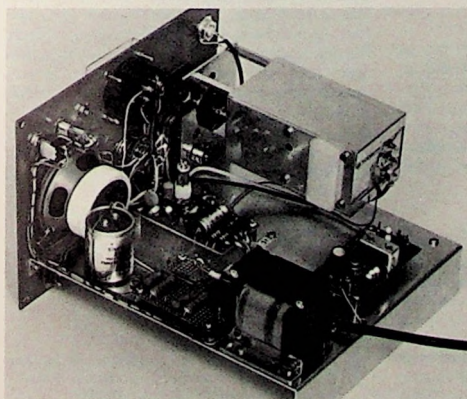
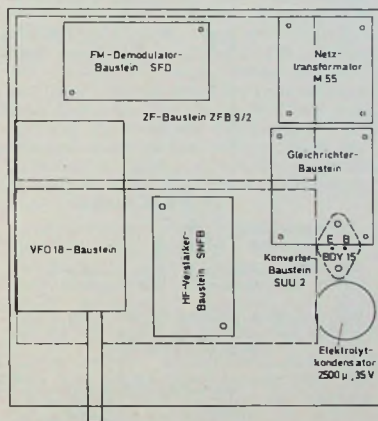
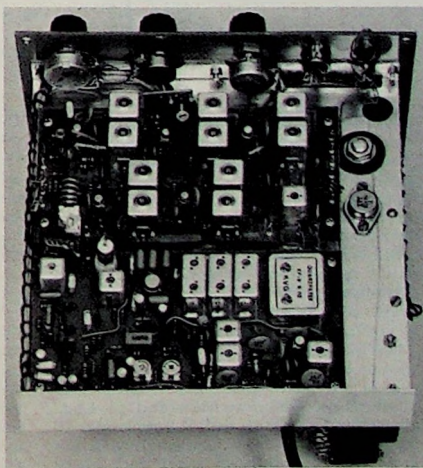


Bild 11. Innenansicht des Empfängers

Bild 12. Anordnung der Bausteine unterhalb des Chassis



Da die Bausteine abgeglichen geliefert werden, müssen nur ein paar kleinere Korrekturen vorgenommen werden. Die Skalenscheibe vom VFO wird auf die Antriebsachse des Feintriebs so auf-

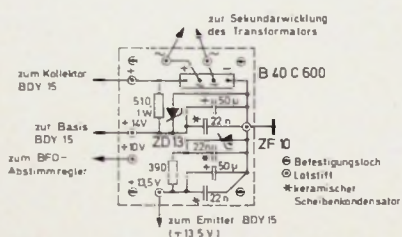


Bild 13 Bestockungsplan der 5 cm X 6 cm großen Vero-Board-Leiterplatte für den Gleichrichter-Bauteil

Als nächstes wird in SSB-Stellung bei Empfang eines unmodulierten Signals und bei halb aufgedrehtem BFO-Regler der Eisenkern der BFO-Spule auf Schwebungsnull gestellt.

Durch den Anschluß des FM-Demodulator-Bausteins besteht die Möglichkeit, daß sich der Kollektorkreis der Mischstufe des ZF-Bausteins etwas verstimmt hat. Diesen Kreis trimmt man bei Empfang einer AM-Station auf maximale S-Meter-Anzeige. Anschließend ist nochmals die S-Meter-Justierung zu kontrollieren.

Als letztes muß noch der Abgleich des Ratiofilters auf dem FM-Demodulatorbaustein überprüft werden. Dazu wird ein hochohmiges Voltmeter ($> 1 \text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand) zwischen einer

oft gebrauchte Einstellungen wie die örtliche Relaisstation und andere Frequenzen mit kurzen, sehr schmalen schwarzen oder roten Tesabandstreifen zu markieren, so daß diese Frequenzen leicht wiedergefunden werden können. Außer wirksam ist der Störbegrenzer (NL) zur Unterdrückung des Empfänger-ausgangs und von Störungen durch elektrische Geräte bei AM-Empfang.

Für den BFO wurde erstmals eine elektronische Abstimmung mit Kapazitätsdioden verwendet, die das Zusetzen des für CW- und SSB-Betrieb erforderlichen Trägersignals sehr erleichtert. Gegenüber dem meist viel zu großen Regelbereich bei der sonst üblichen Drehkondensatorabstimmung erstreckt sich der Regelbereich des BFO-Potenziometers von ± 10 kHz über einen Drehbereich von 320 Grad.

Hervorzuheben ist noch, daß der eingebaute Lautsprecher bei Anschluß

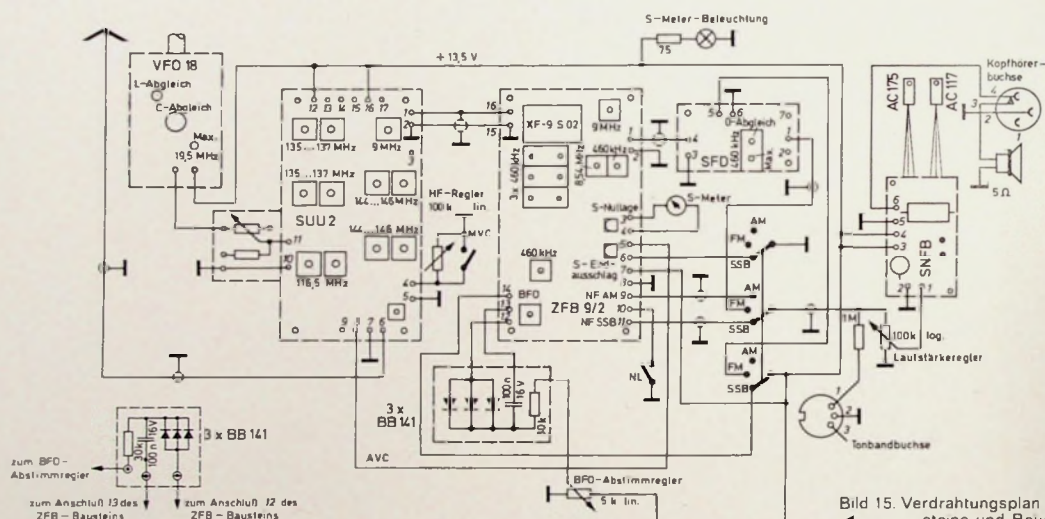
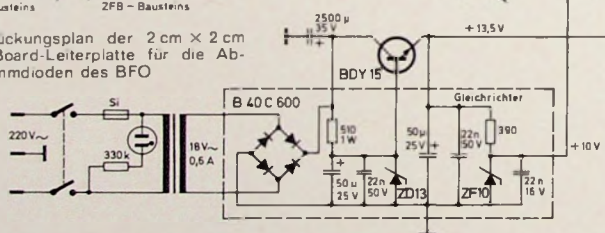


Bild 15. Verdrahtungsplan der Bausteine und Bauelemente

Bild 14. Bestückungsplan der 2 cm x 2 cm großen Vero-Board-Leiterplatte für die Abstimmtdioden des BFO



geschraubt, daß bei Abstimmung auf die Frequenz 145 MHz auch die Skala diesen Wert anzeigt. Zur exakten Einstellung kann man einen Meßsender oder als Eichpunktgeber die Oberwelle eines 1-MHz-Quarzoszillators [3] verwenden. Eine auf der Frequenz 145 MHz sendende Station kann ebenfalls zu Hilfe genommen werden. Mittels des Trimmwiderstands „S-Nullage“ (Bild 15) wird das S-Meter auf 0-Anzeige eingestellt. Dann schließt man einen auf 145 MHz abgestimmten Meßsender mit einem auf 5 µV eingestellten Ausgangssignal an den Antennenanschluß und justiert den Trimmwiderstand „S-Endausschlag“ (Bild 15) auf S-9-Anzeige. In Ermangelung eines Meßsenders kann man die Einstellung auch mit einer

Demodulator diode (Bild 6) und Masse gelegt. Mit Hilfe eines schwächeren Signals gleicht man zunächst den Primärkreis auf maximale Anzeige ab, und mit dem Voltmeter zwischen Anschluß 7 und Masse wird der Sekundärkreis auf Nullspannungsanzeige abgeglichen.

7. Empfangsergebnisse

Die vom Hersteller für die Bausteine angegebenen elektrischen Daten konnten durch eine Nachprüfung bestätigt werden. Mit Hilfe des Feinstelltriebes mit seiner hohen Wiederkehrgenauigkeit lassen sich selbst SSB-Stationen leicht und genau einstellen. Es hat sich als vorteilhaft erwiesen, auf der Skala

eines Kopfhörers an die hierfür vorgesehene Buchse (Bild 15) automatisch abgeschaltet wird. Ferner ermöglicht eine Normbuchse den Anschluß eines Tonbandgerätes zur Aufzeichnung von Sendungen.

Hinsichtlich der Kreuzmodulationsfestigkeit übertraf dieser 2-m-Empfänger alle bisher vom Verfasser getesteten Amateurgeräte. Störungen durch Spiegelfrequenzen von Amateurstationen und von bandbenachbarten kommerziellen Funkdiensten konnten nicht festgestellt werden.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß der beschriebene 2-m-Amateurempfänger alle an ihn gestellten Erwartungen erfüllt hat. Auf Grund seiner großen Eingangsempfindlichkeit, etwa $0,3 \mu\text{V}$ für 20 dB Signal-Rausch-Abstand, und seiner sehr guten Kreuzmodulationsfestigkeit bewährte sich das Gerät auch unter ungünstigen Empfangsbedingungen und im Nahbereich von Ortsstationen.

Weiteres Schrifttum

[3] Koch, E.: Ein Eichmarkengeber für den Service und den Amateur. Funkschau Bd. 41 (1969) Nr. 21, S. 767

Universelle Kommunikationseinheit

Bei der von Telefonbau und Normalzeit auf der Hannover-Messe vorgestellten Konzeption einer universellen Kommunikationseinheit erfüllt der an die Vermittlungseinrichtung angeschlossene Bildschirm mehrere Funktionen gleichzeitig: Er ist Datensichtgerät, Fernsehempfangsstation, Station für Bildtelefongespräche einschließlich des Übertragens von Schriftstücken, Zeichnungen und Modellen. Als Datensichtgerät mit Eingabetastatur bietet die universelle Kommunikationseinheit einen direkten Zugang zur Datenverarbeitungsanlage. Normale Fernsehprogramme können ebenso wie zum Beispiel betriebsinterne Schulungsprogramme empfangen werden. Beim Telefonieren im Internverkehr kann man das Gesicht des Gesprächspartners sehen, aber ebenso lassen sich ganze Räume oder Fabrikationsabläufe oder auch Schreibmaschinentexte auf dem Bildschirm des Gesprächspartners sichtbar machen. Und schließlich kann man mit der universellen Kommunikationseinheit telefonieren wie bisher.

Für den Internverkehr in Büros, Fertigungsstätten, Labors und Verwaltungen stellt die Bildtelefonie demnach schon jetzt nur einen Teil der Anwendungsmöglichkeiten der Kommunikationseinheit dar. Mit Datenwandlern und Video-Anschaltessätzen, die wie Verbindungssätze an die Vermittlungen angeschlossen werden, ist der Zugang zu Rechnern, Fernseh- und Lehrprogrammen möglich; der Bildfernsprecher wird zum audiovisuellen Universalgerät. Im Interesse einer ermüdungsfreien Kommunikation mit der jeweiligen Gegenstelle – gleichgültig, ob Rechner, Bildbandgerät, Fernseh- und Schulungsprogramm oder Gesprächspartner – hat TN den Bildschirm abweichend von anderen Vorschlägen relativ groß ausgelegt und sich bei Zugrundelegung eines breitbandigen internen Videonetzes für die

vom Fernsehen her bekannte 625-Zeilen-Norm entschieden.

Aufbau und Funktionsweise

Die zentrale und wichtigste Einrichtung der universellen Kommunikationseinheit besteht entsprechend dem Schema nach Bild 1 aus einer normalen Fernsprech-Nebenstellenanlage in Multireed-Technik. Neben dem Durchschalten der Sprechwege steuert diese auch ein Videokopplefeld, an das die Sichtgeräte, Datenwandler und Videoumsetzer angeschlossen sind. Später wird man mit dem Videokopplefeld weitere Geräte verbinden können, wie zum Beispiel erforderliche Umsetzer für den Übergang zum geplanten öffentlichen Netz, Konferenzeinrichtungen und Mikrofilmkarteten.

Hauptbestandteile der Teilnehmerstationen sind das Videogerät mit Monitor und Kamera, die alphanumerische Dateneingabetastatur (Bild 2) für den direkten Zugang zum Rechner sowie Nummernschalter oder Wähltastatur für den Verbindungsaufbau.

Der Bildschirm des Monitors, der mit 50 Hz Bildwechselfrequenz arbeitet, ist für die Wiedergabe von Daten in 25 Zeilen und 41 Spalten aufgeteilt. Auf diese Weise läßt sich in einem Bild eine ausreichende Informationsmenge darstellen. Der von TN gewählte 28-cm-Bildschirm eignet sich auch für das Darstellen von Schreibmaschinentexten in Originalgröße. Die Übertragung in Originalgröße ist deshalb wichtig, damit auf dem Bildschirm erscheinende Texte noch auf eine Entfernung von 80 bis 130 cm ohne Vergrößerung lesbar sind.

Zum Übertragen von Schriftstücken wird ein Umlenkspiegel vor die Kamera geschwenkt, wobei gleichzeitig die Entfernungseinstellung des Objektivs geändert und das gesendete Bild auf elektronischem Wege seitenver-



Bild 2. Teilnehmerstation der Kommunikationseinheit mit Dateneingabetastatur

tauscht wird. Ohne Zwischenschalten von Speichern kann man somit von Bildtelefonie auf das Übertragen von Schriftstücken übergehen.

Für den Datenverkehr mit dem Rechner unentbehrlich ist der Datenwandler in der Vermittlungseinrichtung. Er speichert die vom Teilnehmer oder Rechner kommenden alphanumerischen Informationen und wandelt diese in Videosignale um, die auf dem Bildschirm der Kommunikationseinheit erscheinen. Zwischen den Teilnehmerstationen und dem Datenwandler werden die Zeichen mit einem seriellen Verfahren übertragen.

Die Speicher im Datenwandler sind in MOS-Technik aufgebaut. Der Teilnehmer kann mit dem Datenwandler den Bildinhalt aufbauen und korrigieren, ohne daß der Rechner zugeschaltet werden muß. Erst wenn der vollständige Bildinhalt vorhanden ist, drückt der Teilnehmer eine Taste „SEND“ und leitet damit den Übergabevorgang vom Datenwandler zum Rechner ein. Hat der Rechner die Information verarbeitet, gibt er den entsprechend geänderten Bildinhalt in den Datenwandler zurück und trennt die Verbindung auf.

Normalerweise sind Vermittlungseinrichtung und Rechner räumlich benachbart, so daß direkter Datenverkehr besteht. Mit den von der Deutschen Bundespost zugelassenen Modems kann man über das öffentliche Fernsprechnet jedoch auch weit entfernte Rechner anschließen; der Verkehr mit großen Datenbänken oder von Zweigstellen zum Rechner im Mutterunternehmen wird möglich.

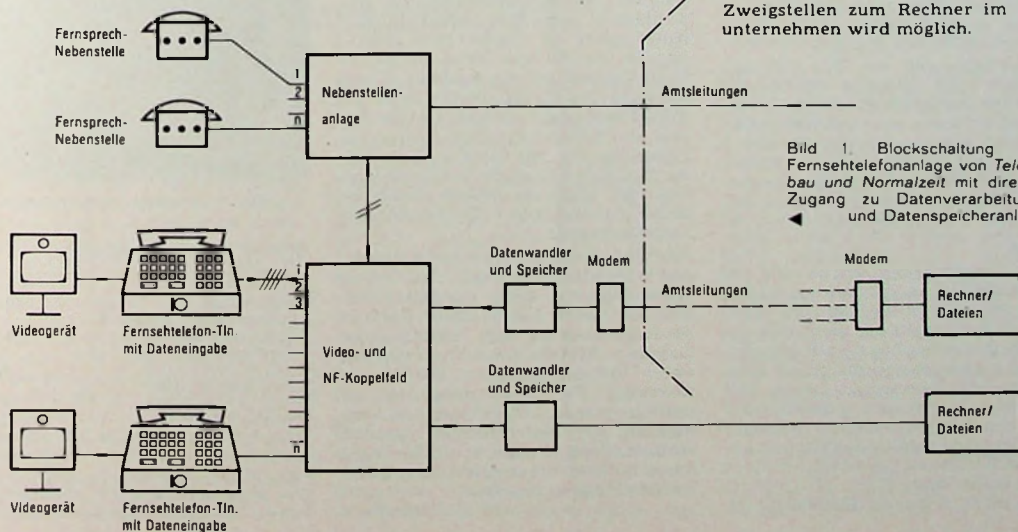


Bild 1. Blockschiung einer Fernsehtelefonanlage von Telefonbau und Normalzeit mit direktem Zugang zu Datenverarbeitungs- und Datenspeicheranlagen

Stufenlose Steuerung mit Thyristoren

Technische Daten

Betriebsspannung: 220 V, 50 Hz
maximale Leistungsabgabe: 500 W
Steuerung: stufenlos
Gleichrichter: 4 x BY 133
Thyristoren: BRY 43, BRY 46

Mit Thyristoren kann man auf einfache Weise und ohne großen Aufwand an Bauelementen die Helligkeit von Glühlampen stufenlos regeln. Ferner ist auch die lastabhängige Drehzahlregelung von Allstrombohrmaschinen usw. möglich.

Schaltungseinzelheiten

Die im Bild 1 angegebene Schaltung zur stufenlosen Steuerung der Helligkeit von Glühlampen und zur Drehzahlregelung von Heimwerkermaschinen kommt mit dem Thyristor BRY 43 (Th 1) als Steuerelement und der Thyristor-Tetrode BRY 46 (Th 2) als Triggerelement aus. Zum Betrieb dieser Schaltung ist eine Gleichspannung erforderlich, die durch vier in Brückenschaltung arbeitende Dioden BY 133 (D 1 ... D 4) aus der 220-V-Netzspannung gewonnen wird. Der Kondensator C 2 lädt sich über die Widerstandskombination R 2, P 1 im Anodenkreis des Thyristors Th 2 auf. Mit dem Potentiometer P 1 wird die Ladezeit von C 2 und somit der Zündzeitpunkt des Thyristors Th 2 bestimmt. Der Zündzeitpunkt ist dann erreicht, wenn das Anodenpotential um die Schwellenspannung größer wird als das Potential am anodenseitigen Steueranschluß G_A. Sobald diese Schwellenspannung erreicht ist, schaltet Th 2 durch und liefert einen positiven Zündimpuls an die Steuerelektrode des Thyristors Th 1. Durch diesen Zündimpuls wird Th 1, der in Reihe mit dem Verbraucher R_L liegt, leitend. Mit dem Potentiometer P 1 kann das Verhältnis der Einschaltzeit zur Ausschaltzeit (Phasenanschnitt) geändert und somit die Leistung des Verbrauchers stufenlos geregelt werden. Der Zündzeitpunkt von Th 1 läßt sich fast über die gesamte Halbwelle (25° ... 170°) verschieben. Diesen Phasenanschnitt kann man mit einem Oszillografen genau verfolgen (Bilder 2 und 3). Die Löschung des Thyristors wird gegen Ende jeder Halbwelle dadurch erreicht, daß der Laststrom den Haltestrom unterschreitet.

Aufbau

Für die Verdrahtung wurde eine gedruckte Schaltung verwendet (Bild 4). Da die Printplatte im Bild 4 im Maßstab 1:1 dargestellt ist, ist es nur erforderlich, die Zeichnung auf ein entsprechend zurechtgesägtes Stück kupferkaschiertes Pertinax zu pausen. Die Leiterbahnen werden anschließend mit einem handelsüblichen Abdecklack überzogen und in das Ätzbad gelegt. Als Ätzlösung verwendet man in Wasser aufgelöstes Eisen-III-Chlorid, das in jeder Drogerie erhältlich ist.

Bild 1. Schaltung des Steuergerätes

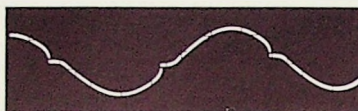
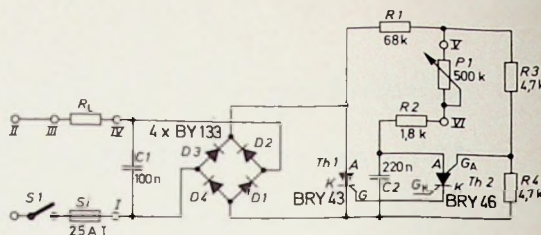


Bild 2. Oszillogramm der Spannung am Verbraucher bei Vollast

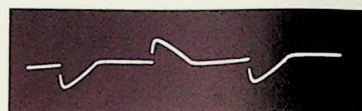


Bild 3. Oszillogramm der Spannung am Verbraucher bei etwa halber Last

Bild 4. Leiterplatte für das Steuergerät im Maßstab 1:1 (Abmessungen 100 mm x 42 mm)

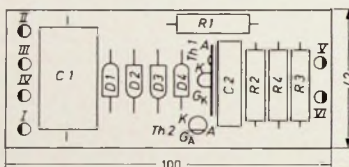
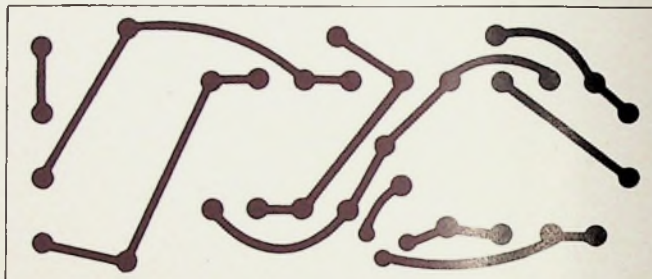


Bild 5. Anordnung der Bauteile auf der Platine

Nach dem Ätzen und Bohren der Löcher für die Einzelteile kann die Printplatte mit den Bauelementen bestückt und verlötet werden. An Hand des Lageplans (Bild 5) bereitet das Bestücken der Printplatte keine Schwierigkeiten.

Zum Anschließen der Betriebsspannung und des Verbrauchers sowie des Regelpotentiometers sind Lötösen vorhanden. Die Bezeichnungen der Anschlüsse (s. auch Bild 1) sind: I und II Netzeingang (II direkt zum Netz, I über S1 und S2 zum Netz), III und IV Verbraucher. An die Lötösen V und VI wird das Regelpotentiometer P1 (500 kOhm) angeschlossen. Um die Anlage abschalten zu können, wurde ein Potentiometer mit Netzschalter verwendet. Bild 6 zeigt die bestückte Platine mit angeschlossenem Potentiometer P1 und Bild 7 die Ansicht der Leiterbahnseite.

Alle Bauelemente sind handelsüblich. Als Widerstände wurden 1-W-Typen verwendet. C1 sollte spannungsfest sein, da dieser Kondensator parallel zur Netzspannung liegt. Sollte sich bei längerem Betrieb eines Verbrauchers unter Vollast (maximal 500 W) der Thyristor Th1 stark erwärmen, so muß er, um eine Zerstörung zu vermeiden, auf eine Kühlblech gesetzt werden. Beim Einbau in ein Blechgehäuse hat man die einschlägigen VDE-Vorschriften zu beachten.

W. W. Diefenbach

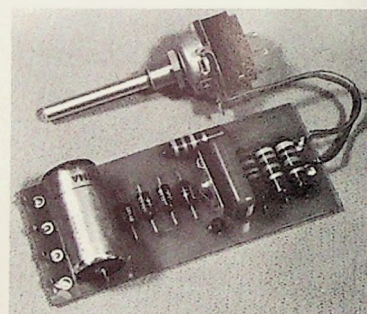


Bild 6. Blick auf das Steuergerät mit dem Potentiometer P1

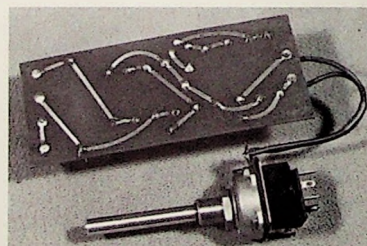


Bild 7. Ansicht der Leiterbahnseite

Liste der speziellen Bauelemente

Widerstände, 1 W	Dralowid
Potentiometer „55 V m DS“, 500 kOhm neg.-log.	Dralowid
Kondensator „Durallit“, 0,1 µF, 1000 V (C1)	Wima
Kondensator „MKS“, 0,22 µF, 400 V (C2)	Wima
Thyristor BRY 43	Intermetall
Thyristor-Tetrode BRY 46	Intermetall
Dioden 4 x BY 133	Intermetall
Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel	

30-MHz-Oszillograf – selbstgebaut

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 12, S. 458

1.3. Y-Endverstärker

Der Y-Endverstärker (Bild 7) besteht aus dem symmetrischen einstufigen Verstärker T_{12} , T_{13} , dessen Verstärkung durch R_{28} festgelegt ist, und einem nachgeschalteten Emitterfolger T_{14} , T_{15} , der die Ankopplung der kapazitiven Last der Y-Ablenkplatten erlaubt.

aus Gründen der Punktschärfe wichtig ist.

1.4. X-Vorverstärker

Mancher Leser mag sich bei der Beschreibung des Y-Verstärkers schon gefragt haben, ob die Schaltungskonzeption dieses Oszillografen überhaupt noch dem Stand der Technik

Ausgangsspannung des Vorverstärkers etwa $5V_{ss}$ betragen, dabei aber noch übersteuerungsfest gegen die doppelte Amplitude sein. Diese Forderung läßt sich mit dem Typ 712 gemäß Datenblatt gerade noch erfüllen, wenn die Speisespannungen $+12V/-6V$ betragen und der Lastwiderstand größer als $100k\Omega$ ist. Daraus ergibt sich zunächst die Forderung, zwischen Vorverstärker und Endstufe einen Emitterfolger zu schalten, da sonst die Bedingung der hochohmigen Belastung nicht zu erfüllen ist.

Bei einer Eingangsempfindlichkeit von $10mV/Skt$ soll der Schirm mit $100mV$ Eingangsspannung ($\pm 10Skt$) voll ausgeschrieben werden, das heißt, es müssen $5V_{ss}$ am Vorverstärker ausgang zur Verfügung stehen. Es ist also lediglich eine 50fache Maximalverstärkung erforderlich, die mit einem konventionellen zweistufigen Verstärker auch leicht zu realisieren ist, wie am Y-Vorverstärker gezeigt wurde.

Der Eingangswiderstand sollte $\geq 1M\Omega$ sein. Da er beim 712 etwa $40k\Omega$ beträgt, ist die Vorschaltung eines Feldeffekttransistors also auch hier erforderlich.

Nun ist die entscheidende Frage der ausreichenden Bandbreite zu beantworten. Der kritische Wert ist die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit (slew rate). Dieser Wert hängt stark von der externen Kompensationsbeschaltung ab und beträgt beim 712 im günstigsten Falle $50V/\mu s$. Um festzustellen, ob dieser Wert hier ausreicht, ist er mit der größten Anstiegsgeschwindigkeit zu vergleichen, die der Verstärker verarbeiten soll. Der Anstieg einer sinusförmigen Spannung $U = \hat{U} \cdot \sin \omega t$ beträgt

$$\frac{dU}{dt} = \omega \cdot \hat{U} \cdot \cos \omega t.$$

Der steilste Anstieg liegt im Nulldurchgang vor, das heißt bei $\cos \omega t = 1$. Damit wird

$$\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\max} = \omega \cdot \hat{U}.$$

Die maximal unverzerrt zu verarbeitende Amplitude wurde schon mit $10V_{ss}$ festgelegt; das entspricht $\hat{U} = 5V_{ss}$. Die größtmögliche Anstiegsgeschwindigkeit des Verstärkers beträgt nach dem Datenblatt $50V/\mu s$. Damit ergibt sich dann die höchstmögliche Frequenz, die der Verstärker noch mit der erforderlichen Amplitude abgeben kann, zu

$$\omega_{\max} = \frac{(dU/dt)_{\max}}{\hat{U}} = 10 \cdot 10^6 s^{-1}$$

$$f_{\max} = 1,6 \text{ MHz.}$$

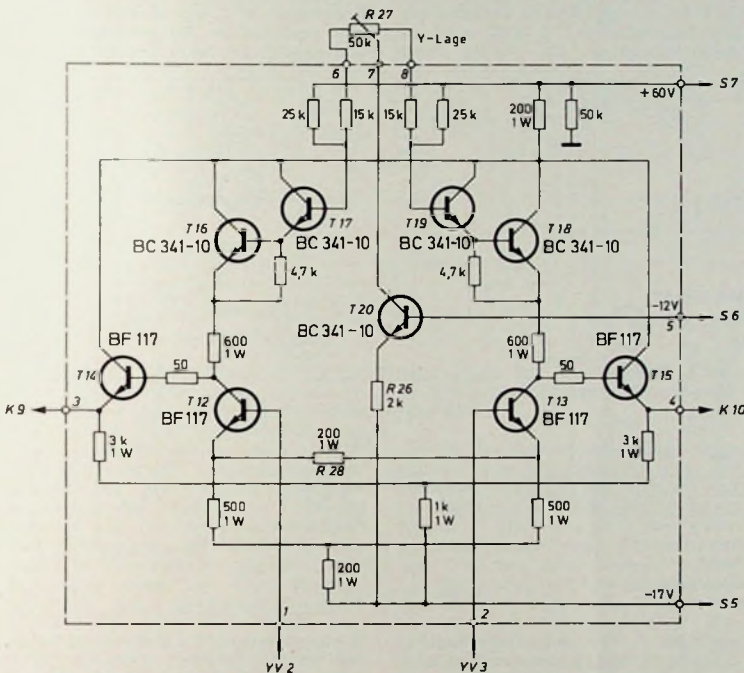


Bild 7 Schaltung des Y-Endverstärkers (soweit nicht anders angegeben haben alle Widerstände eine Belastbarkeit von 0,25 W; T_{12} bis T_{16} und T_{18} sind mit Kühlstern „KS 1“ von Intermetal zu versehen)

Um die Transistoren T_{12} und T_{13} nicht unnötig hoch zu belasten, erfolgt die Nullagenverschiebung durch Verändern der Kollektorspannung. Das wird durch die Spannungsquellen erreicht, die durch T_{16} ... T_{19} gebildet werden. T_{16} und T_{17} stellen ebenso wie T_{18} und T_{19} einen Emitterfolger in Darlingtonschaltung dar, dessen Ausgangswiderstand bis zu den höchsten im Verstärker verarbeiteten Frequenzen so niedrig ist, daß auf zusätzliche Kapazitäten verzichtet werden kann. Durch die Konstantstromquelle T_{20} läßt sich mit R_{27} eine gegenphasig symmetrische Spannung an den Basen von T_{17} und T_{19} so einstellen, daß die mittlere Ausgangsspannung an den Emittern von T_{16} und T_{18} konstant bleibt. Damit bleibt bei einer Nullagenverschiebung auch die mittlere Gleichspannung an den Y-Ablenkplatten konstant, was

entspricht. Überall besteht die Tendenz zur integrierten Schaltung, und hier wird alles mit diskreten Bauelementen realisiert.

Der Einsatz eines integrierten Verstärkers kommt zunächst ohnehin nur für die Vorstufen in Frage, da Leistungsbreitbandverstärker mit den für eine Oszillografen-Endstufe erforderlichen Daten noch nicht auf dem Markt sind. Ein preisgünstiger Verstärker, der für die Vorstufen in Betracht kommt, ist der Typ MIC 712 (Intermetall). Der vielverwendete Typ 709 und dessen Weiterentwicklung 741 sind zu schmalbandig.

Bei der Abschätzung, ob ein derartiger Verstärker in diesem speziellen Fall einsetzbar ist oder nicht, müssen zunächst die Forderungen an den Verstärker festgelegt werden. Um keine hohe Verstärkung mehr im Endverstärker zu benötigen, sollte die

Dieser enttäuschend niedrige Wert wird günstiger, wenn man auf die Forderung verzichtet, daß ein Signal entsprechend der doppelten Bildschirmbreite noch verzerrungsfrei übertragen werden soll. Der Wert wird aber ungünstiger, wenn man in Betracht zieht, daß sich eine Anstiegsgeschwindigkeit von $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ nur im äußersten Fall erreichen läßt. Die Einstellung der Kompensationselemente wird dabei so kritisch und die Stabilität gegen Selbsterregung ist dann so gering, daß diese Betriebsart für eine nachbausichere Schaltung nicht mehr in Betracht kommt.

Es sei daran erinnert, daß der 712 als „Verstärker für einen Frequenzbereich von 0 bis 30 MHz“ propagiert wird, bei dem für den Oszillografen erforderlichen großen Ausgangsspannungshub aber nur bis zu einem Zehntel dieser Frequenz einsetzbar ist.

(dieser Wert unterliegt starken Exemplarstreuungen). Mit dem 100-Ohm-Trimpotentiometer kann die Eingangsspannung für den Verstärker eingestellt werden. Dieses Potentiometer ist so zu justieren, daß sich bei kurzgeschlossenem X-Eingang der Gleichspannungspegel am Vorverstärkerausgang (Emitter von T22) nicht ändert, wenn die Verstärkung umgeschaltet wird. Die Gegenkopplung über R19 ist in drei Stufen schaltbar (R14, R15, R16), so daß sich eine 50-, 25- oder 10fache Verstärkung ergibt (entsprechend der gewünschten Eingangsempfindlichkeit von 10, 20 oder $50 \text{ mV}/\text{Skt}$).

Mit den Kompensationselementen C4, R17 und C5, R18 ergibt sich mit Sicherheit ein stabiler Betrieb auch noch bei nur zehnfacher Verstärkung. Die Beschaltung C4, R17 wird im Amerikanischen als „brute force

metrisch erfolgt, die Oszillografenröhre an ihren Ablenkplatten aber eine symmetrische Spannung verlangt. Die Transistoren T23 und T24 bilden zusammen mit der Konstantstromquelle T27 diese Verstärkerstufe. T28 dient lediglich dazu, das Potentiometer R21 für die X-Lageverschiebung niederohmig an die Basis von T24 anzukoppeln. Der Basiskreis von T24 muß niederohmig sein, da der Basiswiderstand gegenkoppelt wirkt und damit die Verstärkung der Stufe herabsetzt und frequenzabhängig macht.

Die Verstärkung der Eingangsstufe ist umschaltbar im Verhältnis 1:2:3 durch Veränderung der Gegenkopplung mit R22...R25. Diese Widerstände sind so zu bestimmen, daß sich zusammen mit dem X-Vorverstärker die gewünschte Ablenkempfindlichkeit ergibt, das heißt, bei der Stellung

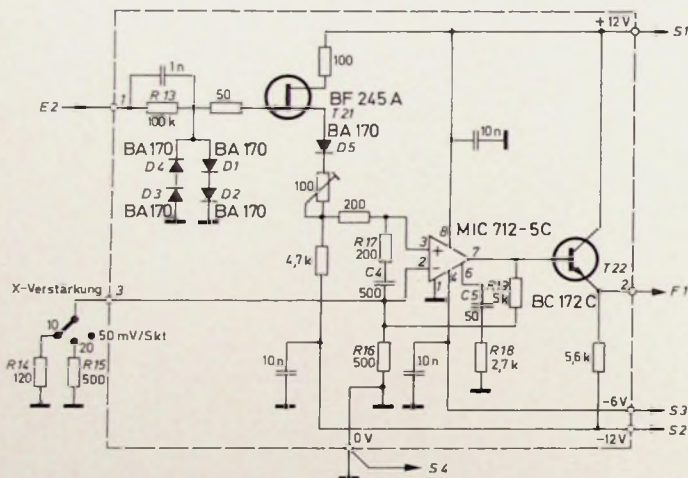


Bild 8. Schaltung des X-Vorverstärkers (alle Widerstände haben 0,25 W Belastbarkeit)

Zum Vergleich sei gesagt, daß die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beim Verstärker 709 nur $0,25 \text{ V}/\mu\text{s}$ beträgt (gegenüber $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ beim 712).

Nach den eben angestellten Überlegungen kommt der Einsatz eines integrierten Verstärkers unter den gegebenen Umständen für den Y-Kanal nicht in Betracht. Für den X-Kanal kann man die Daten gerade noch akzeptieren.

Bild 8 zeigt die ausgeführte Schaltung des X-Vorverstärkers. Die Eingangsschaltung entspricht zunächst der des Y-Vorverstärkers. Der Feldeffekttransistor T21 ist nur empfindlich gegen Überspannungen in Sperrrichtung der Gatediode; deshalb begrenzt die Schutzschaltung im Y-Verstärker nur negative Eingangsspannungen. Da der MIC 712 aber empfindlich gegen zu hohe positive Eingangsspannungen ist, muß hier auch dieser Wert begrenzt werden. Deshalb sind vier Schutzdioden im Eingang erforderlich. R13 dient dabei zur Strombegrenzung bei Übersteuerungen in beiden Richtungen.

Am Source-Anschluß T21 beträgt der Gleichspannungspegel etwa +1 V

method“ (Rohe-Gewalt-Methode) bezeichnet. Man könnte anders kompensieren und würde dann sogar noch eine etwas größere Bandbreite erreichen, wenn man auf die Verstärkungsumschaltung verzichten würde. Dann ist aber der erheblich größere Aufwand eines zusätzlichen frequenzkompensierten Spannungsteilers vor dem Verstärker erforderlich.

Der X-Vorverstärker dient auch als Verstärker für externe Triggersignale. Zur einwandfreien Triggerung sind am Anschluß 1 von TS nur Amplituden von wenigen Millivolt erforderlich. Diese Spannung liefert der Verstärker MIC 712 ohne weiteres auch bis zu Frequenzen von 20 MHz. Höhere Frequenzen kann die Trigger-einheit wegen der dort verwendeten integrierten Schaltungen ohnehin nicht verarbeiten.

1.5. X-Endverstärker

Im Bild 9 ist die Schaltung des X-Endverstärkers dargestellt. Er besteht aus einer Differenzverstärker-Eingangsstufe, weil die Ansteuerung sowohl vom X-Vorverstärker als auch vom Sägezahngenerator her unsym-

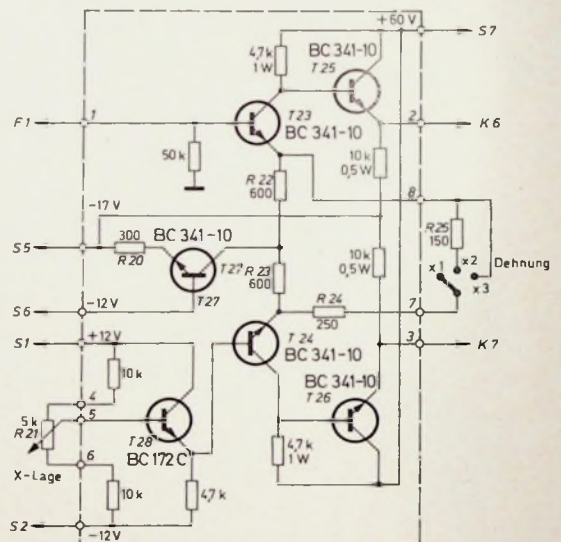
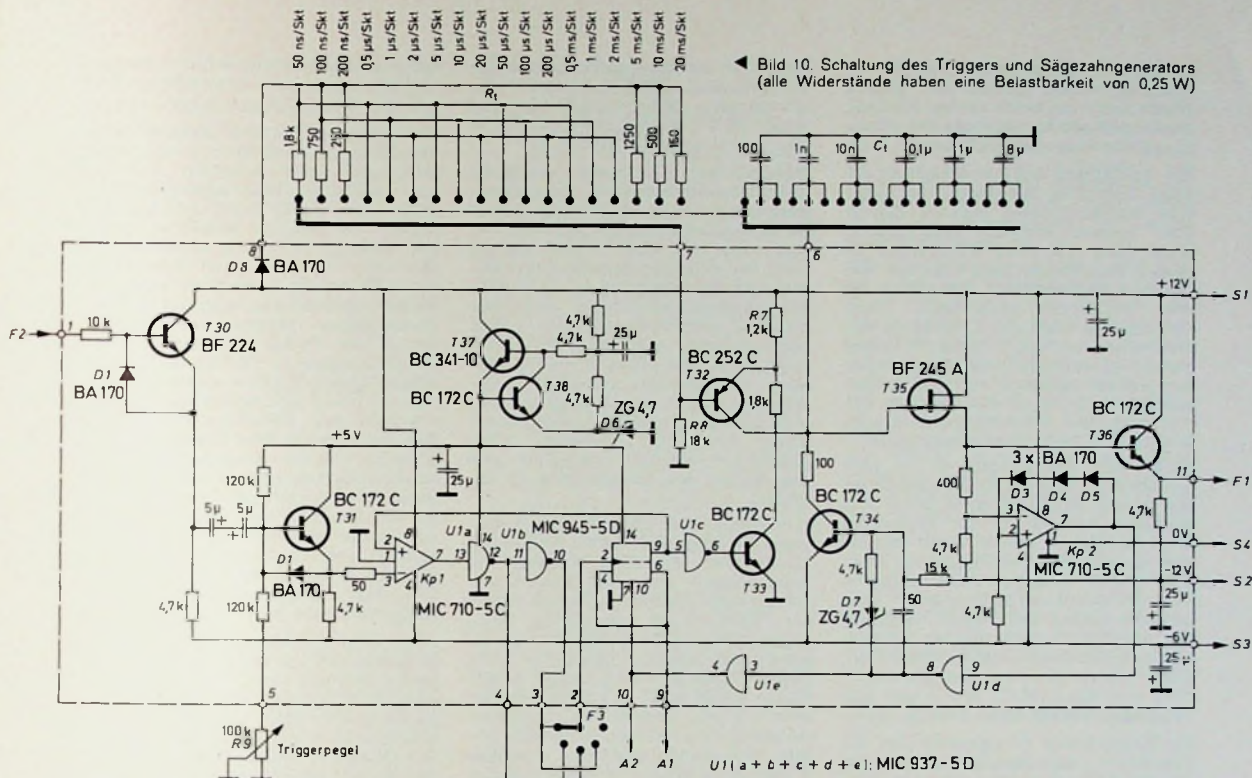


Bild 9. Schaltung des X-Endverstärkers (soweit nicht anders angegeben haben alle Widerstände eine Belastbarkeit von 0,25 W; T23 bis T26 sind mit Kühlström „KS 1“ von Intermetall zu versehen)

$10 \text{ mV}/\text{Skt}$ soll sich bei „Dehnung $\times 1$ “ eine Ablenkempfindlichkeit von $10 \text{ mV}/\text{Skt}$ auf dem Bildschirm in X-Richtung (Zeitachse) ergeben, bei „Dehnung $\times 2$ “ eine solche von $5 \text{ mV}/\text{Skt}$ und bei „Dehnung $\times 3$ “ eine von $3 \frac{1}{3} \text{ mV}/\text{Skt}$. Die Transistoren T25 und T26 dienen zur Ankopplung der kapazitiven Last (X-Ablenkplatten) an die hochohmige Verstärkerstufe.

1.6. Trigger und Sägezahngenerator

Die Erzeugung einer zeitlinear ansteigenden Spannung ist eine Aufgabe, für die die integrierten Rechenverstärker geradezu prädestiniert sind. Durch Beschaltung mit nur einem Widerstand und einem Kondensator werden sie zum Integrator, auf dessen Eingang man eine leicht zu erzeugende Rechteckspannung gibt, um am Ausgang eine fast ideal lineare Säge-



◀ Bild 10. Schaltung des Triggers und Sägezahngenerators (alle Widerstände haben eine Belastbarkeit von 0,25 W)

zahnspannung zu erhalten, wie sie für den Sägezahngenerator gebraucht wird. Die Ausgangsamplitude benötigt außerdem nur noch eine sehr geringe Nachverstärkung, um die Oszillografenröhre voll auszusteuern. Der problemlose (weil intern frequenzkompensierte) Verstärker MIC 741 arbeitet bis zu Sägezahnfrequenzen von einigen kHz, der MIC 709 bei geschickter Dimensionierung der Kompensation sogar bis etwa 200 kHz, während der Breitbandverstärker MIC 712 sich nicht dazu eignet, weil sich für ihn keine Integrationsschaltung verlässlich angeben läßt, bei der er nicht schwingt.

Da für den Oszillografen eine Sägezahnfrequenz von etwa 2 MHz benötigt wird, läßt sich der dafür erforderliche Generator mit den heute preisgünstig erhältlichen integrierten Verstärkern also nicht realisieren. Mit den drei Transistoren T 32, T 33 und T 34 im Bild 10 kann man ihn aber leicht in herkömmlicher Technik aufbauen. T 32 ist als Konstantstromquelle geschaltet. Der von ihr gelieferte Strom wird vom Emitterwiderstand R 7 und von der Basisspannung bestimmt. Letztere ist mit R₁ umschaltbar, so daß sich der konstante Strom, mit dem die Kapazitäten C₁ im Kollektorkreis von T 32 aufgeladen werden, in weiten Grenzen variieren läßt.

Die Spannung U_c an einem Kondensator ist als Funktion eines konstanten Ladestroms I durch

$$U_c = \frac{I \cdot t}{C}$$

gegeben. Da I und C konstant sind, ist U_c der Zeit t proportional. Das heißt,

man erhält am Kondensator C₁ den gewünschten zeitlinearen Spannungsanstieg.

Nun ist der Spannungsanstieg natürlich nur dann zeitlich linear, wenn der konstante Strom auch wirklich nur zur Ladung des Kondensators dient und nicht über den endlichen Isolationswiderstand des Kondensators und Schalters, über T 34 oder über T 35 fließt. Für den Kondensator und den Schalter sollte man daher hochwertige Ausführungen einsetzen (Folienkondensatoren). T 34 ist während des Ladevorgangs gesperrt, und der Eingangswiderstand des FET T 35 ist sehr hochohmig. Was über diese drei Wege fließt, liegt also sicher nur in der Größenordnung einiger hundert Nanoampere. Wählt man als konstanten Ladestrom einige Milliampere, so ist der Leckstrom zu vernachlässigen.

Die Spannung am Kondensator C₁ läßt sich nahezu rückwirkungsfrei am Gateanschluß von T 35 entnehmen. Damit ist der zeitlineare Spannungsanstieg sichergestellt, der zur Auslenkung des Elektronenstrahls der Oszillografenröhre in X-Richtung erforderlich ist, um Spannungen (am Y-Eingang) als Funktion der Zeit darstellen zu können.

Die übrigen Bauelemente im Bild 10 dienen nur dazu, den Elektronenstrahl nach beendetem Hinlauf wieder in die Ausgangslage (am linken Bildrand) zurückzuführen (Rücklauf) und einen erneuten Hinlauf zu starten, wenn der darzustellende periodische Vorgang (Y-Signal) gerade wieder genau die gleiche Lage innerhalb sei-

ner Periode hat, wie zu Beginn des ersten Hinlaufs. Dann – und nur dann – deckt sich das auf dem Schirm erscheinende Bild beim zweiten Hinlauf mit dem des ersten, das heißt, dem Auge bietet sich ein stehendes Bild dieses Vorgangs.

Die Geschwindigkeit des Hinlaufs hängt nur vom Ladestrom des Kondensators C₁ und von dessen Kapazität ab. Da für die Kondensatorspannung

$$U_c = \frac{I \cdot t}{C}$$

gilt, ist ihre Änderungsgeschwindigkeit

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{I}{C}$$

Sowohl I (über R₁, das heißt durch Verändern der Basisspannung von T 32) als auch C können über die Schalter von der Frontplatte aus in weiten Grenzen frei gewählt werden. Damit wird der Zeitmaßstab der Darstellung festgelegt.

Die Bewegung des Elektronenstrahls über den Bildschirm mit dieser vorgewählten Geschwindigkeit muß beendet werden, wenn er am rechten Bildrand angekommen ist. Dem rechten Bildrand entspricht eine bestimmte Spannung an den X-Ablenkplatten und damit eine bestimmte Spannung am Ausgang des Sägezahngenerators. Wenn diese Spannung erreicht ist, muß der Kondensator-Ladevorgang also beendet werden, und C₁ ist auf eine Spannung zu entladen, die dem linken Bildrand entspricht (Strahlrücklauf). In dieser Position

muß der Strahl verharren, bis der Y-Vorgang wieder genau die gleiche Phase hat wie beim ersten Hinlauf. Dieser Zeitpunkt ist dann das Startsignal für einen neuen Hinlauf.

Die Entladung des Kondensators erfolgt über T34, der durch eine positive Basisspannung (positiv gegenüber seinem Emittor) eingeschaltet wird. Der 100-Ohm-Widerstand in seiner Kollektorleitung begrenzt dabei den Entladestrom auf einen für den Transistor zulässigen Wert. Gleichzeitig wird der Ladestrom unterbrochen, so daß T34 diesen Strom nicht noch zusätzlich aufnehmen muß. Das erfolgt dadurch, daß T33 durchschaltet und damit den Emittor von T32 negativer als seine Basis macht, womit T32 (PNP-Transistor) gesperrt.

Wenn der Kondensator C₁ so weit entladen ist, daß der Elektronenstrahl am linken Bildrand steht, wird T34 gesperrt, das heißt, die Entladung wird beendet, jedoch ohne bereits eine neue Ladung zu beginnen, denn T32 bleibt zunächst noch gesperrt. Der Elektronenstrahl „wartet“ also gewissermaßen am linken Bildrand auf den Startbefehl zu einem neuen Hinlauf. Gesteuert werden diese Vorgänge durch die zwei Komparatoren Kp1 und Kp2 (MIC 710-5C) und den Flip-Flop MIC 945-5D.

Ein Komparator (Vergleicher) ist ein Verstärker, der praktisch nur im übersteuerten Bereich betrieben wird. Er hat wie alle Operationsverstärker zwei Eingänge. An dem invertierenden Eingang (im Bild 10 mit „-“ bezeichnet) ist die Eingangsspannung zur Ausgangsspannung invers, das heißt um 180° phasenverschoben. An dem nichtinvertierenden Eingang (im Schaltbild mit „+“ bezeichnet) sind dagegen Ein- und Ausgangsspannung in Phase.

Da die Eingangsstufe eines Komparators durch einen Differenzverstärker gebildet wird, hängt die Ausgangsspannung nicht vom Absolutpegel (gegen Masse) der Eingangsspannungen ab, sondern von ihrer Differenz. Ist also der invertierende Eingang („-“, Anschluß 3) positiv gegenüber dem Anschluß 2, so wird die Ausgangsspannung negativ (Inversion). Ist die Spannung an 3 dagegen negativer als die an 2, so wird die Ausgangsspannung positiv. Die Empfindlichkeit des Verstärkers ist so hoch, daß die Ausgangsspannung bereits ihren Sättigungswert (etwa +3V beziehungsweise -0,5 V) erreicht, wenn die Eingangsspannungen sich um etwa 1mV unterscheiden.

Wenn der Kondensator C₁ im Kollektorkreis von T32 völlig entladen ist, liegen auch Gate und damit Source von T35 an negativer Spannung (T34 entlädt C₁ nach -6V hin, nicht nach Masse), und daher ist der Anschluß 3 des Komparators Kp2 negativ gegen Anschluß 2. Damit liegt der Ausgang (Anschluß 7) auf seinem positiven Sättigungswert von etwa +3V. Diese Spannung, vermindert um die Schleusenspannung von drei Siliziumdioden (etwa $3 \cdot 0,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$), liegt am Anschluß 2 des Komparators (durch die positive Rückfüh-

rung vom Ausgang auf den nichtinvertierenden Eingang erhält der Komparator Schaltverhalten). Der Anschluß 2 liegt auf etwa +1,5 V, ist also positiv gegen Anschluß 3.

Wird C₁ über T32 geladen, steigt die Spannung am Anschluß 3 des Komparators zu positiven Werten. Sobald die Spannung an 3 sich auf 1mV der Spannung an 2 (etwa +1,5 V) nähert, wird der Ausgang negativer und damit auch die Spannung an 2. Die Eingangsspannungsdifferenz (zwischen 2 und 3) vergrößert sich also – auch ohne weiteres Anwachsen der Spannung an 3 über diese Schwelle hinaus – automatisch (positive Rückführung). Der Ausgang schaltet daher schlagartig vom positiven Höchstwert (etwa +3V) zum negativen (etwa -0,5 V) um. Dieses Umschalten gibt das Signal, den Ladevorgang zu beenden.

Das Signal für einen neuen Ladevorgang nach beendeter Entladung kommt vom Flip-Flop MIC 945. Mit jeder negativ gehenden Spannungsfanke am Takteingang 2 schaltet dieser Flip-Flop um, solange der Setzeingang 10 und der Vorbereitungseingang 4 am positivem Potential ($\leq 2,5 \text{ V}$) liegen. Wenn der Setzeingang 10 auf Masse gelegt wird, wird ohne Rücksicht auf alle anderen Eingänge der Ausgang 9 auf 0 (Massepotential) gesetzt und dementsprechend Ausgang 6 auf L (positives Potential gegen Masse).

Der Takteingang 2 wird vom Signal des Y-Verstärkers oder von einem externen Triggersignal angesteuert. Dieses Signal gelangt über den Emittorfolger T30, einen Kondensator von 2,5µF und T31 zum Komparator Kp1. T30 sorgt lediglich für eine geringe Belastung der Triggersignalquelle (Y- oder X-Vorverstärker). Die aus zwei 5µF-Elektrolytkondensatoren gebildete Koppelkapazität trennt den Gleichspannungsanteil ab, damit die Triggerung unabhängig von der Nulllage des Signals auf dem Schirm wird. Um auch noch für sehr tiefe Frequenzen ein Triggersignal zu erhalten, muß die Zeitkonstante der kapazitiven Kopplung groß sein; die Ansteuerung des Komparators muß dagegen mit möglichst niederohmiger Quelle erfolgen. Für die dabei erforderliche Impedanztransformation ist der Emittorfolger T31 vorhanden.

Der Ausgang 7 des Komparators Kp1 schaltet jeweils um (vom positiven zum negativen Sättigungswert beziehungsweise umgekehrt), wenn das Signal am Eingang 2 gleich dem am Eingang 3 ist. Der Gleichspannungspegel am Eingang 3 kann mit dem von außen zugänglichen Potentiometer vom 100 kOhm verändert und damit der Triggerpunkt (Umschalten am Ausgang 7) in seiner relativen Lage zum Signal am Eingang 3 verschoben werden.

Während des Sägezahnhinlaufs wird der Eingang 2 des Komparators durch den Ausgang 9 des Flip-Flop auf so hohes positives Potential gelegt, daß der Komparator nicht mehr schaltet. Dadurch werden Störimpulse vermieden, die durch Übersprechen (zum Beispiel über die Versorgungs-

leitungen) entstehen, sich den X- und Y-Ablenksignalen überlagern und auf dem Bildschirm zu sehen wären.

Der Ausgang des Komparators ist so dimensioniert, daß er nur mit einer DTL-Lasteinheit belastbar ist (fan out = 1). Um den Takteingang des Flip-Flop (zwei DTL-Lasteinheiten) ansteuern zu können, bedarf es daher der Zwischenschaltung eines Inverters, der lediglich als Verstärker dient. Weil auch an anderer Stelle der Zeitablenkschaltung noch solche Verstärkergatter gebraucht werden, wurde der Sechsfach-Inverter MIC 937-5D eingesetzt. Die im Schaltbild eingetragenen Ziffern an den einzelnen Invertoren und dem Flip-Flop bezeichnen den jeweiligen Anschlußstift des Dual-in-line-Gehäuses. Dem Inverter U1a am Ausgang des Komparators Kp1 wurde ein zweiter Anschluß gesteuert, so daß mit dem Schalter F3 am Eingang des Flip-Flop zwei zueinander inverse Signale gewählt werden können, womit sich die Zeitablenkung wahlweise von der negativ- oder positivgehenden Signalfanke auslösen läßt.

Auch dem Komparator Kp2 ist aus Gründen der geringen Ausgangsbelastbarkeit ein Inverter U1d nachgeschaltet. Wenn die Sägezahnspannung an der Source von T35 ihren positiven Maximalwert erreicht hat, schaltet der Ausgang dieses Komparators – wie bereits beschrieben – von L auf O. Der Ausgang 8 des Inverters U1d schaltet daher von O auf L. Der hier angeschlossene Spannungsteiler (4,7 kOhm, 15 kOhm) und die Z-Diode sind so dimensioniert, daß durch diesen Spannungssprung T34 vom gesperrten in den leitenden Zustand geschaltet wird. Der 50-pF-Kondensator beschleunigt diese Umschaltung. Damit setzt die Entladung von C₁ ein, und die Sägezahnspannung fällt ab (Rücklauf). Am Ausgang 4 des Inverters U1e geht gleichzeitig die Spannung von L auf O, womit der Ausgang 9 des Flip-Flop auf O gesetzt wird. Daraus ergibt sich ein positiver Spannungssprung am Ausgang des Inverters U1c, der T33 durchschaltet und damit T32 und den Ladestrom abschaltet.

Wenn die Sägezahnspannung ihren Minimalwert erreicht hat (Ende des Rücklaufs), schaltet der Ausgang des Komparators Kp2 wieder auf L. T34 wird abgeschaltet und damit die Entladung von C₁ beendet. Der Flip-Flop schaltet aber noch nicht um. Es fließt also kein Entladestrom (T34 gesperrt) und kein Ladestrom (T32 gesperrt). Die Spannung an C₁ bleibt daher konstant, und der Leuchtfleck auf dem Bildschirm steht in Wartestellung am linken Bildrand.

Infolge der unvermeidlichen Signallaufzeit steigt die Ausgangsamplitude der Sägezahnspannung bei der höchsten Ablenkgeschwindigkeit geringfügig an. Die Wartestellung des Bildpunktes liegt dann etwas außerhalb des Bildrandes, falls man nicht die X-Nullage verschiebt.

Erst wenn der Flip-Flop beim Eintreffen eines Triggerimpulses umschaltet, öffnet T32. Der Ladestrom setzt dann ein, und der Elektronen-

strahl bewegt sich in Richtung auf den rechten Bildrand (Hinlauf).

Um zu verhindern, daß der nächste eintreffende Triggerimpuls den Flip-Flop wieder umschaltet – noch bevor der Hinlauf beendet ist –, wird der K-Eingang (Anschluß 4 des Flip-Flop) durch das O-Signal vom Ausgang 6 während der Dauer des Hinlaufs blockiert. Ein neues Schalten des Flip-Flop ist also nicht möglich, bevor er nicht durch einen negativen Impuls (während des Strahlrücklaufs) am Anschluß 10 wieder zurückgesetzt wurde. Außerdem wird eine erneute Auslösung während des Hinlaufs durch die schon erwähnte Blockierung des Komparators Kp1 verhindert. Ebensovienig ist der Beginn eines neuen Hinlaufs möglich, solange nicht der Rücklauf beendet ist, weil während der gesamten Dauer des Rücklaufs der Anschluß 10 auf O liegt und damit jeder Triggerimpuls auf Takteingang 2 wirkungslos bleibt.

Die Wahl des Zeitmaßstabes erfolgt durch Umschalten der dekadisch gestuften Kondensatoren C₁ und innerhalb dieser Dekaden im Verhältnis 1:2:5 durch die Widerstände R₁, die zusammen mit R₈ die Basisspannung von T32 festlegen. Grundsätzlich lassen sich auch für diese Zeitmaßstab-Umschaltung zwei getrennte einfache Schalter verwenden (wie bei der Empfindlichkeitsumschaltung im Y- und X-Kanaleingang). Das hat an dieser Stelle aber den Nachteil, daß dann sehr genaue Kondensatoren verwendet werden müssen, damit die Zeit-eichung in allen Bereichen stimmt. Solche Kondensatoren sind nicht nur teuer, sondern auch schwer zu beschaffen. Es wurde daher im Mustergerät an dieser Stelle ein zweipoliger (zwei Schaltebenen) Schalter mit 18 Stellungen verwendet. Dadurch ist es möglich, die umschaltbaren Widerstände R₁ individuell für jede Schaltung zu bestimmen (Eichung des Zeitmaßstabes durch Schirmbilddarstellung von Spannungen mit bekannter Frequenz). Dann können Kondensatoren C₁ beliebiger Toleranz (Folienkondensatoren) eingesetzt werden; im niedrigsten Bereich zum Beispiel 8 statt 10 µF. Die angegebenen Werte für R₁ stellen demgemäß nur Näherungswerte dar.

An den Anschlüssen 9 und 10 für die externe Verdrahtung der Zeitablenkschaltung werden die Impulse zur Auslösung der Rücklaufstrahlaustattung entnommen. Am Punkt 9 entsteht nämlich eine negativgehende Spannungsflanke zu Beginn des Hinlaufs (Hellsteuerung), am Punkt 10 (Dunkelsteuerung) eine solche zu Beginn des Rücklaufs. (Schluß folgt)

Fernseh-Service

Unstabile und kontrastabhängige Zeilensynchronisation

Bei einem Schwarz-Weiß-Fernsehgerät änderte sich die Zeilensynchronisation mit dem Betätigen des Kontrastreglers. Außerdem konnte jeder Impuls (Senderumschaltung, Störimpuls aus dem Netz usw.) die Zeile außer Synchronisation bringen.

Zunächst wurde die Regelspannung überprüft und versuchsweise durch eine feste Regelspannung ersetzt; jedoch auch hier war die Zeilensynchronisation ab einem bestimmten Videopegel instabil. Jetzt wurde die Impulsabtrennstufe oszillografisch durchgemessen. Weder die Amplituden noch die Form der Kurven stimmten mit den Angaben im Schaltbild überein. Spannungsmessungen zeigten, daß die Schirmgitterspannung der zweiten Impulsabtrennstufe (Bild 1) an Stelle 4,5 V (nach Schaltbildangabe)

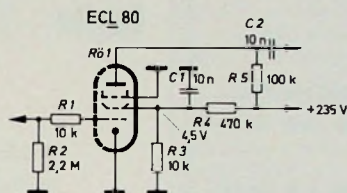


Bild 1. Schaltung der zweiten Impulsabtrennstufe eines Schwarz-Weiß-Fernsehgerätes

einen Wert von 15 V hatte. Das genaue Überprüfen der Bauelemente des Schirmgitterspannungsteilers ergab schließlich einen zu hohen Wert des Widerstandes R3. Bei in einer anderen Werkstatt vorangegangenen Reparaturen war an Stelle eines 10-kOhm-Widerstandes ein 47-kOhm-Widerstand eingelötet worden. Dieser Irrtum ist wahrscheinlich daraus zu erklären, daß das dem Gerät beiliegende Schaltbild in Typ und Schaltung nicht mit dem Empfänger übereinstimmte; in dem beiliegenden Schaltbild hatte R3 tatsächlich 47 kOhm. Ein Vergleich mit dem Originalschaltbild bestätigte jedoch den richtigen Wert von R3 mit 10 kOhm. di.

Kurzschluß im PAL-Schalter

Bei einem Farbfernsehgerät war der Bildschirm hell, aber es fehlten Bild und Ton. Schnell wurde herausgefunden, daß ZF-Teil, alle Chrominanzstufen, Burstverstärker, Referenzstufen und PAL-Schalter ohne Spannung waren. Vor dem Siebwiderstand waren noch 14,5 V vorhanden, dahinter aber war nichts mehr zu messen. Mit dem Ohmmeter konnte ein völli-

ger Schluß festgestellt werden. Da an dieser Versorgungsspannung viele Stufen lagen, war die Fehlersuche nicht einfach. Alle verdächtigen Bauteile konnte man aus Zeitmangel ja nicht auslöten. Das Auftreten von Leitungen ist bei der Platine des untersuchten Empfängers nicht leicht, da sie auf beiden Seiten mit Leiterbahnen bedruckt ist.

Die Überprüfung einiger leicht herauszulötenen Kondensatoren blieb ohne Erfolg. Die Zeit drängte; das Gerät sollte noch ausgeliefert werden. Der PAL-Schalter war tatsächlich die einzige Stufe, die leicht auszubauen war. Mit ihrem Ausbau war der Schluß verschwunden und damit der Fehler lokalisiert. Die Filter im PAL-Schalter waren alle in Ordnung. Als Fehler erwies sich schließlich einer der beiden Transistoren BF 173, die in diesem Schaltungsteil arbeiten; er hatte einen Schluß nach Masse. Die Fehlersuche wäre einfacher gewesen, wenn man an einigen Stellen der Schaltung den Stromkreis hätte auftrennen können. Besonders bei Transistorschaltungen wäre das von Vorteil, da oft viele Teile an einem Punkt zusammengeführt sind.

D. Kerber

Für Werkstatt und Labor

Schutzisolierte Metallknöpfe

Eine neue Serie von schutzisolierten Metallknöpfen in dekorativer Ausführung wurde von Ing. Dr. P. Mozar, 4 Düsseldorf-Gerresheim, für den Einsatz im Meßgerätebau und in der Elektronik herausgebracht. Diese neuen Drehknöpfe haben Glanzeffekt auf der Stirnfläche und optisch ansprechende Griffmulden auf dem Außendurchmesser. Ein Isolierkörper umschließt die Metallbuchse für die Achsaufnahme, so daß die Knöpfe VDEmäßig schutzisoliert sind. Für alle Knopfgrößen zwischen 26 und 52 mm Außendurchmesser stehen Anzeigescheiben in glasklarer, schwarzer, grüner, blauer und roter Ausführung zur Verfügung. Diese Scheiben können auch verdrehungssicher auf den unteren Ansatz der Knöpfe aufgesetzt werden.

Berichtigung

Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit 2x40 W Ausgangsleistung (Sinus). Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 10, S. 385-388, u. Nr. 11, S. 419-421.

Im Bild 2 muß in den Endstufen der Widerstand R124 einen Wert von 330 Ohm haben (nicht 0,33 Ohm). R125 dagegen 47 Ohm (nicht 330 Ohm); C68 hat (ebenso wie C34) 10 µF.

Im Bild 11 sind die richtigen Abmessungen 98 mm (nicht 198 mm) und 60 mm (nicht 120 mm).

Interkama'71 Düsseldorf

5. Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik vom 14. bis 20. Oktober 1971

Information: Düsseldorfer Messegesellschaft mbH - NOWEA - und Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA, 4 Düsseldorf, Duisburger Str. 1a, Tel.: 02 11/4 40 41



Interessiert Sie die Technik der modernen Luftfahrtelektronik?

Wir bieten die Chance, von Fernsehen und Radio auf Luftfahrt umzusteigen. Wir sind ein aufstrebender Betrieb für Entwicklung und Fertigung von Sprechfunk-, Nottfunk- und Navigationsgeräten. Im Zuge unserer Betriebserweiterung sind eine ganze Reihe neu zu schaffender Arbeitsplätze in unserem Werk Baden-Baden zu besetzen. Es bieten sich bei becker flugfunk viele Aufstiegsmöglichkeiten für zuverlässige und schöpferische Mitarbeiter.

Wir suchen:

Techniker und Fernseh-Rundfunkmechaniker für Abgleicharbeiten und Qualitätskontrolle

Wir bieten leistungsgerechte Bezahlung, Umzugsvergütung, und sind bei einer Wohnungssuche behilflich.

Wenden Sie sich telefonisch oder schriftlich an unsere Personalabteilung

becker flugfunkwerk gmbh 757 baden-baden-oos flugplatz telefon 61008/09 telex 0784371

Wir sind ein

Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und technisch-wissenschaftliche Fachzeitschriften mit internationaler Verbreitung herausgibt.

Genauso interessant und vielseitig wie Berlin mit seinem technisch-wissenschaftlichen und kulturellen Leben sowie den Steuerpräferenzen sind auch unsere Zeitschriften.

Zur Mitarbeit in unserem Redaktionsteam suchen wir einen Hochschul- oder Fachschulingenieur als

Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch erbeten unter
F. A. 8542

Berlin

**Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen**

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch unter F. B. 8543

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 117	DM —,55	
AC 187/188 K	DM 3,45	
AC 192	DM 1,20	
AD 133 III	DM 6,95	
AD 148	DM 3,95	
AF 239	DM 3,80	
BA 170	DM —,60	
BAY 17	DM —,75	
BC 107	DM 1,20	10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10	10/DM 1,—
BC 109	DM 1,20	10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05	10/DM —,95
BF 224	DM 1,75	10/DM 1,65
BRV 39	DM 5,20	10/DM 4,80
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20	
1 N 4148	DM —,85	10/DM —,75
2 N 708	DM 2,10	10/DM 1,95
2 N 2219 A	DM 3,50	10/DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25	10/DM 6,89

Alle Preise incl. MWST.
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 65, Telefon (07724) 71 13

● BLAUPUNKT Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie, Einbaubehör für sämtliche Kfz.-Typen vorrätig. Sonderpreise durch Nachfrageversand. Radiogroßhandlung
W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 865,
Tel. 7 45 07 — Liste kostenlos

Ich möchte Ihre überzähligen

RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen
und kleinen Mengen kaufen
Bitte schreiben Sie an

Hans Kaminsky
8 München-Solln · Spindlerstr. 17

EINMALIG

Handsprechfunkgeräte

7 Transistoren mit Ruftton, kompl. mit Batt., große Leistung (Paar DM 79,—).
10 Transistoren mit Rauschperre, Ledertasche u. Batt., große Leistung (1 Stck. DM 98,—). FTZ.-Nr. Lieferung gegen Nachn. oder Vorkasse.

Emil Hübner, 405 MG.-Hardt, Postfach 3
Telefon (0 21 61) 5 99 03

U.S. EXPORTER

Einwandfreie
Übersetzungen für die
Unterhaltungs-Elektronik
INSTRUCTION BOOKS
SERVICE MANUALS
SALES LITERATURE
schnell und zuverlässig
ausgeführt von deutsch-
amerikanischen Fachleuten

**INTERNATIONAL
SERVICE
CONSULTANTS**
P.O. BOX A141, WANTAGH,
NEW YORK, 11793, U.S.A.

Elektronik-
Bestellbuch gratis!
für Bastler und alle, die es werden
wollen. Viele Bastelvorschlüsse, Tips,
Bezugsquellen u. a. m. kostenlos von
TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BE 6

Wir sind auf interessanten Spezial-
gebieten tätig, die mit der Vielfalt
ihrer Probleme interessante Ingenieur-
aufgaben stellen. Unser Programm:
Phono- und Diktiergeräte, Echolote.
Feinwerktechnik und leichter
Maschinenbau sind die Wissens- und
Erfahrungsgrundlagen für ihre Gestaltung.

Konstrukteure



Plattenspieler
Hi-Fi-Anlagen
Echolote
für Navigation
und Fischortung

mit Erfahrung in diesen und ähnlichen
Gebieten finden bei uns einen
zukunftsicheren Arbeitsplatz mit
reizvollen Aufgaben für ein zukunfts-
sicheres Programm mit der Chance
für beruflichen und finanziellen
Aufstieg. Da wir langfristig planen,
suchen wir darüberhinaus auch
Kontakt mit Herren, die erst später
bei uns tätig sein können, und
Berufsanfängern, die sorgfältig bei
uns eingearbeitet werden.
Zur ersten Kontaktaufnahme genügt
ein kurzer Brief oder ein Anruf.
Hier unsere Anschrift und Rufnummer:
ELECTROACUSTIC GMBH
2300 Kiel, Westring 425-429
(04 31) 5 11 23 20 (Herr Bannert)

Jetzt auch höhenverstellbar als



MAJA -Gestell G 555 VR H* (DBGM)

Betrachtungshöhe beliebig
von 53 bis 70 cm verstellbar

Gerät nur aufstellen – hält durch
Klemm-Mechanismus.

Ausziehhalterung für 50 – 84 cm
breite Geräte geeignet

Hervorragende Rolleigenschaften
durch 5-Punktlagerung und große
Kugelrollen

Dieses Modell und viele weitere Modelle
finden Sie in unseren Verkaufsunterlagen.
Am besten, Sie fordern sie sofort an.

MAJA-WERK

Manfred Jarosch, 865 Kulmbach, Postfach 1526

*höhenverstellbar

Zum Saisonbeginn nach Möglichkeit zur Internationalen Funkausstellung 1971 Berlin erscheint das **VDRG-HANDBUCH**

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



Bearbeitet von der Redaktion
der FUNK-TECHNIK



E.-Thälmann-Str. 56

1002

Das **HANDBUCH** enthält auf 552 Seiten technische
Daten, Bilder und, soweit kartellrechtlich zugelassen,
auch Preisangaben für Geräte folgender Gruppen:

Farbfernsehempfänger	Omnibusempfänger
Schwarz-Weiß- Fernsehempfänger	Autoantennen
Rundfunk- Tischempfänger	Phonogeräte
Kombinierte	Tonabnehmer
Rundfunkempfänger	Phonomöbel
Stereo-Steuergeräte	Tonbandgeräte
Hi-Fi-Tuner	Tonbänder
Hi-Fi-Verstärker	Spulen und Kassetten
Hi-Fi-Lautsprecher	Antennen
Kofferempfänger	Röhren
Taschenempfänger	Halbleiterdioden
Autoempfänger	Transistoren
	Halbleitergleichrichter

Das **HANDBUCH** ist ausschließlich für den persönlichen Gebrauch
der Angehörigen der Rundfunk- und Fernsehwirtschaft bestimmt

VERLAG FÜR RADIO- FOTO - KINOTECHNIK GMBH Vertriebsabteilung

1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167
Telefon: (0311) 412 10 31 · Telex: 0181 632 vrfkt