



Rundfunk-Stereophonie-Verbung des Berliner Fachhandels

In den Tagen des 40-jährigen Rundfunkjubiläums begann in Berlin eine Werbekampagne des Fachhandels für die Rundfunk-Stereophonie. Die Arbeitsgemeinschaft der Berliner Rundfunk- und Fernsehgeschäft verteilte an die Berliner Fachhändler Werbeunterlagen für das Stereo-Rundfunk-Geschäft: ein im Abziehverfahren an Tür oder Schaufenster anzubringendes Schild „Fachhändler für Rundfunk-Stereophonie“, einen Werbeaufsteller für das Fenster oder den Ladentisch, einen Fries mit Hinweisen auf wichtige Stereo-Sendungen des SPB im November sowie den Entwurf eines Werbebriefes. Eine entsprechende Aktion soll demnächst auch im Bereich des NDR durchgeführt werden, dessen Sender Hamburg seit dem 1. Oktober Stereo-Testsendungen ausstrahlt.

Tagung des Fachverbandes Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI

Der Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI, dem zur Zeit 132 Produzenten angehören, veranstaltete vom 16.-18. Oktober in Rothenburg o. d. T. seine diesjährige Mitgliederversammlung. Zur gleichen Zeit tagten auch die zugehörigen Fachabteilungen.

Die Erzeugung dieses Industriezweiges stieg von rund 427 Mill. DM im Jahre 1958 auf rund 700 Mill. DM im Jahre 1962. Auch für das erste Halbjahr 1963 ist gegenüber dem ersten Halbjahr 1962 ein leichter Produktionsanstieg zu verzeichnen. Die zukünftigen wirtschaftlichen Ausichten der Branche werden jedoch mit Vorsicht beurteilt, weil bei Rundfunk- und Fernsehgeräten, in denen diese Bauelemente hauptsächlich eingesetzt werden, eine gewisse Sättigung zu verzeichnen ist und auch keine wesentliche Erweiterung des Exportgeschäftes bei Bauteilen erwartet wird.

Grundig-Meßgeräte-Praktikum

Für das Grundig-Meßgeräte-Praktikum für Fachhändler und Service-Techniker, das gegenwärtig im Raum Württemberg-Baden durchgeführt wird, besteht, wie die Erfahrungen der ersten drei Wochen zeigen, sehr großes Interesse. Die vorgesehene Teilnehmerzahl von etwa 25 Personen je Schulung wurde durchschnittlich um 80% überschritten. Das Praktikum befaßt sich eingehend mit der Frage, wie man Meßgeräte beim Service zweckmäßig und geschickt anwendet, um rationaler Werkstattdarkeit zu gelangen. Die Grundig-Elektronik-Schulungsgruppe setzt das Meßgeräte-Praktikum auch in den nächsten

Monaten fort, und zwar vom 18.-29. 11. 1963 in Frankfurt, vom 6.-17. 1. 1964 in Köln, vom 20.-31. 1. 1964 in Düsseldorf, vom 9.-20. 3. 1964 in Hamburg, vom 11.-23. 5. 1964 in Hannover sowie vom 25. 5. bis 12. 6. 1964 in Dortmund.

Metz-Kundendienst-Organisation erweitert

In das Netz der Metz-Kundendienst-Organisation wurde jetzt die Firma Ulinski, Goslar/Harz, aufgenommen, die im Gebiet um Goslar die Belange von Metz wahrnimmt.

Verlegelte HI-FI-Lautsprecherboxen

„HSB 10“, „HSB 20“ und „HSB 45“ von Isophon werden jetzt mit einem Siegel geliefert, durch das der korrekte Verschluss des Gehäuses garantiert wird. Händlern und Käufern ist das Öffnen des Gehäuses nicht gestattet, da eine sachgemäße Dichtung der Rückwand nur im Werk erfolgen kann. Eine Beschädigung des Siegels hat den Verlust der Garantie zur Folge.

UKW-FM-Tuner im Holzgehäuse

Die UKW-FM-Tuner „FM-SX“ und „FM-10“ von Klein+Hummel sind jetzt auch im form-schönen Edelholzgehäuse mit goldfarbener Frontplatte (passend zum HI-FI-Stereo-Verstärker „VS-71 H“) erhältlich. Alle bisher gelieferten Tuner können auf Wunsch auf Stereo-Multiplex-Empfang umgebaut werden; der Umbau muß jedoch im Werk erfolgen. Das Modell „FM-10“ ist nunmehr auch unter der Typenbezeichnung „FM-10 MX“ mit eingebautem Stereo-Decoder lieferbar.

Grundig-Tonbandgeräte für 50 und 60 Hz Netzfrequenz

Die Grundig-Viertelspur-Tonbandgeräte „TK 17“ und „TK 23 Automatic“ lassen sich im Bedarfsfalle mit dem Umbausatz „16 b“ beziehungsweise „16 bl“ leicht auf die in manchen Ländern übliche Netzfrequenz von 60 Hz umstellen. Dabei braucht man lediglich eine Riemenscheibe am Motor auszuwechseln und zwei Leitungen im Netzteil auf zwei mit „60“ gekennzeichneteösen umzuzeichnen. Die Geräte „TK 17“ und „TK 23 Automatic“ sind jedoch auch in der Sonderausführung „U“ lieferbar, die neben dem Netzspannungswähler zusätzlich einen auf 60 Hz umschaltbaren Frequenzwähler enthält. Die außerdem auszutauschende Riemenscheibe liegt diesen Geräten stets bei.

Neuer dynamischer Kopfhörer „DT 96“

Als Zubehör für Transistor-Empfänger, Rundfunk- und Fernsehgeräte wurde jetzt von Telefunken der dyna-

mische Kopfhörer „DT 96“ in das Lieferprogramm aufgenommen. Der nach dem Tauchspulenprinzip arbeitende Hörer hat einen Frequenzumfang von 30 bis 20 000 Hz und bei einer Eingangsleistung von 1 mW nur etwa 1% Klirrfaktor. Die Hörschnur läßt sich gegen eine demnächst lieferbare Stereo-Anschlußschnur leicht auswechseln. Das Anschlußkabel ist mit einem Lautsprecher-Normstecker versehen, in dessen Hülse ein 10-Ohm-Relastungswiderstand eingebaut ist. Zum Anschluß an Transistorgeräte mit konzentrischer Miniaturbuchse (2,5 oder 3,5 mm Ø) sind Adapter lieferbar.

Neue Sechsfach-LU-Leuchtplatten für Geräteskalen

In Weiterentwicklung der bekannten LU-Leuchtplatten mit drei elektrisch getrennten Leuchtflächen gibt es jetzt bei Philips auch Platten mit sechs getrennten Leuchtflächen auf einer gemeinsamen Grundplatte. Der Anschluß an das Wechselspannungsnetz von 220 V erfolgt nicht mehr durch Litzen, sondern durch kleine Kontaktflächen, die in Kontaktfedern eingeschoben werden.

Preissenkung für Valvo-Photowiderstände

Der Listenpreis für den Photowiderstand ORP 50 wurde jetzt von 10,60 DM auf 9,25 DM und für den ORP 60 von 17 DM auf 13,50 DM gesenkt.

Neuartiges Nachrichten-Übertragungssystem bei der Bundesbahn

Zwischen den Bahnhöfen Wuppertal und Hagen hat die Deutsche Bundesbahn als vorläufiges Teilstück der von Essen über Siegen nach Frankfurt verlaufenden Strecke das erste Koaxialkabel für 300 Sprachkanäle in Betrieb genommen. Zur Verstärkung der 300 Gespräche werden Unterflurverstärker verwendet, die in vergrabenen Muffen untergebracht sind. Diese Verstärker (und auch das gesamte übrige System) enthalten als aktive Bauelemente ausschließlich Transistoren und werden von oberirdischen Ämtern über die Koaxialkabel selbst mit Gleichstrom ferngespeist. Das Kabel und die benötigten „V 300“-Einrichtungen wurden von der Telefunken AG geliefert.

Leistungstarker Laser

In den ITT Industrial Laboratories in Fort Wayne wurde Anfang September ein Laser in Betrieb genommen, der einen Lichtstoß von mehr als 1000 MW Leistung erzeugt. Mit diesem Laser soll besonders die Wirkung einer so hohen Lichtenergie auf verschiedene Materialien und ihre Anwendungsmöglichkeit in der medizinischen Forschung untersucht werden.

2. NOVEMBERHEFT 1963

FT-Kurznachrichten	818
Rundfunk- und Fernsehgeräte in der Produktgestaltung	823
HF-Stereophonie — Grundlagen — Empfangstechnik — Service	824
Persönliches	826
Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik	827
Magnetische Spannungskonstanthalter	829
Verstärkungsregelung in transistorisierten Fernsehempfängern	831
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Einführung in die Vektoralgebra	833
Elektronische Sprachsperre	837
Ein neues Forschungszentrum	839
Für den KW-Amateur	
Amateur-Spitzenuper (10 80 m und 2 m) mit mechanischem Filter	840
FT-Bastel-Ecke	
Einfaches elektronisches Musikinstrument	842
Leistungsfähiges Röhrenprüfgerät mit geringem Aufwand	844
Vergütungshöhe von Arbeitnehmererfindungen und deren steuerliche Behandlung	845
Vom Versuch zum Verständnis	
Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik	847
Neue Bauelemente	850

Unser Titelbild: Stereo-Modulationsgerät „Md St 3122/1“ von Telefunken (Einschub für UKW-Sender); Bildhintergrund: Stereo-Multiplexsignal mit Pilotton

Aufnahmen: telefunkenbild und Fisher

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Artler nach Angaben der Verfasser. Seiten 819—822, 841, 851, 852 ohne redaktionellen Teil

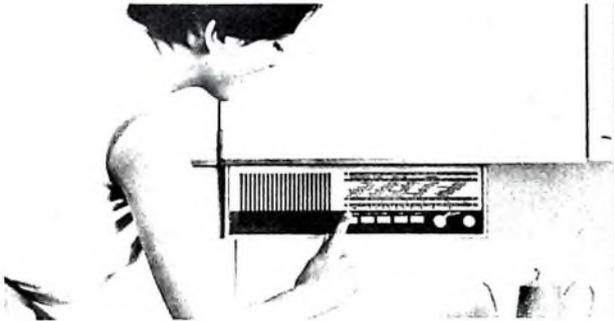
VERLAG FÜR RADIO · FOTO · KINOTECHNIK GMBH, Berlin · Borsigwalde · POSTanschrift: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141—147. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331 · Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin Fernschreib-Anschluß: O 81 632 Fachverlage bis Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf. berechnet. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis ausgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Einserdruck, Berlin



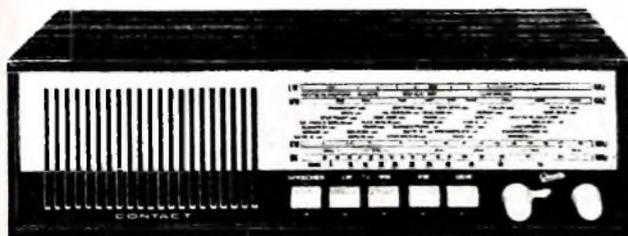
Graetz-Contact – Radio und Hausteleson in einem!

Mit Contact bietet Ihnen Graetz etwas völlig Neues – einen volltransistorisierten Rundfunksuper mit 4 Wellenbereichen, den Sie durch seinen vielfältigen Zusatznutzen leicht zum Verkaufsschlager Nr. 1 machen können. Hier die besonderen Pluspunkte von Contact:

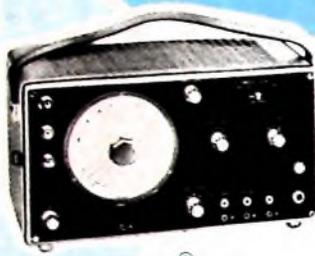
- Volltransistor-Rundfunk-Netzgerät mit Contact-Sprecher, der in irgend einem anderen Raum untergebracht werden kann.
- Konstruiert nicht nur für Rundfunk-, Tonband- und Schallplatten-Übertragungen, sondern auch zum Wechselgespräch von Raum zu Raum bzw. zur akustischen Überwachung eines anderen Zimmers.
- Ideal für jede Wohnung (Verbindung z. B. Küche – Kinderzimmer), fürs Büro (Chef – Vorzimmer), für den Arzt (Sprechzimmer – Warteraum) und auch... für Ihr eigenes Geschäft!



Wenn Sie mit Contact eine Sprechverbindung zwischen Ihrem Verkaufsraum und der Werkstatt herstellen, können Sie nicht nur selber tagtäglich den Vorteil dieses neuesten Graetz für sich nutzen, Sie schaffen sich außerdem damit die denkbar beste Vorführ-Möglichkeit für Ihre Kunden! Eine zusätzliche Verkaufs-Chance, die Sie unbedingt nutzen sollten.



Begriff
des
Vertrauens 



①



②



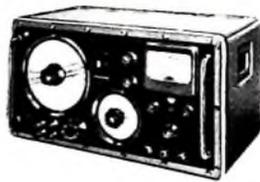
③



④

TV

Meßinstrumente für fernsehtechnische Entwicklungs-
Laboratorien, Herstellwerke, Servicestellen und Schulen.



⑤



⑥

① **Tragbarer Fernseh-Wobbel-Generator Typ TR-0811**
Frequenzbereich 1 — 240 MHz
Frequenzhub 0,5 — 15 MHz

② **Fernseh-Service-Komplexgenerator
Typ TR-0805/H-1221/SJ**
Das Gerät besteht aus:
HF Oszillator gemäß CCIR und OIRT-Normen
Wobbelgenerator
Oszillograph
Bildmustergenerator

③ **AM/FM Signalgenerator Typ TR-0601/1173J**
Frequenzbereich 4 MHz — 250 MHz
Ausgangsspannung 0,5 μ V — 400 mV

④ **Tragbarer Fernseh-Wobbuloskop Typ TR-0813**
Wobbulatorteil: Frequenzbereich 1 — 240 MHz
Frequenzhub 0,5 — 15 MHz
Oszillographenteil: Y Verstärker 20 Hz — 1 MHz
Empfindlichkeit 50 mV/cm

⑤ **Tragbarer Fernseh-Servicekoffer Typ TR-0809**
HF Oszillator gemäß CCIR und OIRT-Normen
Röhrevollmeter
Bildmustergenerator und Werkzeuggarnitur

⑥ **Video-Wobbelgenerator Typ TR-0808 (HH-11)**
Frequenzbereich 0,2 — 20 MHz
Pegelschwankung \pm 0,5 dB

⑦ **Fernseh-Komplexgenerator,
Studio-Variante Typ TR-0804/J-1221/SJ**
Das Gerät dient zur Laboratoriumskontrolle von Studio-
einrichtungen, Senderstellen und Fernsehapparaten. Ein-
heiten: Synchrongenerator, Bildmustergenerator, HF
Oszillator, Wobbelgenerator, Oszillograph, Zeilen-
wähler (gemäß CCIR und OIRT-Normen)

Außer den hier angeführten Geräten bewerkstelligen wir auch die Instrumentierung von kompletten Fernseh-Servicewerkstätten und von Fernseh-Fabrikationsbändern.

Wegen eingehender Information wollen Sie sich
gefl. direkt an unser Unternehmen wenden:



METRIMPEX

Ungarisches Außenhandelsunternehmen für die
Erzeugnisse der Instrumentenindustrie

Briefanschrift: Budapest 82, Postfach 202, Ungarn
Drahtanschrift: INSTRUMENT Budapest

Das neue RIM-BASTELBUCH 1964 ist erschienen

Großes und modernes RIM-Bausatzprogramm mit zahlreichen Schaltungen. Erweitertes Bauteilesortiment. Fachliteratur nach dem neuesten Stand. KW-Technik für Kenner.

320 Seiten, Buchteil 2-farbig, Schutzgebühr DM 2,80 ohne Versandkosten. Nachnahme Inland DM 3,80. Vorkasse Ausland DM 3,85 — Postcheckkonto München 13 753.

Aus dem Inhalt:

RIM-Commander II

Ein transportabler, netz-unabhängiger 15 W-Transistor-Mischverstärker.



Flachbautechnik Gedruckte Schaltung, Bausteinprinzip. Frequenzbereich: 60 — 10000 Hz. 9 Trans. 2 miteinander mischbare Eingänge: Mikrofon 2 mV, Tonabnehmer bzw. Tonband 200 mV. Höhen- und Bassregler. Sprechleistung: 15 W b. 8% und 1000 Hz. Akkubetrieb 6 — 7 V. Maße: 25 x 18 x 9 cm. Gewicht 2,2 kg

Kompletter Bausatz DM 199,80. RIM-Baumapfe DM 3,80

RIM-Stabi II

Stabilisiertes Transistor-Netzgerät mit kontinuierlich einstellb. Regelbereich von 5,5 — 9,5 V 0,5 A.



Stat. Innenwiderstand: $\leq 0,15 \text{ Ohm}$. Dyn. Innenwiderstand: $\leq 0,1 \text{ Ohm}$. Stabilisierungsfaktor: ~ 50 . Netzbrumm: 2 mV eH. Maße: 25 x 18 x 9 cm.

Kompletter Bausatz einschl. Gehäuse DM 149,50, Bauplan DM 4,—

RIM-Universal-Meßverstärker MV I

3-stufig. Volltransistorisierter Meßverstärker in Tastkopfausführung für Tonfrequenzmessungen zum Anschluß an hochohmige Meßinstrumente, z. B. Röhrenvoltmeter. Gedruckte Schaltung.



Meßbereiche: 15-50-150-500 mV. Steckbar durch Prüfselste. Frequenzbereich: 20-20 000 Hz $\pm 0,9 \text{ dB}$. Ausgang: 600 mV — 3V einstellbar, daher universell anpassungsfähig. Trans. 3 x AF 101. Stabilisierung durch 10er Diode SZ 8. Maße für rundes Tastkopfgehäuse: $\varnothing 33 \text{ mm}$, ca. 18 cm lang (einschl. Batterie-Einlage). Kompletter Bausatz einschl. gedruckter Leiterplatte, Gehäuse und Plan, ohne Batt. DM 49,80, betriebsfertig DM 60,—

RIM-NF-Vorverstärker-Baustein

In gedruckter Schaltung aus der RIM-Funktionsbausteinerle. Anwendungsmöglichkeit: Bau von Transistor-Mischpulten, Ausbau von vorhandenen Verstärkern auf Mikroempfindlichkeit.



Frequenzbereich: 20 — 18000 Hz. Verstärkung bei Quellwiderstand von ca. 100 Ohm ca. 2500-fach. Max. Ausgangsspannung 1,5 V. Rauchspp. nur ca. 2 mV. Stromversorgung 12 V! ca. 2 mA. Maße: 7 x 3,5 cm.

Kompletter Bausatz mit bedruckter Leiterplatte und Plan DM 22,—



Hammarlund
Doppelsuper HQ 145 XE
Ein universeller 11 Röh.-Nachrichtensamplifier mit hoher Empfindlichkeit und vielen Besonderheiten.

Frequenzbereiche: 540 KHz — 30 MHz. In 5 Bereichen, ge-sichte Bandspaltung. Im MW-Bereich spezielle Frequenzmarken.

Einfach quartzgesteuerte Frequenz. ZF-Frequenzumsetzungen. Empfindlichkeit: 1,75 μV für ein Signalrauschverhältnis von 10:1. 6 einstellbare Transschärferegulungen. Antennenanpassung an jeden Antennentyp. BFO: Einstellbar auf $\pm 2 \text{ KHz}$. Slot-Filler. S-Meter. Störbegrenzer. Maße: 33,5 x 48,4 x 26,6 cm. Einzelheiten im Sonderprospekt „Hammarlund“.
Preis ohne Uhr: DM 1399,— mit Uhr: DM 1449,—

8 MÜNCHEN 15
BAYERSTRASSE 25
AM HAUPTBAHNHOF
TELEFON 55 72 21

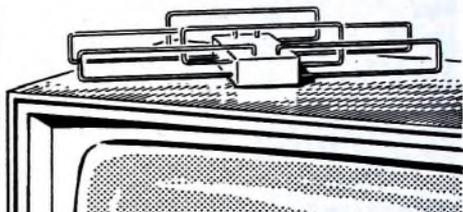
RADIO-RIM



KATHREIN

Fernseh-
Zimmerantenne

TELIX



Die KATHREIN-Fernseh-Zimmerantenne „TELIX“ mit ihrer klaren und neuzeitlichen Form wird auch Ihnen und Ihren Kunden gefallen. Die „TELIX“ empfängt das erste und zweite, aber auch das später hinzukommende dritte Programm.

Die KATHREIN-„TELIX“ wird in den Ausführungen „Gold“, „Mattnickel“ und „Schwarz“ geliefert.

F 0810143

A. KATHREIN ROSENHEIM

Älteste Spezialfabrik für Antennen u. Blitzschutzapparate

ISOPHON
Lautsprecher

ISOPHON WENKE - GMBH BERLIN TEMPELHOF



Für MIRAVOX I gibt es gewichtige Argumente! Und viele!

Auf diese neue Verstärker-Kombination in All-transistor-Ausführung sind wir stolz. Wir sind keine Kompromisse eingegangen, nur das Beste war uns gut genug. Nun liegt das Ergebnis vor: MIRAVOX I, das erste deutsche All-transistorgerät dieser Art mit echter Hi-Fi-Qualität!

Möchten Sie Einzelheiten wissen? Bitte!

Das Laufwerk ist für Hi-Fi-Freunde in der ganzen Welt bereits ein Begriff! Es ist der 4tourige Hi-Fi-Stereo-Plattenspieler MIRAPHON 17 H aus der ELAC-Studio-Serie! Mit dem elektromagnetischen Stereo-Tonabnehmer ELAC STS 222 D und einem Studio-Tonarm mit regulierbarer Auflagekraft. Außerdem: schwerer, dynamisch ausgewuchteter Guß-Plattenteller von 30 cm \varnothing , pneumo-mechanische Aufsetzhilfe und Spezial-Hysterese-Synchron-Motor mit höchster Gleichlauf-Präzision!

Ein idealer Partner dazu ist der eingebaute Hi-Fi-Stereo-Präzisions-Verstärker mit 2 x 16 W Musik-Leistung. Einige Daten: Frequenzbereich 20... 20 000 Hz \pm 0,5 dB – Übersprechdämpfung 60 dB bei 1000 Hz – Störabstand 70 dB (Phono), 80 dB (Radio) – Eingänge: a) phonomagnetisch b) Multiplex-Tuner/Stereo-Tonband – Ausgänge: je Kanal 4 – 16 Ohm ohne Umschaltung – getrennte stufenlose Höhen- und Tiefen-Regelung – Balance-Regler – gehörliche Lautstärke-Regelung – 29 Transistoren, 4 Silicium-Dioden.

Der „äußere Rahmen“ dieser Spitzengeräte – das Gehäuse – ist aus Nußbaum, matt. Ganz klar in der Form! Mit einer Klapphaube aus Plexiglas, die staubdicht abschließt. Auf allen 4 Seiten! Die Abmessungen: 34 cm tief, 53 cm breit, 19,5 cm hoch. Kompakt-Bauweise! Und noch ein Argument! Der Preis! 1295,- DM*!

Informieren Sie sich ausführlich über unser umfangreiches Hi-Fi-Stereo-Programm. Schreiben Sie uns. Wir senden Ihnen postwendend instruktives und anschauliches Schriftmaterial.

*unverbindlicher Richtpreis

ELAC

**ELECTROACUSTIC
GMBH · KIEL**

Gründungs-Mitglied
des Deutschen Hi-Fi-Instituts

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Rundfunk- und Fernsehgeräte in der Produktgestaltung

Als in der Nachkriegszeit die Radioindustrie in bescheidenem Umfang wieder zu fertigen begann, zerbrach sich niemand den Kopf darüber, wie man Form und Stil der Empfänger den Käuferwünschen anpassen könne. Man war froh, überhaupt etwas liefern zu können und die damaligen Fertigungsprobleme irgendwie zu meistern. Man wußte aber auch, wie relativ kurzlebig diese Erzeugnisse sein würden, gemessen an der Standard-Lebensdauer des deutschen Qualitätsgerätes der Vorkriegszeit von 10 bis 15 Jahren und sogar darüber.

Die Gehäuseformen entsprachen den damaligen technischen Möglichkeiten: Farbe, Gehäusestil, Eingliederung des Lautsprechers und der Skala, Anordnung der Bedienungorgane usw. — diese Fragen entschieden hauptsächlich die Abteilungen Einkauf und Entwicklung. Der Ingenieur aus der Konstruktionsabteilung legte den Hauptwert auf die interessante Schaltung, auf gute Empfangsleistung und ansprechende Klangqualität. Ob das Gehäuse nun wirklich zur Wohnungseinrichtung paßte, war nebensächlich und für viele Kunden vor Befriedigung des Ersatzbedarfes an Mobiliar weniger wichtig. Der Hersteller wurde bewundert, daß er überhaupt in der Lage war, etwas zu liefern. Man kaufte eben, was er anbot.

Auf dieser Grundlage kann die Industrie aber heute nicht mehr arbeiten, denn dazu fehlen die Voraussetzungen. Die Kunden haben wieder komplett eingerichtete Wohnungen oder neue Eigenheime, und das Mobiliar ist ihren speziellen Wünschen angepaßt. Die Möbelindustrie weiß, welche Stilarten und Farben, welche Hölzer und welche Ausstattung gefragt sind. Hierzu sucht der Käufer sein passendes Gerät. Volkswirtschaftlich betrachtet, wandelte sich der Verkäufermarkt zum Käufermarkt.

Viele Hersteller betreiben eine gründliche Marktforschung. Sie befragen den Handel ebenso wie den Endabnehmer. Um noch genauere Ergebnisse zu erhalten, werden bei Spezialinstituten Repräsentativbefragungen in Auftrag gegeben. Es gibt aber auch noch andere Wege, um die Käuferwünsche zu erforschen, beispielsweise durch den Kundendienst oder durch ein geschickt formuliertes Preisausschreiben. Die Marketing-Fachleute der Industrie glauben daher zu wissen, was der Kunde kaufen will und was aller Voraussicht nach unverkäuflich sein wird. Die Entscheidung, wie ein gut verkäufliches Produkt aussehen sollte, treffen jetzt also nicht mehr Techniker, sondern Marketing-Spezialisten in Zusammenarbeit mit Formgestaltern.

Heute kann es sich keine führende Fabrik mehr leisten, auf eigene Formgestaltungsabteilung zu verzichten. Früher wurden Gestaltungsaufträge oft an prominente „Industrial designers“ vergeben. Der freie Mitarbeiter erhielt bestimmte Arbeitsanweisungen und mußte seine Entwürfe und Modelle einreichen. Viele Formen waren ausgezeichnet, manche aber auch ungeeignet. Sie entsprachen zwar den strengen Auffassungen der Designer, waren aber oft keine Lösung für die von der Industrie gestellte Aufgabe. Derartige Gehäuse sind vielleicht apart, häufig zugleich extravagant, meistens jedoch praktisch unverkäuflich. Der lose Kontakt mit dem Werk erwies sich als nachteilig. Daher richteten die meisten Firmen eine Formgestaltungsabteilung mit erfahrenen Designern ein. Das Ergebnis dieser Bestrebungen war auf dem Markt deutlich zu beobachten. Fabrikate, die bislang „auch“ gekauft wurden, eroberten sich infolge ihrer genau abgewagener Produktgestaltung einen größeren Marktanteil. Im Zusammenhang damit kam auch die Werbung besser an. Das „Neue“ und „Moderne“ im Sinne des anspruchsvollen Kunden fand schon immer größeres Interesse und besseren Absatz. Formgestalter sprechen oft davon, daß ihr Entwurf von der „Funktion“ her richtig sei. Eine besondere Rolle spielt dabei die Anpassungsfunktion.

Die gefundene Form wird nicht als autonomer Bestandteil der Wohnung oder des täglichen Lebensablaufes betrachtet. Sie muß vielmehr zu den Möbeln passen, und außerdem muß auch berücksichtigt sein, daß die Mitbewohner je nach Alter und Aufgaben im häuslichen Bereich verschiedene Lebensgewohnheiten haben. So will die Hausfrau beispielsweise das Gerät leicht abstauben können. Wenn spielende Kinder vorhanden sind, sollte das Gehäuse eines Fernsehempfängers verschließbare Türen haben — und so weiter und so fort.

In den Bereich der Funktionen sind auch die Bedienungselemente einbezogen. Sie müssen, wenn sie wirklich bedient werden sollen, übersichtlich und griffbereit an der Frontseite liegen. Man sollte sie automatisch finden, ohne überlegen zu müssen. Hier bietet offenbar die asymmetrische Anordnung der Drehknöpfe eine bessere Lösung als die traditionelle Konstruktionstechnik mit symmetrisch an der Frontseite gruppierten Bedienungselementen. Von der Funktion her gesehen, sind die modernen kleinen Zylinder-Drehknöpfe vorteilhafter als die bisher üblichen großflächigen Kombinationsknöpfe. Die Auffassungen über die Anzahl der Bedienungselemente sind in den einzelnen Ländern verschieden. In Deutschland beispielsweise möchte der Kunde für sein Geld viele kleine Knöpfchen und Tasten sehen. Im Gegensatz dazu bevorzugt man in den USA den Empfänger mit einem Minimum an Bedienungseinheiten.

Bei der Produktgestaltung muß auch der jeweilige Abnehmerkreis berücksichtigt werden. Wie die Marktforschung zeigt, gibt es verschiedene Abnehmergruppen. Jede Gruppe stellt besondere Funktionen in den Vordergrund. Um einen genauen Überblick zu erhalten, wird hier außer dem Psychologen auch der Soziologe gehört werden müssen. Eine namhafte Firma glaubt, in der Verschiedenartigkeit der Käufergruppen und ihrer Präferenzen neue Entscheidungen für Produkt- und Marktpolitik zu sehen. Je nach der Einstellung zum Rundfunk- oder Fernsehgerät und zu den einzelnen Geschmacksrichtungen kann man daraus eine Spezialisierung der Produktion für den einzelnen Fabrikanten ableiten. Beispiele hierfür bietet der deutsche Markt, wenn man an die neuen HI-FI-Bausteine denkt, an Universalsuper für Reise, Heim und Auto, an Zweitempfänger, an typische Autosuper usw. Andere Beispiele zeigen die einzelnen Fertigungsprogramme für Geräte mit starkem Möbelcharakter, für Gehäuse im skandinavischen Stil oder in ganz moderner Aufmachung.

Der Fabrikant berücksichtigt heute bei seinen Gehäuseformen und der stilgerechten Ausstattung aber auch nationale und internationale Gesichtspunkte. In letzter Zeit sind die skandinavischen Gehäuse aus verschiedenen Gründen auf dem deutschen Markt zu einem Begriff geworden. Wenn man die Erzeugnisse beispielsweise der französischen oder der italienischen Industrie betrachtet, findet man hier einen starken nationalen Einschlag. Das typisch deutsche Gerät ist wegen seiner traditionsbewußten Form in der ganzen Welt bekannt und geschätzt. Es wäre denkbar, daß die Produktgestalter aus diesen verschiedenen nationalen Stilelementen eines Tages zu internationalen Gehäuseformen finden, die man in den meisten europäischen Ländern verkaufen kann. Natürlich soll es auch unter den international akzeptierten Gehäuseformen verschiedene Stilarten geben, je nach der Struktur der Abnehmergruppe.

Auch im Angebot der deutschen Industrie an Rundfunk- und Fernsehgeräten erkennt man die wachsende Bedeutung der Formen. Sie dürften in nächster Zeit immer mehr — ähnlich wie heute Preis und Technik — zu einem ausschlaggebenden Faktor werden. **Werner W. Diefenbach**

HF-Stereophonie - Grundlagen · Empfangstechnik · Service

Stereo-Übertragungen durch den Rundfunk könnte man auf verhältnismäßig einfache Weise verwirklichen. Da sich mit der Zweikanal-Wiedergabe ein sehr guter Stereo-Effekt erreichen läßt, würde es beispielsweise genügen, zwei Sender auf verschiedenen Frequenzen für die getrennte Übertragung der beiden Kanäle einzusetzen und auf der Empfängerseite dementsprechend zwei verschiedene Empfänger zu verwenden. Wegen des Mangels an Senderfrequenzen und des auf der Empfängerseite unzumutbaren Aufwandes

Summensignal ($L + R$) Es ist gleichzeitig das kompatible Signal, das mit einem Mono-Empfänger aufgenommen werden kann.

Außerdem wird in der Matrix aus den Einzelsignalen L und R durch Subtraktion das Differenzsignal ($L - R$) erzeugt, das die Richtungsinformation enthält. Um im Empfänger eine Trennung von Summen- und Differenzsignal zu ermöglichen, muß man das Differenzsignal in einen anderen Frequenzbereich umsetzen. Das erfolgt durch Amplitudenmodulation eines 38-kHz-

glied gelieferten Signal noch der sogenannte 19-kHz-Pilotton zugesetzt, aus dem man im Empfänger durch Frequenzverdopplung den 38-kHz-Hilfssträger wieder erhalten kann. Bild 2 zeigt das Frequenzspektrum des kompletten Stereo-Signals (Multiplex-Signal), mit dem der UKW-Sender in üblicher Weise frequenzmoduliert wird.

Das FCC-System verwendet außerdem noch den sogenannten SCA-Kanal (Subsidiary Communications Authorisation) zur gleichzeitigen Übertragung von Hintergrundmusik für Warenhäuser, Gaststätten usw. Der dabei benutzte 67-kHz-Hilfssträger ist in den USA frequenzmoduliert. In Deutschland wird der SCA-Kanal nicht übertragen; möglicherweise kann er zu einem späteren Zeitpunkt noch Bedeutung bekommen.

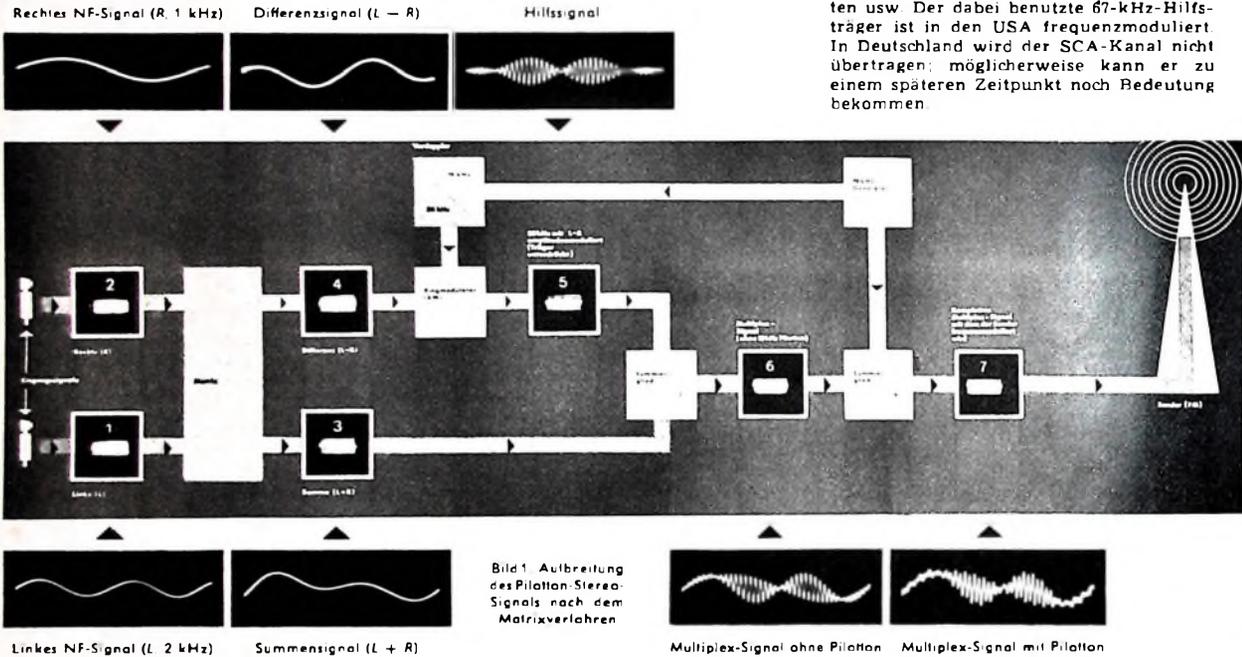


Bild 1: Aufbereitung des Pilotton-Stereo-Signals nach dem Matrixverfahren

ist dieses Zwei-Sender-Verfahren aber ungeeignet. Außerdem müssen Stereo-Rundfunksendungen kompatibel sein, das heißt, man muß sie auch mit den bisher üblichen Mono-Empfängern in unverminderter Qualität als Mono-Sendung empfangen können.

FCC-System

Das in den USA genormte FCC-System wurde auch von Deutschland übernommen. Dieses Stereo-Rundfunkverfahren ist kompatibel, und beide Informationen werden über einen einzigen Sender ausgestrahlt. UKW-Empfänger in Mono-Technik liefern auch beim Empfang von Stereo-Sendungen eine einwandfreie Mono-Wiedergabe. Vom CCIR wurde für dieses Verfahren die Bezeichnung Pilottonverfahren vorgeschlagen.

Modulationssignal

Im Studio werden die Tonfrequenzsignale für den linken Kanal (L) und den rechten Kanal (R) getrennt aufgenommen und dann einer Matrixschaltung zugeführt (Bild 1). In der Matrix entsteht durch Addition der beiden Einzelsignale das

Hilfssträger mit dem ($L - R$)-Signal. Bei dieser Modulation wird der Hilfssträger unterdrückt, so daß nur die Seitenbänder (Frequenzbereich 23...53 kHz) übrigbleiben. Man bezeichnet das Frequenzband von 23...53 kHz als Hilfskanal und den Bereich von 30 Hz...15 kHz, der das Summensignal enthält, als Hauptkanal. Das Summensignal und die Seitenbänder des modulierten Hilfssträgers werden dann in einem Summierglied addiert. Da man aber im Empfänger zur Rückgewinnung des Differenzsignals den unterdrückten Hilfssträger benötigt, wird dem vom Summier-

Neben dem hier beschriebenen Matrixverfahren zur Aufbereitung des Stereo-Signals gibt es noch das sogenannte Abtastverfahren¹⁾, das sich zwar grundsätzlich vom Matrixverfahren unterscheidet, jedoch das gleiche Multiplex-Signal liefert.

Normung

Für das Stereo-Multiplex-Signal hat man verschiedene Normvorschriften festgelegt. So muß beispielsweise die Preemphasis (Vorverzerrung) von 50 µs genau eingehalten werden, und der Phasen- und Amplitudengang sollen im Hauptkanal und Hilfskanal weitgehend übereinstimmen, damit bei der Decodierung im Empfänger das Übersprechen vom linken zum rechten Kanal klein bleibt. Die Übersprechbedingung läßt sich leichter verwirklichen, wenn die Preemphasis vor der Summen- und Differenzbildung erfolgt.

Die Pilottonfrequenz soll quarzgesteuert sein, damit die notwendige Frequenzkon-

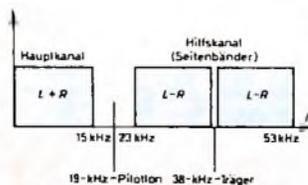


Bild 2: Frequenzspektrum des kompletten Multiplex-Signals

¹⁾ Aufbereitung von Stereo-Rundfunksignalen nach dem Abtastprinzip. Funk-Technik Bd. 18 (1963) Nr. 21, S. 787-788

stanz von 19 kHz \pm 2 Hz garantiert werden kann. Außerdem muß der 38-kHz-Hilfs-träger so weit unterdrückt werden, daß die dadurch hervorgerufene Modulation des FM-Trägers kleiner als 1% ist (gemessen bei L = R = 400 Hz, ohne Pilotton). Für die Modulationsbandbreite ist der Bereich 30 Hz - 15 000 Hz festgelegt

Wenn nur ein rechtes (R) oder linkes (L) Signal mit der maximal zulässigen Amplitude vorhanden ist, darf der durch den Hauptkanal erzeugte Frequenzhub des FM-Trägers 45% des gesamten Hubes nicht überschreiten. Diese Bedingung gilt auch für den in diesem Falle durch die Summe der Seitenbänder des Hilfskanals verursachten Frequenzhub. Für die Modulation durch den Pilotton ist ein Hub von 10% zugelassen. Unter diesen Bedingungen soll der gesamte Modulationsfrequenzhub (einschließlich 10% für den Pilotton) 100% erreichen

Decodierung

Zum Stereo-Rundfunkempfang genügt es grundsätzlich, einen Stereo-Decoder, der aus dem Multiplex-Signal die Signale R und L für den linken und rechten Kanal erzeugt, zwischen den Radiodetektor-Ausgang und die beiden Eingänge des Stereo-NF-Verstärkers des Rundfunkempfängers zu schalten. Die Decodierung selbst kann dabei ebenso wie die Aufbereitung des Stereo-Signals nach zwei grundsätzlich verschiedenen Verfahren, dem Matrix- und dem Abtastverfahren, erfolgen. Außerdem sind aber noch verschiedene Kombinationen dieser beiden Verfahren möglich.

Matrix-Decoder

Der Matrix-Decoder zeichnet sich durch verhältnismäßig geringen Aufwand aus. Wie das Blockbild Bild 3 zeigt, wird hier das Multiplex-Signal, das der Radiodetektor liefert, im Eingang des Decoders in Summensignal, Pilotton und Hilfssignal

die Signale für den rechten und den linken Kanal

Zeitmultiplex-Decoder (Abtast-Decoder)

Um die Wirkungsweise des Abtastverfahrens zu erklären, ist im Bild 4 schematisch das Multiplex-Signal ohne Pilotton (wie es am Decodereingang nach Abtrennung des Pilottons vorliegt) dargestellt. Die Hüllkurven dieser Schwingung stellen die beiden Signale L und R dar (---- = rech-

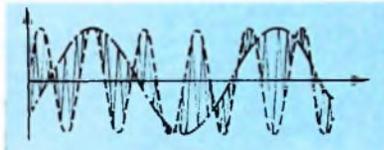


Bild 4. Multiplex-Signal ohne Pilotton (---- = rechtes Signal, - - - - = linkes Signal)

tes Signal, - - - - = linkes Signal; Frequenzverhältnis etwa 1:3,3, Amplitudenverhältnis 1:1). Wie man erkennt, liegen die Maxima der 38-kHz-Schwingung abwechselnd an der Hüllkurve für das rechte und das linke Signal. Die Signale L und R lassen sich zurückgewinnen, wenn man das Multiplex-Signal mit einem Umschalter, der synchron mit der Hilfssträgerfrequenz im 38-kHz-Takt arbeitet, abwechselnd an den linken und rechten NF-Kanal legt.

Das Blockbild eines derartigen Decoders zeigt Bild 5. Im Eingang wird der Pilotton abgetrennt und nach der Frequenzverdopplung auf 38 kHz einem elektronischen Umschalter zugeführt. Als Umschalter läßt sich beispielsweise ein Ringdemodulator verwenden, der den Vorteil hat, daß die Schaltspannung bei symmetrischem Aufbau nicht mehr an seinem Ausgang auftritt. Außerdem werden Störungen, die in den 19-kHz-Kanal gelangt sind, unter-

drückt. Um das Übersprechen klein zu halten, muß der Schalter synchron mit der Hilfssträgerfrequenz arbeiten, und die Öffnungs- und Schließungszeiten müssen gleich lang sein.

Hüllkurvendemodulation

Die Hüllkurvendemodulation ist eine Kombination des Matrix- und des Abtastverfahrens. Führt man das Multiplex-Signal mit dem aus dem Pilotton gewonnenen 38-kHz-Hilfssträger wieder zusammen, so erhält man eine amplitudenmodulierte Schwingung, deren obere Hüllkurve zum Beispiel dem Signal des linken und deren untere Hüllkurve dem des rechten Kanals entspricht. Durch Demodulation mit zwei verschieden gepolten Dioden, die an den Punkt der Signalführung angeschlossen sind, erhält man dann sofort die Signale R und L für den rechten und linken NF-Kanal.

Industrielle Stereo-Decoder

Die von der Rundfunkindustrie gelieferten Stereo-Decoder wenden alle eines der beschriebenen Verfahren an, wobei sich jedoch die Schaltungstechnik der nach demselben Prinzip arbeitenden Decoder im allgemeinen durch Feinheiten unterscheidet. Das Abtastverfahren benutzen beispielsweise die Decoder von Telefunken und Philips.

Bild 6 zeigt das Blockbild des mit Transistoren bestückten Philips-Decoders. Eingangsseitig filtert ein Parallelkreis aus dem Multiplex-Signal den 19-kHz-Pilotton aus. Er wird selektiv verstärkt und mit einem Zweiweggleichrichter auf 38 kHz verdoppelt. Daran schließt sich ein selektiver Nachverstärker an. Der Hilfssträger steht dann am Demodulator in richtiger Phasenlage und Amplitude als Schaltspannung für den Ringdemodulator zur Verfügung. Außerdem wird dem Demodulator das Multiplex-Signal über einen 67-kHz-Sperrkreis zugeführt, der das in den USA

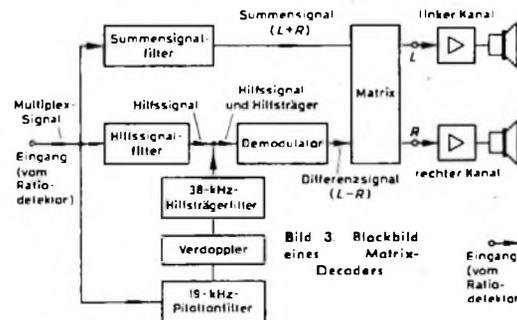


Bild 3. Blockbild eines Matrix-Decoders

getrennt. Während das Summensignal, das ja bereits als NF-Signal vorliegt, direkt zur Matrix gelangt, führt man den Pilotton einer Frequenzverdopplerschaltung zu, die den für die Demodulation des Hilfssignals erforderlichen 38-kHz-Träger erzeugt. Nachdem der Hilfssträger dem Hilfssignal zugesetzt ist, liegt ein übliches amplitudenmoduliertes Signal vor, das sich in einer geeigneten Demodulationsschaltung demodulieren läßt. Das gewonnene Differenzsignal (L - R) wird dann in der Matrix zum Summensignal addiert und subtrahiert. Auf diese Weise erhält man

$$(L + R) + (L - R) = 2L$$

$$(L + R) - (L - R) = 2R$$

und

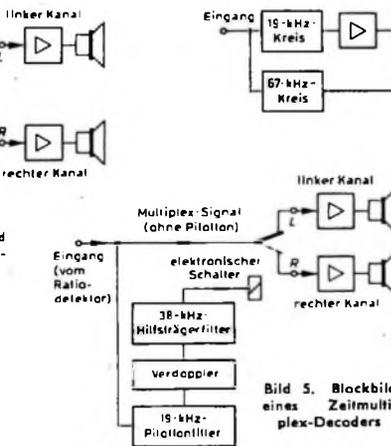


Bild 5. Blockbild eines Zeitmultiplex-Decoders

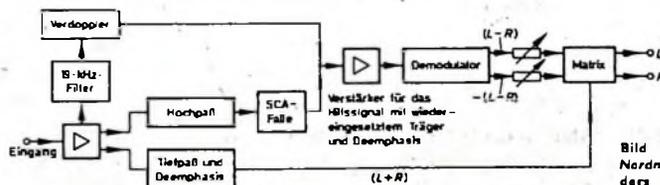


Bild 7. Blockbild des Nordmende-Stereo-Decoders (Matrix-Decoder)

Bild 6. Blockbild des Philips-Decoders

verwendete SCA-Signal unterdrückt. Nach der Demodulation erhält man direkt die Stereo-Signale L und R. Das infolge der Betriebsdämpfung des Ringdemodulators entstehende Übersprechen läßt sich mit dem Spannungskompensator auf Minimum einstellen.

Im Bild 7 ist das Blockschema des Nordmende-Stereo-Decoders dargestellt, der nach dem Matrixverfahren arbeitet.

Stereo-Anzeige

Für guten Stereo-Empfang ist eine korrekte Empfängerabstimmung auf den jeweiligen UKW-Sender notwendig, denn nur der richtige Abstimmungspunkt liefert

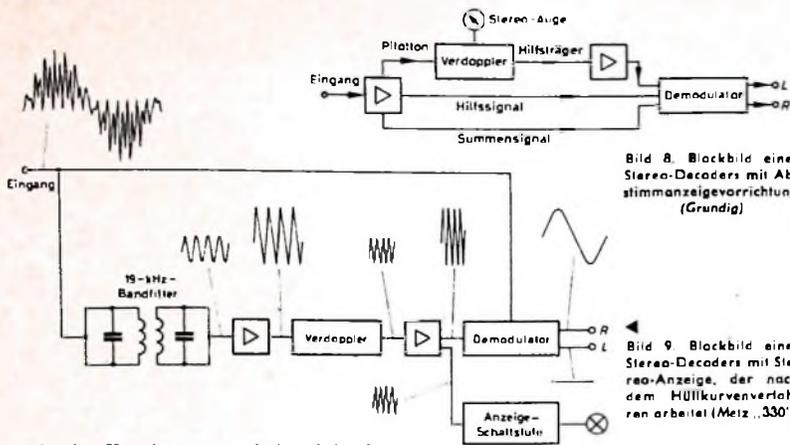


Bild 8. Blockbild eines Stereo-Decoders mit Abstimmungsanzeige (Grundrig)

optimale Kanaltrennung bei minimalen Verzerrungen. Bei Geräten mit UKW-Scharfabstimmautomatik ist stets für den richtigen Abstimmungspegel gesorgt. Empfänger ohne diese Abstimmungsanzeige verwenden manchmal besondere Abstimmungsanzeigevorrichtungen, bei denen die Anzeige von der Amplitude des Pilottons abhängt. Oft wird aber auch nur die Senderbetriebsart angezeigt.

Die hinter dem Gegentaktgleichrichter der Frequenzverdopplerstufe auftretende Gleichspannung, deren Höhe von der Stärke des Pilottons und damit der Feldstärke des UKW-Senders abhängt, läßt sich für die genaue Abstimmungsanzeige verwenden. Das von Grundig benutzte „Stereo-Auge“ – ein Gleichstrom-Drehspulinstrument – ist an diese Spannung angeschlossen (Bild 8). Da der 18-kHz-Pilotton nur vorhanden ist, wenn der Sender im Stereo-Betrieb arbeitet, zeigt das „Stereo-Auge“ auch gleichzeitig die jeweilige Senderbetriebsart an.

Bei einigen Decodern benutzt man zur Stereo-Anzeige ein Lämpchen, das beim Empfang einer Stereo-Sendung aufleuchtet. Beim Metz-Decoder „330“, der nach dem Hüllkurvenverfahren arbeitet, schließt sich an den 38-kHz-Verstärker eine Transistorschaltstufe im C-Betrieb mit einem Glühlämpchen im Collectorkreis an (Bild 8).

Der Pilotton läßt sich auch zur automatischen Stereo/Mono-Umschaltung ausnutzen. Wenn diese Automatik mit einem Relais arbeitet, dann ist eine besondere Schaltstufe notwendig, die beispielsweise einen Transistor mit Gleichstromrück-

kopplung enthält. Die Betriebsspannung für den Schalttransistor wird dabei meistens aus der Empfänger-Hilfsspannung gewonnen.

Service-Probleme

Für den Abgleich der Stereo-Decoder geben die einzelnen Hersteller genaue Abgleichanleitungen heraus. Allerdings muß für den Abgleich ein HF-Stereo-Signal vorhanden sein.

Der Abgleich könnte beispielsweise bei entsprechenden Stereo-Testsendungen erfolgen, die der Rundfunk ausstrahlen müßte. Besser ist es jedoch, einen Stereo-Abgleichsender zu verwenden, wie ihn heute zum Beispiel die amerikanische Firma Fisher liefert (Vertrieb in Deutschland durch Klein + Hummel³). Allerdings sind die Anschaffungskosten (etwa 2500 DM) so hoch, daß von dieser Möglichkeit wohl nur Großwerkstätten Gebrauch machen können. Da die meisten Stereo-Decoder heute noch nachträglich eingesetzt werden und das Austauschen für Service-Stellen leicht ist, könnte man in der Anfangszeit des Stereo-Rundfunkempfangs (ähnlich wie beim Fernseh-tuner-Austausch) mit Austausch-Decodern über die Werksvertretungen der Herstellerfirmen diffizile Service-Probleme lösen.

Werner W. Diefenbach

³ Gutschmidt, F.: Der Stereo-Generator „300“. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 7, S. 206-208

Persönliches

Direktor H. Hosang †

Nach kurzer schwerer Krankheit verstarb am 16. Oktober 1963 Direktor Heinz Hosang, Leiter der Hauptwerkabteilung von Siemens. Mit ihm verliert die deutsche Werbewirtschaft einen ihrer bedeutendsten Repräsentanten.

Heinz Hosang wurde am 24.3.1904 in Hagen/Westfalen geboren. 1928 trat er in die damalige „Literarische Abteilung“ der Siemens & Halske AG ein. Vor über 18 Jahren wurde er mit der Leitung der Hauptwerkabteilung betraut, deren erfolgreiche Wiedererrichtung und Ausbau zu einem alle Sparten der Werbung umfassenden Instrument sein Werk war. Im Januar 1963 wurde er zum Generalbevollmächtigten der Siemens & Halske AG und der Siemens-Schuckertwerke AG ernannt. Seine Erfahrungen stellte er zahlreichen Gremien zur Verfügung, in denen er Präsidialmitglied des Zentralausschusses für Werbewirtschaft (ZAW), Mitglied des Ausschusses für Absatzförderung im Bundesverband der Deutschen Industrie und stellvertretender Vorstand des Messeausschusses des ZVEI.



Prof. Dr. Runge 40 Jahre bei Telefunken

Professor Dr. Wilhelm T. Runge, der international bekannte Grundlagenforscher auf dem Gebiet der Funktechnik und besonders des Radars, feierte am 1. November sein 40jähriges Dienstjubiläum. Daran am 10. Juni 1895 in Hannover geborene Funkingenieur trat am 1. November

1923 in den Dienst der Elektronenforschung bei Telefunken und erhielt bald auf eine Schallung für Zwischenfrequenzempfänger ein Patent, das den Empfängerbau bis zum 2. Weltkrieg beherrschte. Er fand maßtechnische Verfahren und Berechnungsmethoden für die KW-Technik und entwickelte abstimmbare Sender mit hoher Frequenzkonstanz und Treffgenauigkeit. Besonders aber förderte er die Forschung auf dem Gebiete der Mikrowellen und erwarb sich große Verdienste um die Richtfunk- und Rückstrahltechnik, um Funknavigation und Funkortung. Ferner erweiterte er den Anwendungsbereich der Ultraschallwellen durch Arbeiten über mobile Sprechfunkgeräte.

Seit 1955 leitet Prof. Runge das damals neugegründete Telefunken-Forschungsinstitut in Ulm, dessen Arbeiten sich über das gesamte Fertigungsprogramm der Firma von der Strahlungsmeßtechnik bis zur Nachrichtenübertragung, von der Festkörperphysik bis zum Mikromodul und von der Speicherung von Fernsehprogrammen bis zur elektronischen Datenverarbeitung erstrecken.

G. Lübke 75 Jahre

Georg Lübke, gebürtiger Berliner, der 27 Jahre im aktiven Dienst bei der Deutschen Philips GmbH stand und zuletzt Direktor der Kölner Philips-Filiale war, beging am 27. Oktober im wohlverdienten Ruhestand seinen 75. Geburtstag.

H. Fuchs 50 Jahre

Der Leiter der Hauptabteilung Finanzen und Rechnungswesen der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, Hannover, Präkursor Dipl.-Volkswirt Hans Georg Fuchs, vollendete am 3. Oktober 1963 sein 50. Lebensjahr. Am 1. 8. 1933 trat er in die Gesellschaft ein und erhielt 1935 Praxura. Im März 1958 wurde er auch Präkursor bei der Elektro-Messehaus GmbH, einer Tochtergesellschaft der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG.



INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Novemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Ein deuteriumgefülltes 200-MW-Thyatron neuester Entwicklung

Gleichstrommotoren mit gedruckter Wicklung

Die internationale Fernmeßkonferenz

Die Benutzung von Kopplungen der Induktivitäten zur Kompensation des Anstiegs der Verstärkung mit der Frequenz bei Breitbandkettverstärkern

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 3,50 DM, Einzelheft 3,75 DM

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

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

Die Beurteilung der Katodengüte durch Impulsmessungen

Rundgang durch die internationale Fachmesse für Industrielle Elektronik

Elektronik in der Erdölindustrie

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

Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik

Diffundierte Kapazitätsdioden werden schon seit Jahren mit bestem Erfolg in Rundfunk- und Fernsehempfängern zur automatischen Scharfabstimmung eingesetzt. Die vergleichsweise geringen Fertigungstoleranzen und niedrigen Verlustwiderstände der Dioden BA 110, BA 111 und BA 112 haben daneben zu vielen anderen Anwendungen geführt. Hier wird nun gezeigt, daß die Kapazitätsdiode BA 111 grundsätzlich auch zur Abstimmung von UKW-Empfängern mit dem Frequenzbereich 87...104 MHz geeignet ist. Die wichtigsten Kennwerte dieser Diode bei 100 MHz und 2 V Sperrspannung sind in Tab. 1 zusammengestellt. Die Kapazität C der Diode hängt entsprechend der Beziehung

$$C = \frac{76,6[\text{pF} \cdot \text{V}^{1/2}]}{\sqrt{0,7[\text{V}] + U[\text{V}]}}$$

von der angelegten Sperrspannung U ab. Zur Abstimmung des UKW-Empfängers wird je eine Diode in die frequenzbestimmenden Kreise des Tuners eingesetzt und die Sendereinstellung durch Ändern der Sperrspannung vorgenommen. Die Sender können daher beispielsweise mit einem Potentiometer oder mit Drucktasten eingestellt werden, wobei es möglich ist, diese auch in größerer Entfernung vom Empfänger zu montieren, da die Zuleitungen keine Hochfrequenzspannung führen. Ein besonderer Vorteil der Abstimmung mit Kapazitätsdioden ist aber die Möglichkeit einer rein elektronischen Sendersuchautomatik. Eine solche Schaltung wird hier beschrieben.

Der UKW-Tuner der meisten handelsüblichen Transistorempfänger enthält eine breitbandige Vorverstärkerstufe, einen ab-

gestimmten Zwischenkreis und eine selbstschwingende Mischstufe mit abgestimmtem Oszillatorkreis.

Für eine kontinuierliche Abstimmung des UKW-Bereichs muß die Kapazität C₀ des Zwischenkreises im Verhältnis 1 : 1,43 verändert werden. Die für den Oszillatorkreis erforderliche Kapazitätsvariation ist geringer, da die Oszillatorfrequenz normalerweise über der Empfangsfrequenz liegt. Der Wert C₀ setzt sich zusammen aus der Diodenkapazität, der Kapazität des Abgleichtrimmers und den unvermeidlichen parasitären Kapazitäten. Bei sorgfältiger Auslegung der Schaltung und der Verdrehung des Tuners kann die insgesamt wirksame Parallelkapazität kleiner als

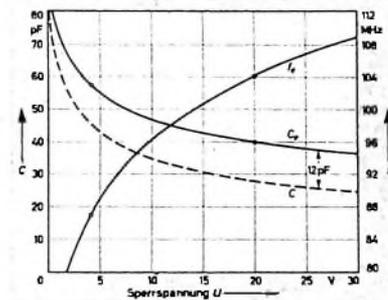


Bild 1. Kapazität C der Diode BA 111 sowie Gesamtkapazität C₀ und Resonanzfrequenz f des Zwischenkreises des UKW-Tuners als Funktion der an der Kapazitätsdiode liegenden Sperrspannung

gestimmten Zwischenkreis und eine selbstschwingende Mischstufe mit abgestimmtem Oszillatorkreis. Bei hoher Aussteuerung macht sich nämlich der nichtlineare Kapazitätsverlauf störend bemerkbar. Wie Bild 2 zeigt, tritt bei sinusförmiger Änderung der anliegenden Sperrspannung eine Gleichkomponente ΔC auf, wodurch die mittlere Kapazität von dem der Gleichvorspannung U

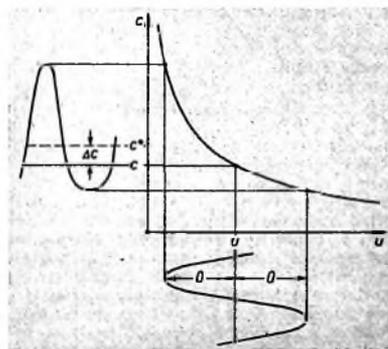


Bild 2. Einfluß der Kennlinienkrümmung bei hoher Wechselspannungsaussteuerung der Kapazitätsdiode

Ihr überlagerte Spitzenwechselspannung. Bei hoher Aussteuerung macht sich nämlich der nichtlineare Kapazitätsverlauf störend bemerkbar. Wie Bild 2 zeigt, tritt bei sinusförmiger Änderung der anliegenden Sperrspannung eine Gleichkomponente ΔC auf, wodurch die mittlere Kapazität von dem der Gleichvorspannung U

entsprechenden Wert C nach C* verschoben wird. Dadurch wird die Resonanzfrequenz des Kreises verringert und der Tuner verstimmt. Da dieser Gleichrichter-Effekt mit der Aussteuerung zunimmt, sollte bei der untersten Abstimmungsspannung von 4 V die Wechselspannung an den Kapazitätsdioden 1,5 V_{eff} möglichst nicht überschreiten. Falls im Bereich starker Sender eine höhere Wechselspannung auftritt, kann diese mit Hilfe einer automatischen Verstärkungsregelung der Vorstufe oder in einer Spannungsbegrenzerschaltung unschädlich gemacht werden.

Außer der möglichen C-Variation ist vor allem der Gütefaktor Q_C der Kapazitätsdiode von Bedeutung. Bei hohen Frequenzen gilt mit guter Näherung

$$Q_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_s}$$

Über die Diodenkapazität hängt der Gütefaktor von der anliegenden Spannung ab. Bei 4 V Sperrspannung und der untersten Empfangsfrequenz von 87 MHz hat die Diode BA 111 einen Gütefaktor Q_C ≈ 70. Da dieser Wert geringer ist als bei Drehkondensatoren mit Luftdielektrikum, müssen für eine ausreichende Selektivität der abgestimmten Kreise Spulen mit hoher Güte (zum Beispiel Q_L ≈ 200) verwendet werden.

Wenn der Empfangsbereich des Tuners zur Sendersuche automatisch durchlaufen werden soll, muß die Spannung an den Kapazitätsdioden – am besten periodisch – von 4 V auf 20 V ansteigen. Zur Erzeugung der

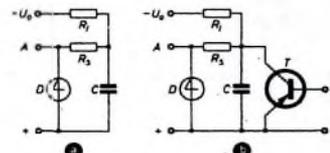


Bild 3. a) Freilaufender und b) gesteuerter Sägezahn-generator mit Vierschichtdiode zur Erzeugung der Abstimmungsspannung für die Kapazitätsdioden

Abstimmungsspannung eignet sich daher ein Sägezahn-generator nach dem im Bild 3a wiedergegebenen Prinzip. Über den Vorwiderstand R₁ wird der Kondensator C aufgeladen. Erreicht die Ladespannung die Schaltspannung der Vierschichtdiode D, dann zündet diese und entlädt den Kondensator über den Schutzwiderstand R₃. Wenn am Ende der Entladung der Haltestrom der Vierschichtdiode unterschritten wird, dann löscht sie wieder, und der Ladevorgang beginnt erneut. Die Abstimmungsspannung für die Kapazitätsdioden kann am Punkt A der Schaltung abgegriffen werden.

Damit die Kondensatorspannung bei Abstimmung auf einen einfallenden Sender konstant bleibt, muß der Ladevorgang von der Diskriminatorspannung gesteuert werden. Dazu wird, wie im Bild 3b gezeigt, dem Kondensator die Collector-Emitter-Strecke eines Transistors T, dessen Basis an den Tonfrequenzaustrag des Diskri-

Tab. 1. Kennwerte der Diode BA 111 bei 100 MHz und 2 V Sperrspannung

Kapazität C	55 ± 10 pF
Gütefaktor Q _C	67
Serienwiderstand R _s	0,5 Ω
Serieninduktivität L _s	5 nH
Abbruchspannung U _{ab}	> 20 V
zulässige Umgebungstemperatur T _{uob}	-50 ... +200 °C

gestimmten Zwischenkreis und eine selbstschwingende Mischstufe mit abgestimmtem Oszillatorkreis.

Für eine kontinuierliche Abstimmung des UKW-Bereichs muß die Kapazität C₀ des Zwischenkreises im Verhältnis 1 : 1,43 verändert werden. Die für den Oszillatorkreis erforderliche Kapazitätsvariation ist geringer, da die Oszillatorfrequenz normalerweise über der Empfangsfrequenz liegt. Der Wert C₀ setzt sich zusammen aus der Diodenkapazität, der Kapazität des Abgleichtrimmers und den unvermeidlichen parasitären Kapazitäten. Bei sorgfältiger Auslegung der Schaltung und der Verdrehung des Tuners kann die insgesamt wirksame Parallelkapazität kleiner als

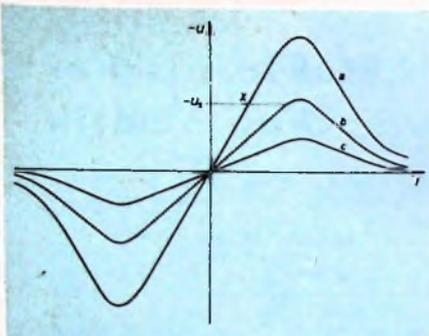


Bild 4. Diskriminatorkennlinien für verschiedene Empfangsfeldstärken

Bild 5. Schaltung des UKW-Empfängers mit elektronischer Sendersuchautomatik

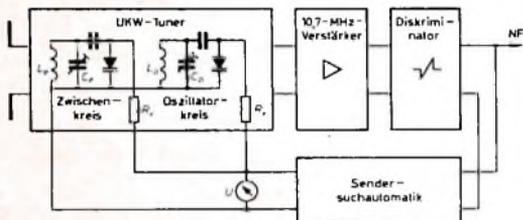


Bild 6. Blockschaltbild eines UKW-Empfängers mit Kapazitätsdiodenabstimmung und Sendersuchautomatik

minators angeschlossen ist, parallel geschaltet. Der Diskriminator muß unterhalb seiner Mittenfrequenz eine positive und oberhalb davon eine negative Spannung abgeben (s. Bild 4). Der Transistor ist dann bei steigender Abstimmfrequenz so lange gesperrt, bis die Diskriminatorspannung und damit seine Basis-Emitter-Spannung den Wert U_1 erreicht. Dann zieht er einen so hohen Collectorstrom, daß die Anladung des Kondensators unterbrochen und die Abstimmspannung konstant gehalten wird. Dabei ist allerdings der Empfänger nicht auf den Nulldurchgang der Diskriminatorkennlinie abgestimmt, sondern auf den Punkt X der negativen Flanke.

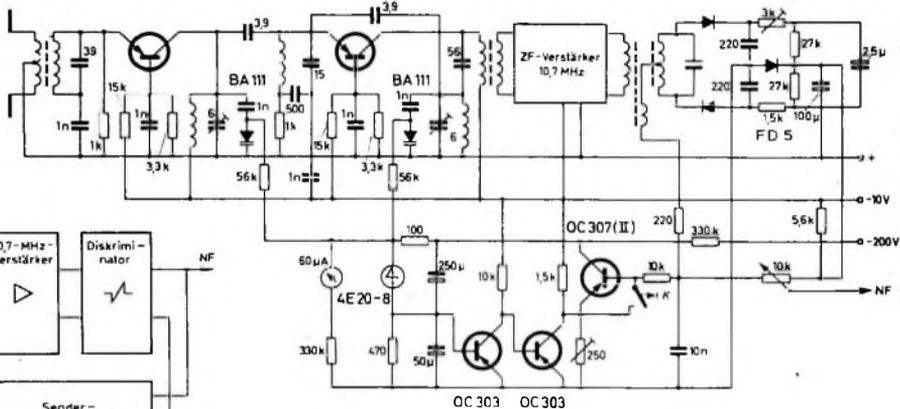
Der Empfang ist daher nur dann verzerrungsfrei, wenn die Steuerspannung U_1 klein ist gegenüber dem Maximalwert der Diskriminatorspannung. Bei der Kurve a des Bildes 4 ist die Abstimmgenauigkeit noch zufriedenstellend. Bei einem etwas schwächer einfallenden Sender (Kurve b) ergeben sich jedoch erhebliche Verzerrungen. Außerdem führt hier schon eine geringfügige Verminderung der Empfangsfeldstärke dazu, daß die Abstimmung auf den nächsten Sender weiterläuft. Auf einen Sender noch geringerer Feldstärke, der eine Diskriminatorspannung entsprechend Kurve c liefert, spricht die Schaltung nicht mehr an.

Die Suchautomatik wird wesentlich verbessert, wenn sich die Abstimmfrequenz nach dem Einfangen eines Senders selbsttätig auf den Nulldurchgang der Diskri-

minatorkurve zurückregelt. Eine Schaltung, die diesen Bedingungen genügt, wurde bei dem Versuchsaufbau des im Bild 5 gezeigten Empfängers verwendet und wird mit diesem zusammen beschrieben.

Bild 6 zeigt das Blockschaltbild des Empfängers. Die Kapazitätsdioden sind an Stelle der Drehkondensatoren in den Zwischen- und Oszillatorkreis des UKW-Tuners geschaltet. Sie bilden zusammen mit je einem Entkopplungs- und einem Trimmerkondensator die Kreiskapazitäten C_e und C_o . Die Abstimmspannung wird über Vorwiderstände R_V zugeführt, die so hochohmig sind, daß die Kreise nicht zusätzlich bedämpft werden. Als Empfänger-

stand kurzgeschlossen und der Emitter des OC 307 (II) auf annähernd Pluspotential gelegt, so daß er nur noch geringe Basis-Spannung benötigt, um weiterhin Strom zu führen. Um diese Spannung möglichst klein zu halten und die Abstimmgenauigkeit des Gerätes zu erhöhen, wurde das Grundpotential der Diskriminatorschaltung mit Hilfe der in Durchlaßrichtung vorgespannten Diode FD 5 um einige hundert Millivolt angehoben. Die Abstimmung wird dadurch beim Einfangen eines Senders automatisch und mit ausreichender Genauigkeit auf die Frequenz des Nulldurchgangs der Diskriminatorkurve zurückgeregelt. Die Schaltung wirkt daher gleichzeitig als extrem starke Scharf-



abstimmung, so daß Temperatur- und Betriebsspannungseinflüsse weitgehend kompensiert werden.

Wenn ein anderer Sender eingestellt werden soll, dann muß der Druckkontakt K kurzzeitig geschlossen werden. Dadurch wird die Regelung der Kondensatorspannung unterbrochen, so daß diese bis zum Einfangen des nächsten Senders ansteigt.

Wegen ihres geringen Platzbedarfs und der mechanischen Unempfindlichkeit ist die hier beschriebene elektronische Schaltung einer Suchautomatik mit Motorantrieb in vieler Hinsicht überlegen. Andererseits hat sie gegenüber dieser aber auch einige Nachteile. So beginnt zum Beispiel, wenn das Gerät abgeschaltet war, der Suchvorgang immer bei der untersten Frequenz und nicht wie bei der Motorautomatik bei dem zuletzt vor dem Abschalten eingestellten Sender. Außerdem besteht bei starken Feldstärkeschwankungen am Empfangsort, wie sie zum Beispiel bei Autoempfängern vorkommen, die Gefahr, daß die Diskriminatorspannung kurzzeitig unter den zur Spannungsregelung erforderlichen Wert absinkt und dann die Abstimmung auf den nächsten Sender weiterläuft. Diese Nachteile können aber sicher in manchen Fällen in Kauf genommen oder durch zusätzliche Maßnahmen verhütet werden. Viel mehr fällt ins Gewicht, daß diese Art der Abstimmung vorerst nur für den UKW-Bereich möglich ist, da Dioden mit der für den Mittelwellenbereich erforderlichen Kapazitätsvariation und Gleichaltoleranz noch nicht zur Verfügung stehen.

Schrifttum
Keller, H., Lehmann, M., U. Mielich, L.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. radio mentor Bd 22 (1982) Nr. 8, S. 61

Magnetische Spannungskonstanthalter

1. Einleitung

In zunehmendem Maße werden für Meßgeräte und für die verschiedensten Aufgaben innerhalb der Elektronik konstante Betriebsspannungen gefordert. Das Starkstromnetz genügt zwar hinsichtlich der Frequenzkonstanz den üblichen Anforderungen, jedoch nicht in bezug auf die Amplitudenkonstanz, da diese je nach der Belastung des Netzes größeren Schwankungen unterworfen ist. Dabei kommen sowohl langsame Spannungsschwankungen als auch kurzzeitige Änderungen in Betracht. Viele elektronische Bauelemente verlangen für eine hohe Lebensdauer eine möglichst konstante Spannung, so zum Beispiel die sogenannten Langlebensdaueröhren für ihre Heizung. Frequenzstabile Oszillatoren benötigen ebenfalls hochkonstante Versorgungsspannungen. Der magnetische Konstanthalter ist ein geeignetes Hilfsmittel bei der Erstellung solcher konstanten Spannungen und zeichnet sich gegenüber anderen Anordnungen durch hohe Verschleißfestigkeit aus. Bisher wurden derartige Gleichhalter vorwiegend in der Industrie angewandt. Der nachstehende Beitrag soll Anregungen zum Entwurf solcher Spannungskonstanthalter geben.

2. Wirkungsweise

Die Regelwirkung eines magnetischen Gleichhalters beruht auf dem Sättigungseffekt magnetischer Materialien. Der im Schenkel eines Transformatorkerns herrschende Fluß ändert sich bei großen Spannungsschwankungen infolge Sättigung nur wenig, weshalb auch die auf demselben Kern aufgetragene Sekundärwicklung nur geringe Spannungsänderungen erfährt. Der noch vorhandene kleine Spannungsanstieg bei einer Netzspannungserhöhung wird mit Hilfe einiger Windungen einer dem Transformator in Reihe geschalteten Eisendrossel mit Luftpalt kompensiert. Die Schaltungsanordnung des Gleichhalters selbst läßt einige Variationen zu.

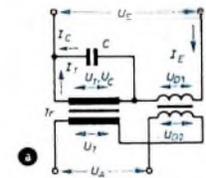
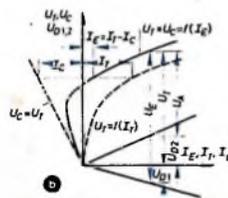


Bild 1a. Schaltung eines magnetischen Spannungskonstanthalters

Bild 1b. Wirkungsweise des magnetischen Spannungskonstanthalters nach Bild 1a



Mit den Bildern 1a und 1b läßt sich die Wirkungsweise erklären. Die Spannung U_T am Transformator ist mit I_T über die Magnetisierungskennlinie des Transformators verknüpft. Die Spannung $U_C = U_T$ steigt dagegen linear mit dem Kondensatorstrom

I_C an. Da der Strom I_T der Spannung U_T um 90° nachhilt und der Strom I_C der Spannung U_C um 90° voreilt, entsteht zwischen I_T und I_C eine Phasenverschiebung von 180° , so daß sich ihre Beträge subtrahieren ($I_E = I_T - I_C$).

Daraus ergibt sich der Gesamtstrom I_E , den der Gleichhalter aufnimmt. Der primärseitige Spannungsabfall an der Luftpalt-Drossel ist dem Eingangsstrom proportional und mit U_T in Phase. Somit gilt für Primär- und Sekundärseite

$$U_R = U_T + U_{D1} \quad \text{und} \quad U_A = U_T - U_{D2}$$

Man sieht aus der Kennlinie (Bild 1b), daß die Ausgangsspannung U_A (Differenz zwischen U_T und U_{D2}) in einem großen Bereich konstant bleibt. Der Einfachheit halber wurde die Wirkungsweise des Gleichrichters nur für den sekundären Leerlauf erklärt. Bei Belastung entsteht noch eine zusätzliche Phasenverschiebung, die eine algebraische Summierung nicht mehr erlaubt.

3. Eigenschaften

Magnetische Konstanthalter erreichen bei konstanter Belastung Regelgenauigkeiten von etwa $\pm 0,1\%$ für Netzänderungen von $\pm 15\%$. Die relativ große Frequenzabhängigkeit, die den magnetischen Gleichhaltern eigen ist, beträgt für 1% Frequenzänderung etwa $1,5\%$ Spannungsänderung. Diese Angabe ist heute jedoch von geringerer Bedeutung, da die Frequenzkonstanz des Netzes im allgemeinen weit unter 1% liegt.

Die Ausregelung von Spannungsänderungen erfolgt in etwa 50 ms, so daß auch kurze Spannungsstöße gut ausgeregelt werden.

Wegen der magnetischen Sättigung des Eisenkerns liegen die Wärmeverluste höher als beim normalen Netztransformator. Es werden bei Vollast Betriebstemperaturen von 80°C erreicht. Infolge der hohen Eisensättigung entstehen ungeradzahlige Harmonische der Netzfrequenz. Für die 3. Harmonische wurden 20% und für die 5. Harmonische 5% Spannungsamplitude gemessen. Wegen der hohen magnetischen Verluste liegt der Wirkungsgrad der Konstanthalter bei etwa 50% der jeweiligen Transformatorwirkungsgrade.

4. Zweckmäßige Schaltung

Für die zahlreichen Schaltungsarten eines derartigen Spannungskonstanthalters hat sich die im Bild 3 gezeigte Schaltungsanordnung bezüglich ihrer regeltechnischen Eigenschaft als besonders zweckmäßig erwiesen. Der Transformator hat einen Mittelabgriff, der über die Drossel mit dem Netz verbunden ist. Die bei einer solchen Anordnung gemessene Regelkennlinie zeigt Bild 2. In Abhängigkeit von der Eingangsspannung $0 \dots 300\text{V}$ wurden die Transformatorspannung U_T , die Drosselspannung U_{D1} , der Eingangsstrom I_E und die Ausgangsspannung U_A bei sekundärem Leerlauf aufgenommen. Bei etwa $90 \dots 100\text{V}$ treten sprunghafte Änderungen von U_T , U_{D1} und I_E auf, die der Charakteristik derartiger Schaltungen mit gesättigten

Eisenkernen und Kondensatoren eigen sind. Gleichzeitig bestimmt der sprunghafte Spannungsanstieg die untere Spannungsgrenze für die Brauchbarkeit des Konstanthalters. Er läßt sich durch Vergrößern der Drosselinduktivität nach höheren Spannungswerten verschieben und umgekehrt. Ferner kann man durch verschiedenen dichten Stopfen des Transformators den Sättigungspunkt verlagern. Entfernen von Blechen ruft eine frühere Sättigung hervor und vermindert gleichzeitig die Windungsspannung des Transformators.

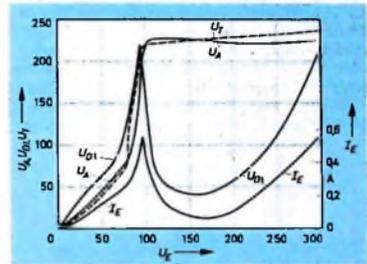


Bild 2. Gemessene Kennlinien eines Konstanthalters nach Bild 3

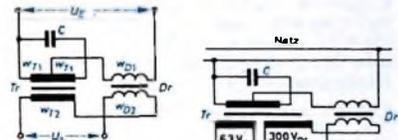
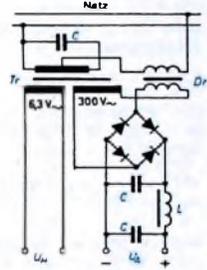


Bild 3. Zweckmäßige Schaltung für einen magnetischen Spannungskonstanthalter

Bild 4. Schaltung eines magnetisch stabilisierten Netzanschlußgerätes



Da in ihm im Sättigungszustand etwa eine Induktion von $18\,000\text{G}$ auftritt, ergibt sich für die Windungsspannung der 1,5fache Betrag der üblichen Spannung bei $12\,000\text{G}$. Es ist verständlich, daß die Sekundärwicklung des Transformators nicht nur für 220V ausgelegt werden muß, sondern praktisch jeden beliebigen Wert annehmen kann, ohne daß dabei die Regелеigenschaften des Gleichhalters verschlechtert werden. Es entfällt somit ein weiterer Zwischentransformator zur Spannungsanpassung, wenn zum Beispiel nur die Röhrenheizungen eines Verstärkers konstant gehalten werden sollen. Ebenso läßt sich eine stabilisierte Anodenspannung erzeugen, die nach erfolgter Stabilisierung in üblicher Weise dem Gleichrichter und den Glättungsmitteln (Kondensatoren und Drosseln) zugeführt wird (Bild 4).

5. Entwurf eines Spannungsgleichhalters

Aus der sekundärseitig zu entnehmenden Leistung bestimmt man den notwendigen Eisenquerschnitt Q des Transformators nach der Nähungsformel

$$Q = 1,3 \sqrt{N} \quad [\text{cm}^2] \quad (1)$$

(N Leistung in VA). Bei der hohen Induktion von $\approx 18\,000\text{G}$ ergibt sich die primärseitige Windungszahl w zu

$$w = 28 \cdot \frac{U}{Q} \quad [\text{Wdg.}] \quad (2)$$

Die Vorschalt-drossel soll eine Induktivität von

$$L \approx 0,7 \cdot L_a \quad [H] \quad (3)$$

haben (L_a Anfangsinduktivität des Transformators). Ihre Kerngröße ergibt sich bei einem angenommenen Luftspalt von 0,5 bis 1 mm und dem dazu notwendigen Wickelraum von selbst. Da der Primärstrom wegen der zusätzlichen Blindströme erheblich größer sein kann, legt man etwa zwei Drittel des Wickelraumes für die Primärwicklung aus.

Die notwendige kapazitive Vorbelastung des Transformators bestimmt die Kondensatorgröße. Wird sie zu klein gewählt, erreicht man die für die Regelwirkung gewünschte Sättigung des Transformators nicht. Im anderen Fall steigen die Blindströme an und erzeugen unnötig Verlustwärme. Als Richtgröße sei das Verhältnis

$$\frac{\omega L}{1} = \omega^2 LC \approx 0,8 \cdot 0,8 \quad (4)$$

angeführt (ωL Wechselstromwiderstand des Transformators im Leerlauf).

6. Berechnungsbeispiel

Es soll ein magnetischer Spannungsgleichhalter für eine Ausgangsleistung von 30 VA bei 6,3 V berechnet werden.

Nach Gl (1) ergibt sich der erforderliche Eisenquerschnitt zu

$$Q = 1,3 \sqrt[3]{30} = 7,12 \text{ cm}^3.$$

Der nächstliegende Norm-Querschnitt ist M 74 mit $Q = 7,8 \text{ cm}^3$. Die Primärwindungszahl ist nach Gl. (2)

$$w = 28 \cdot \frac{220}{7,6} = 810 \text{ Wdg}$$

Für die stärker belastete Wicklungshälfte wird die Drahtdicke mit 0,5 mm ϕ und für die andere Seite mit 0,4 mm ϕ gewählt. Die Anfangsinduktivität des Transformators ist dann für Dynamoblech IV gerade 1 H, so daß sich für die Vorschalt-drossel etwa 0,7 H ergibt. Zur Verwirklichung dieser Induktivität benötigt man auf dem Normschnitt EI 78 bei einem Drahtdurchmesser von 0,5 mm und einem Luftspalt von 0,7 mm rund 900 Wdg. Dabei bedeutet 0,7 mm Luftspalt, daß das Joch vom Kern um 0,7/2 = 0,35 mm entfernt ist. Die Kondensatorgröße ergibt sich für 50 Hz mit $\omega = 2\pi f = 314 \text{ s}^{-1}$ nach Gl. (4) zu

$$C = \frac{0,6}{\omega^2 L} = \frac{0,6}{314^2 \cdot 1} \approx 6 \mu\text{F}$$

Den mittleren Anzapfungswert für die Sekundärwicklung ergibt die Faustformel

$$w = 28 \cdot \frac{6,3 \cdot 1,1}{7,6} = 25,5 \text{ Wdg.}$$

(gewählter Drahtdurchmesser = 1,6 mm). Anzapfungen erhält sie bei 22 Wdg., 25 Wdg. und 28 Wdg.

Für die Kompensationswicklung werden 2 Wdg., 3 Wdg. und 5 Wdg. vorgesehen. Die Vorausberechnung wurde durchgemessen und im Bild 5 als Kennlinie dargestellt. Für die Sekundärwicklung waren 28 Wdg. erforderlich, um bei voller Belastung 6,5 V zu erhalten. Den günstigsten Regelabgleich erhielt man bei 4,5 Kompensationswindungen, wobei eine Konstanz von $\pm 0,1\%$ für $\pm 15\%$ Eingangs-

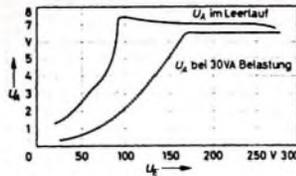


Bild 5 Regelkennlinien des berechneten Konstanthalters im Leerlauf und bei voller Belastung

änderung erreicht wurde. Das Beispiel zeigt anschaulich, daß sich die Sekundärwindungszahl vorher nicht genau ermitteln läßt.

Als weitere Ausführungsgrößen solcher Konstanthalter sind in Tab. I vier weitere Typen mit ihren Kenndaten zusammengestellt, die ebenfalls praktisch erprobt wurden. Der kleinere Typ (entnehmbare Leistung etwa 2 bis 3 VA) dürfte sich besonders für Röhrenvoltmeterschaltungen eignen, da es sich dabei meistens um die Aufgabe handelt, die Heizspannung einer einzigen Röhre genau konstant zu halten. Der größte Typ ist ein Spannungskonstanthalter für 200 VA Nennlast. Die Oberwellen dieses Gleichhalters liegen bei ohmscher Belastung in der gleichen Größenordnung wie bei den anderen. Es läßt sich ohne weiteres keine größere Oberwellenfreiheit erreichen, wenn man nicht zusätzliche Schaltelemente aufwenden will. Grundsätzlich ist es möglich, hinter den

magnetischen Gleichhalter einen Tiefpaß zu schalten. Der Aufwand ist bei diesen Leistungen jedoch schon beträchtlich, so daß die Vorteile des magnetischen Gleichhalters in bezug auf einfache Schaltung und geringen Aufwand in Frage gestellt werden.

Trotzdem wurde ein Versuch gemacht, mit diesem Gleichhalter ein Fernsehgerät zu betreiben. Es zeigte sich bei Betrieb des Fernsehgerätes „FE 251“ mit dem Konstanthalter, daß das Gerät grundsätzlich arbeitete. Die Anodenspannung sank jedoch von 245 V bei Netzbetrieb auf 210 V bei Betrieb mit Konstanthalter ab. Diese Spannungsverminderung äußerte sich natürlich in der Empfangsleistung des Gerätes. Der Grund hierfür liegt vor allem in dem Einweggleichrichter des Fernsehgerätes und in der oberwellenhaltigen Wechselspannung. Für einen einwandfreien Betrieb müßte man den Konstanthalter noch wesentlich größer auslegen, damit er auch in der Lage ist, den Spitzenstrombedarf für den Gleichrichter zu decken. Auch hier werden Wirtschaftlichkeitsüberlegungen nicht für den Einsatz eines magnetischen Gleichhalters für Fernsehgeräte sprechen.

Da bei allen magnetischen Konstanthaltern die Ausgangsspannung nicht sinusförmig ist, müssen beim Abgleich auf konstanten Effektivwert Drehzeilen- oder Thermoinstrumente verwendet werden. Ein Abgleich, bei dem Effektiv- und Mittelwert gleichzeitig konstant gehalten werden sollen, ist nicht möglich. Der Un-

Tab. I. Kenndaten für fünf verschiedene Spannungskonstanthalter

Größe	Transformator (Dynamoblech IV)	Drossel (Dynamoblech IV)	MP-Kondensator C	Wirktungsgrad	Konstanz für $U_A \pm 15\%$
76 VA 220 V/220 V	M 102a x 35 Q = 12,2 cm ³ $w_{T1} = 2 \times 290$ Wdg. 0,6 u. 0,5 mm ϕ $w_{T2} = 600$ Wdg. 0,4 mm ϕ	EI 84a x 28 Q = 7,8 cm ³ Luftspalt 1 mm $w_{D1} = 800$ Wdg. 0,6 mm ϕ $w_{D2} = 150$ Wdg. 0,4 mm ϕ	10 μF 220 V ~	0,51	$U_A \pm 0,2\%$
30 VA 220 V/6,3 V	M 74 x 32 Q = 7,8 cm ³ $w_{T1} = 2 \times 405$ Wdg. 0,5 u. 0,4 mm ϕ $w_{T2} = 28$ Wdg. 1,0 mm ϕ	EI 78 x 28 Q = 6,8 cm ³ Luftspalt 0,7 mm $w_{D1} = 900$ Wdg. 0,5 mm ϕ $w_{D2} = 4,5$ Wdg. 1,0 mm ϕ	6 μF 220 V ~	0,38	$U_A \pm 0,1\%$
7 VA 220 V/6,3 V	M 56 x 20 Q = 3,4 cm ³ $w_{T1} = 2 \times 900$ Wdg. 0,28 u. 0,25 mm ϕ $w_{T2} = 63$ Wdg. 0,8 mm ϕ	EI 60 x 20 Q = 4 cm ³ Luftspalt 0,5 mm $w_{D1} = 2000$ Wdg. 0,25 mm ϕ $w_{D2} = 6$ Wdg. 0,8 mm ϕ	2,5 μF 220 V ~	0,35	$U_A \pm 0,1\%$
2...3 VA 220 V/6,3 V	M 42 x 16 Q = 1,8 cm ³ $w_{T1} = 2 \times 1800$ Wdg. 0,12 mm ϕ $w_{T2} = 130$ Wdg. 0,4 mm ϕ	M 42 x 16 Q = 1,8 cm ³ Luftspalt 0,5 mm $w_{D1} = 4000$ Wdg. 0,12 mm ϕ $w_{D2} = 30$ Wdg. 0,4 mm ϕ	0,6 μF 220 V ~	0,3	$U_A \pm 0,1\%$
200 VA 220 V/220 V	EI 130 b x 46 Q = 15,7 cm ³ $w_{T1} = 2 \times 186$ Wdg. 1,2 u. 1 mm ϕ $w_{T2} = 395$ Wdg. 1 mm ϕ	EI 130 a x 36 Q = 12,2 cm ³ Luftspalt 1,0 mm $w_{D1} = 470$ Wdg. 1 mm ϕ $w_{D2} = 110$ Wdg. 1 mm ϕ	20 μF 220 V ~	0,55	$U_A \pm 0,2\%$

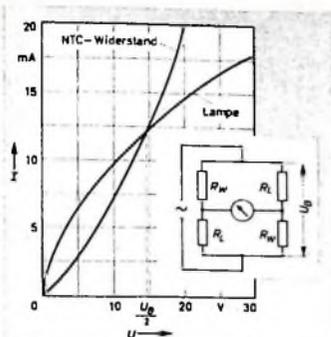


Bild 6. Brückenschaltung zur Messung der Konstanz der Ausgangswachslspannung und Kennlinien der verwendeten nichtlinearen Brückenwiderstände

terschied zwischen den beiden Abgleicharten ist jedoch gering, zum Beispiel ergaben im angeführten Beispiel 4,5 Wdg

den Abgleich für den Effektivwert und 6 Wdg. den Abgleich für den Mittelwert. Für die Prüfung der Konstanz der Gleichhalter wurde eine Brückenschaltung aus nichtlinearen Widerständen angewandt. Die üblichen Ausschlagmessungen sind bei Spannungsänderungen unter 0,5 % nicht mehr genau genug und erschweren die Abgleichbarkeit. Die Schaltung der Brücke zeigt Bild 6. Die beiden Zweige sind aus je einem Widerstand mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten (Metallfadenslampe und NTC-Widerstand) aufgebaut. Eine solche Brücke ist auf die doppelte Spannung, die sich aus dem Kennlinienschnittpunkt der verwendeten Widerstandsmaterialien ergibt, abgeglichen. Die Kenngröße für die nichtlinearen Widerstände bildet der Quotient $\Delta U/\Delta I$. Bei der verwendeten 15-W-Wolframlampe ist $R_L \approx 2000 \text{ Ohm}$ und $R_w \approx 750 \text{ Ohm}$. Eine Änderung der Brücken-

spannung U_B um ΔU bewirkt dann an den Diagonalpunkten eine Spannungsdifferenz von

$$U_D = \frac{R_L - R_w}{R_L + R_w} \cdot U \text{ [V].}$$

Ändert sich zum Beispiel U_B um 1 V, dann entsteht an den Diagonalpunkten eine Spannung von

$$U_D = \frac{2000 - 750}{2000 + 750} \cdot 1 = 0,455 \text{ V.}$$

Aus der relativ geringen zu erwartenden Diagonalspannung läßt sich auf die notwendige Spannungsempfindlichkeit des Anzeigelinstrumentes schließen. Die Brückenwiderstände selbst müssen in einem dichten Gehäuse untergebracht werden, da sonst die im Raum fast immer vorhandene Luftströmung die Brückenarme ungleich abkühlen würde und das Anzeigelinstrument nicht zur Ruhe kommt.

Verstärkungsregelung in transistorisierten Fernsehempfängern

Der nachstehende Aufsatz enthält Schaltungsvorschläge für eine getastete Verstärkungsregelung von transistorisierten Fernsehempfängern. In diesen Schaltungsbeispielen wird der erste ZF-Transistor (AF 121) abwärts und der Vorstufen-Transistor des VHF-Kanalwählers (AF 180) aufwärts geregelt. Zunächst sollen die Begriffe Abwärtsregelung und Aufwärtsregelung erläutert werden.

1. Abwärtsregelung und Aufwärtsregelung

Bei hochfrequenten Verstärkern bedeutet Verstärkungsregelung zugleich Regelung der Steilheit. Die Steilheit eines Transistors hängt von seinem Arbeitspunkt ab. Moderne diffusionslegierte Transistoren und ähnliche Typen haben eine kompliziertere Arbeitspunktabhängigkeit der Steilheit als ältere Transistortypen.

Bild 1 zeigt eine I_C -($-U_{CE}$)-Kurvenschar für konstante Steilheit des Transistors AF 121. Bei konstanter Collectorspannung steigt zunächst die Steilheit mit dem Emitterstrom an; dann wird ein Maximum erreicht, und die Steilheit nimmt wieder ab. Die Ursache dieser Abnahme ist hauptsächlich die Abnahme der Grenzfrequenz

des Transistors bei wachsendem Emitterstrom. Da die Verstärkung etwa proportional der Steilheit verläuft, kann sowohl eine Regelung mit zunehmendem als auch mit abnehmendem Emitterstrom durchgeführt werden. Die Regelung im Bereich ungefähr rechts neben der gestrichelten Linie im Bild 1 heißt Abwärtsregelung, die Regelung im Bereich links von der gestrichelten Linie Aufwärtsregelung.

Bild 2 zeigt die Stufenverstärkung in Abhängigkeit vom Emitterstrom für den

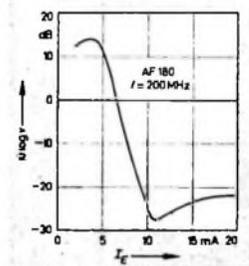


Bild 2. Stufenverstärkung des Transistors AF 180 in Abhängigkeit vom Emitterstrom. Im Collector-Emitter-Kreis liegt ein Gleichstromwiderstand von 510 Ohm

Transistor AF 180, der speziell für Aufwärtsregelung entwickelt wurde. Im Bereich $I_E \approx 5 \dots 10 \text{ mA}$ fällt die Verstärkung um etwa 35 ... 40 dB ab

Sowohl mit der Abwärtsregelung als auch mit der Aufwärtsregelung sind einige Probleme verbunden, und die Entwicklung von Regelschaltungen gilt im Hinblick auf Optimallösungen sicher noch nicht als abgeschlossen. Aber es hat sich gezeigt, daß eine sehr zufriedenstellende Schaltung mit abwärtsgeregeltem ersten ZF-Transistor (AF 121) und aufwärtsgeregeltem Vorstufen-Transistor des VHF-Kanalwählers (AF 180) aufgebaut werden kann. Den folgenden Schaltungsvorschlägen liegt dieses Regelungsprinzip zugrunde.

2. Allgemeine Bemerkungen

Die Regelung soll in erster Linie die Trägeramplitude am Videodetektor annähernd

konstant halten. Meist werden die Zeilen-Synchronimpulse zur Erzeugung der Regelspannung (oder des Regelstroms) herangezogen; der Bildinhalt und eventuell auftretende Störspannungsspitzen werden „ausgetastet“. Der Regelvorgang selbst hat zwei Abschnitte. Bei wachsender Antennenspannung wird zuerst die ZF-Verstärkung herabgesetzt. Diese Regelung setzt verzögert ein, um die Proportionalität des Signal-Rauschverhältnisses zur Antennenleistung nicht zu beeinträchtigen. Es gibt dann einen Punkt, bei dem das Signal am Eingang der Mischstufe so groß ist, daß Verzerrungen auftreten. Vor diesem Punkt setzt die Regelung der Vorstufe im Tuner ein. Die weitere ZF-Regelung muß dann aufhören, wenn die Spannungen am Videodetektor und an der Mischstufe konstant bleiben sollen.

3. Regelung der ersten ZF-Stufe mit konstantem Endpunkt der Regelung

Der Endpunkt der ZF-Regelung sollte hinsichtlich der dort vorhandenen Verstärkung nur geringe Streuungen und eine geringe Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur aufweisen. Hierfür ist eine besondere Maßnahme erforderlich.

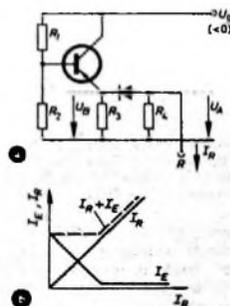


Bild 3. a) Prinzipschaltung für die Regelung des ersten ZF-Transistors mit stabilem Arbeitspunkt bei herabgeregeltem Transistor. b) Der Strom durch R_4 kann für die anschließende (verzögerte) Aufwärtsregelung des Tunertransistors verwendet werden

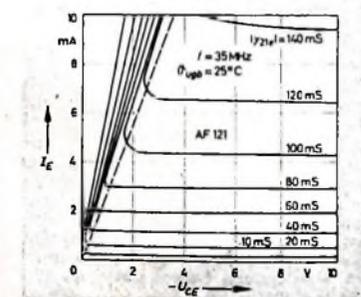


Bild 1. Ortskurven konstanter Steilheit im I_C -($-U_{CE}$)-Feld des Transistors AF 121. Ungedehrt rechts von der gestrichelten Linie ist Abwärtsregelung, links von der gestrichelten Linie Aufwärtsregelung möglich

mal wirksame Emittterwiderstand, und die Diode ist leitend. Bei wachsendem Regelstrom I_R in der angegebenen Richtung wird der Emittterstrom (und auch der Diodenstrom) verringert, und zwar so lange, bis der Widerstand der Diode sehr groß wird und R_3 den Strom übernimmt. Die Diode sperrt schließlich ganz, und den Arbeitspunkt des Transistors bestimmt ausschließlich der sehr große und daher sehr gut stabilisierende Widerstand R_3 . Voraussetzung dabei ist die Verwendung einer Diode mit sehr kleinem Sperrstrom, also einer Siliziumdiode. Im Bild 3b ist der Verlauf der Ströme skizziert. Diese Skizze macht erkenntlich, daß die Summe $I_R + I_E$ konstant ist, bevor sie linear wächst. Es bietet sich an, diese Summe für die Regelung des Tuners auszunutzen. Die Summe ist mit guter Näherung der Strom durch R_4 , das heißt, die Spannung U_A an R_4 kann unmittelbar als Regelspannung für den Tuner verwendet werden.

4. Regelung des Tunertransistors

Im Bild 4 ist die Prinzipschaltung für einen aufwärtsgeregelten Transistor angegeben. Mit wachsender (negativer) Spannung U_A wird der Transistor immer stärker

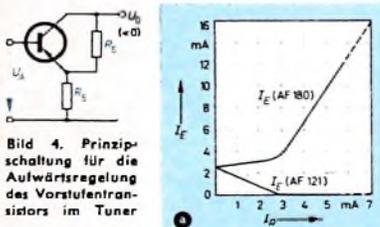


Bild 4. Prinzipschaltung für die Aufwärtsregelung des Vorstufentransistors im Tuner

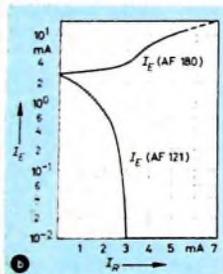


Bild 5. a) Gemessene Emittterströme des ersten ZF-Transistors (AF 121) und des Tunertransistors (AF 180) bei Regelung. b) Logarithmische Darstellung der im Bild 5a eingetragenen Ströme; bei Herabregelung des Transistors AF 121 verbleibt ein praktisch temperaturunabhängiger Emittterstrom von 10 µA

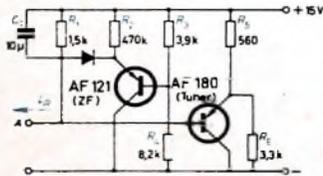


Bild 6. Meßschaltung für die Regelung, mit der die Kurven im Bild 5a und im Bild 5b gewonnen wurden. Der Transistor AF 121 (1. ZF) wird abwärts, der Transistor AF 180 (HF-Vorstufe) aufwärts geregelt

ker leitend, so daß er rasch in den Bereich abnehmender Verstärkung gelangt (s. Bild 2). Bei der Dimensionierung der Widerstände zur Festlegung des Regelungseinsatzes ist der Zusammenhang mit der ganzen Regelschaltung zu berücksichtigen. Im unregulierten Zustand muß also in der Schaltung nach Bild 3a die Spannung an der Basis gleich der Spannung an R_4 sein. Den Verlauf des Emittterstroms

des verzögert aufwärtsgeregelten Transistors zeigt die gestrichelte Kurve im Bild 3b

In den Bildern 5a und 5b sind gemessene Ströme einmal im linearen Maßstab und einmal im logarithmischen Maßstab aufgetragen. Es wurde eine Siliziumdiode OA 200 verwendet. Nach Herabregelung des Transistors AF 121 bleibt der Emittterstrom konstant bei 10 µA. Die Streuungen der Verstärkung sind bei Temperaturen von 25...50°C weniger als 1 dB. Bild 6 zeigt die Meßschaltung, mit der die in den Bildern 5a und 5b eingetragenen Ströme gemessen wurden.

5. Gewinnung des Regelstroms; Regelverstärker

Von den vielen denkbaren Schaltungsmöglichkeiten zur Gewinnung des Regelstroms sollen im folgenden zwei angegeben werden, die sich im wesentlichen nur in der Größe der Verstärkung unterscheiden. Es sei angenommen, der Katodenstrom der Video-Endröhre stehe für die Gewinnung der Synchronimpulse zur Verfügung. Für die Messungen wurde dieser Strom in der im Bild 7c gezeigten Weise nachgebildet, und zwar nur bestehend aus den Zeilenimpulsen, da der Bildinhalt für die Regelung ohnehin ausgetastet wird.

Die Schaltung nach Bild 7a enthält die Serienschaltung eines npn-Transistors und eines pnp-Transistors. Das beschriebene

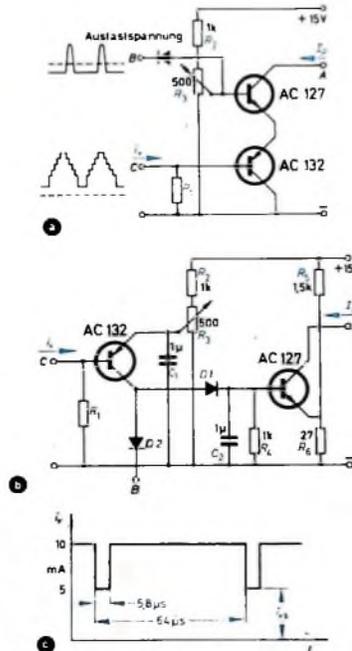
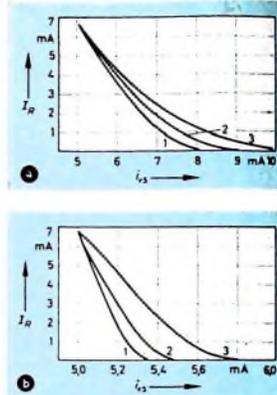


Bild 7. a), b) Schaltungen für die Erzeugung und Verstärkung des Regelstroms I_R (s. Bild 6). Am Punkt C wird das Videosignal eingespeist, das in der unter c) angegebenen Weise für Meßzwecke nachgebildet wurde. An den Punkt B gelangen die Austastimpulse vom Zeilentransformator. Die Schaltung b) ist bei wenig mehr Aufwand um den Faktor 8 empfindlicher

Videosignal gelangt an den Punkt C. An den Punkt B wird die positive Austastspannung des Zeilentransformators gelegt. Während des Zeilenhinlaufs leitet die Diode, und beide Transistoren sind gesperrt. Während der Austastimpulse

Bild 8. Gemessene Regelströme I_R als Funktion des Strompegels i_{VS} (1: $R_1 = 470 \text{ Ohm}$, 2: $R_1 = 220 \text{ Ohm}$, 3: $R_1 = 100 \text{ Ohm}$)



sperrt die Diode, und der Spannungsteiler R_2, R_3 bestimmt den Stellwert für die Spannung am Punkt C, bei der die Transistoren leitend werden. Wie eingangs bemerkt wurde, soll die Regelung verzögert einsetzen. Diese Verzögerung kann also mit Hilfe von R_3 eingestellt werden. Im Bild 8a ist der gemessene Regelstrom I_R für die Schaltung nach Bild 7a als Funktion des Strompegels i_{VS} (s. Bild 7c) für verschiedene Widerstände R_1 (zum Beispiel Katodenwiderstand der Video-Endröhre) aufgetragen. Der Regelstrom ist bei $R_1 = 470 \text{ Ohm}$ etwa gleich dem Dreifachen der Katodenstromänderung.

Weil die beiden Transistoren in Serie liegen, sind die Aussteuersignale entkoppelt, und die Austastimpulse können nicht auf das Videosignal zurückwirken.

Die Schaltung nach Bild 7b enthält ebenfalls zwei Transistoren. Die Emittterdiode des Transistors AC 132 wird leitend, sobald das Potential des Videosignals am Punkt C einen mit R_3 festgelegten Schwellenwert unterschreitet. Der Collectorstrom kann das Integrierglied C_2, R_4 nur dann aufladen, wenn D 1 leitet. D 1 ist wiederum nur dann leitend, wenn die positiven Austastimpulse am Punkt B die Diode D 2 sperren. Die integrierte Spannung wird in dem npn-Transistor AC 127 verstärkt. Die Widerstände R_6 und R_5 sorgen dafür, daß unterhalb des Schwellenwertes (vor dem Regeleinsatz) der Transistor AC 127 vollständig gesperrt wird. Im Bild 8b sind die Ströme aufgetragen. Bei $R_1 = 470 \text{ Ohm}$ ist der Regelstrom etwa das 25fache der Katodenstromänderung, und die Schaltung nach Bild 7b ist daher um einen Faktor 8 empfindlicher als die Schaltung nach Bild 7a, bei einem Mehraufwand von einer Diode, drei Widerständen und zwei Kondensatoren. Die relative Änderung des Verhältnisses von Regelstrom zu Katodenstromänderung ist bei Änderung des Katodenwiderstandes sehr viel kleiner als die relative Änderung des Katodenwiderstandes.

Bei der Dimensionierung der Schaltung müssen je nach Größe der zur Verfügung stehenden Spannungen die Grenzwerte der Transistoren berücksichtigt werden. Beispielsweise erscheint in den Schaltungen nach Bild 7a und Bild 7b der Weißpegel der abgegriffenen Videospannung als Sperrspannung an der Basis des Transistors AC 132.

(Nach Valua-Unterlagen: Zur Regelung von Fernseh-Empfängern mit Transistoren. Technische Informationen für die Industrie (1963) Nr. 43, S. 1-10)

Einführung in die Vektoralgebra

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 21, S. 800

3.4. Komponentendarstellung des skalaren Produktes

Die beliebigen Vektoren A und B haben im kartesischen Grundsystem e_k die Komponenten A_i ($i = 1, 2, 3$) und B_k ($k = 1, 2, 3$), und es gilt die Darstellung

$$A = \sum_{i=1}^3 A_i e_i, \quad B = \sum_{k=1}^3 B_k e_k. \quad (3;13)$$

Für das skalare Produkt $A \cdot B$ der Vektoren A und B folgt

$$A \cdot B = \sum_{i=1}^3 \sum_{k=1}^3 A_i B_k \delta_{ik}. \quad (3;14)$$

Wegen $\delta_{ik} = 0$ für $i \neq k$ und $\delta_{ik} = 1$ für $i = k$ vereinfacht sich die Doppelsumme in Gl. (3;14) zu

$$A \cdot B = \sum_{k=1}^3 A_k B_k \delta_{kk} = \sum_{k=1}^3 A_k B_k. \quad (3;15)$$

Die Komponentendarstellung des skalaren Produktes $A \cdot B$ lautet also

$$A \cdot B = \sum_{k=1}^3 A_k B_k = A_1 B_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3. \quad (3;16)$$

3.4.1. Komponentendarstellung des Quadrates und des Betrages eines Vektors

Im Fall $A = B$ ergibt sich aus Gl. (3;16) die Beziehung

$$A \cdot A = A^2 = \sum_{k=1}^3 A_k^2 = A_1^2 + A_2^2 + A_3^2. \quad (3;17)$$

Der Betrag A des Vektors A ist einfach die positive Quadratwurzel aus Gl. (3;17).

3.5. Anwendungsbeispiele des skalaren Produktes

Zu den Ausführungen der Abschnitte 2., 2.1. bis 2.4. sollen einige Anwendungsbeispiele in diesem Abschnitt gezeigt werden.

3.5.1. Zahlenbeispiel zum skalaren Produkt

Es seien im kartesischen Grundsystem e_k die als Zeilenvektoren dargestellten Vektoren

$$A = (-2, 3, 1), \quad B = (0, 1, -1) \quad (3;18)$$

gegeben.

Gesucht sind das skalare Produkt $A \cdot B$, der Winkel (A, B) und die Beträge der Vektoren A und B .

Nach Gl. (3;16) ergibt sich aus Gl. (3;18)

$$A \cdot B = A_1 B_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 = (-2) \cdot 0 + 3 \cdot 1 + 1 \cdot (-1),$$

also

$$A \cdot B = 2. \quad (3;19)$$

Für A^2 und B^2 errechnet sich

$$A^2 = 2^2 + 3^2 + 1^2 = 14, \quad A = +\sqrt{14} = 3,7417, \quad (3;20)$$

$$B^2 = 0^2 + 1^2 + 1^2 = 2, \quad B = +\sqrt{2} = 1,4142,$$

woraus

$$AB = +\sqrt{14 \cdot 2} = +\sqrt{28} = 5,2915 \quad (3;21)$$

folgt

Daraus ergibt sich

$$\cos(A, B) = \frac{A \cdot B}{AB} = \frac{2}{5,2915} = 0,3779, \quad (3;22)$$

woraus sich der Winkel

$$(A, B) = \arccos A \cdot B / AB = \arccos 0,3779 = 67,80^\circ$$

errechnet. Damit ist die gestellte Aufgabe gelöst.

3.5.2. Verallgemeinerter Lehrsatz des Pythagoras

Gegeben seien zwei Vektoren A und B , die sich zu dem Vektor $C = A + B$ zusammensetzen. Die beiden Vektoren A und B sollen den Winkel $\theta = (A, B)$ miteinander einschließen (Bild 20).

Bildet man das skalare Produkt $C \cdot C$ unter Beachtung von $C = A + B$, so folgt

$$C \cdot C = (A + B) \cdot (A + B) = A \cdot A + B \cdot B + 2 A \cdot B. \quad (3;23)$$

Wegen $A \cdot B = AB \cos(A, B) = AB \cos \theta$ geht Gl. (3;23) in

$$C^2 = A^2 + B^2 + 2 AB \cos \theta \quad (3;24)$$

über.

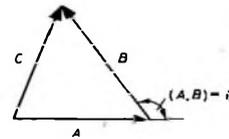


Bild 20. Verallgemeinerter Lehrsatz des Pythagoras

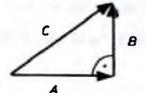


Bild 21. Lehrsatz des Pythagoras: $A^2 + B^2 = C^2$

Gl. (3;24) ist der verallgemeinerte Lehrsatz des Pythagoras, der für

$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ wegen } \cos \frac{\pi}{2} = 0 \text{ in die spezielle Form}$$

$$A^2 + B^2 = C^2 \quad (3;25)$$

übergeht (Bild 21).

3.5.3. Der von zwei Einheitsvektoren n_1 und n_2 eingeschlossene Winkel θ

Gegeben seien zwei Einheitsvektoren

$$n_1 = e_1 \cos \alpha_1 + e_2 \cos \alpha_2 + e_3 \cos \alpha_3, \quad (3;26)$$

$$n_2 = e_1 \cos \beta_1 + e_2 \cos \beta_2 + e_3 \cos \beta_3.$$

α_k ist der Winkel, den der Einheitsvektor n_1 mit dem kartesischen Grundvektor e_k einschließt. Es gilt nämlich

$$n_1 \cdot e_k = \cos \alpha_k, \quad n_2 \cdot e_k = \cos \beta_k \quad (k = 1, 2, 3). \quad (3;27)$$

$\cos \alpha_k$ beziehungsweise $\cos \beta_k$ bezeichnet man als Richtungskosinus der Einheitsvektoren n_1 beziehungsweise n_2 .

Aus dem skalaren Produkt $n_1 \cdot n_2$ ergibt sich die Beziehung

$$\cos \theta = \sum_{k=1}^3 \cos \alpha_k \cdot \cos \beta_k. \quad (3;28)$$

Das Quadrat des Einheitsvektors n_1 ist

$$n_1^2 = n_1 \cdot n_1 = 1 = (\cos \alpha_1)^2 + (\cos \alpha_2)^2 + (\cos \alpha_3)^2. \quad (3;29)$$

Eine ganz entsprechende Formel gilt für $n_2 \cdot n_2$.

3.5.4. Kreisgleichung

Der Mittelpunkt M eines Kreises vom Radius R habe vom Nullpunkt eines kartesischen Koordinatensystems den vektoriellen Abstand r_0 . Der

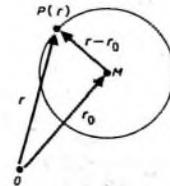


Bild 22. Vektorielle Darstellung der Kreisgleichung $|r - r_0| = \text{const}$

Punkt P liegt auf dem Kreisumfang und hat den vektoriellen Abstand r vom Nullpunkt des Koordinatensystems.

Nach Bild 22 gilt $|r - r_0| = R$, woraus

$$(r - r_0)^2 = r^2 + r_0^2 - 2 r \cdot r_0 = R^2 \quad (3;30)$$

als Kreisgleichung folgt.

3.5.5. Der physikalische Arbeitsbegriff

In der Physik versteht man unter dem skalaren Produkt

$$dA = K \cdot dr \quad (3;31)$$

die von der Kraft K längs des Wegelementes dr verrichtete differentielle Arbeit dA .

Ist die Kraft \mathbf{K} aus einem Potentialfeld $U(r)$ ableitbar, dann ist Gl. (3.31) ein totales Differential. Unter Beachtung von

$$dU = -\mathbf{K} \cdot d\mathbf{r} \quad (3.32)$$

geht Gl. (3.31) in die Beziehung

$$dA + dU = d(A + U) = 0 \quad (3.33)$$

über.

Bei konstanter Masse m lautet das Newtonsche Grundgesetz der Mechanik

$$m \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \mathbf{K} \quad (3.34)$$

Darin ist $\mathbf{v} = \frac{d\mathbf{r}}{dt}$ die Geschwindigkeit längs des Wegelementes $d\mathbf{r}$ und

$\mathbf{b} = \frac{d\mathbf{v}}{dt}$ die dazugehörige Beschleunigung.

Multipliziert man das Newtonsche Grundgesetz Gl. (3.34) skalar mit dem Geschwindigkeitsvektor $\mathbf{v} = \frac{d\mathbf{r}}{dt}$, so folgt daraus

$$m \mathbf{v} \cdot \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{m}{2} \mathbf{v}^2 \right) = \mathbf{K} \cdot \frac{d\mathbf{r}}{dt} = - \frac{dU}{dt} \quad (3.35)$$

In Gl. (3.35) ist $T = \frac{m}{2} \mathbf{v}^2$ die kinetische Energie und U die potentielle Energie der Masse m . Da der Differentialquotient

$$\frac{d}{dt} (T + U) = 0$$

ist, muß die Summe aus der kinetischen Energie T und der potentiellen Energie U konstant sein.

Es gilt also

$$T + U = E \quad (3.36)$$

Gl. (3.36) stellt den Energiesatz der Mechanik dar:

Wenn die Kraft \mathbf{K} konservativ ist (das heißt, wenn sie aus einem Potentialfeld U durch Bildung des Gradienten herleitbar ist), dann ist die Summe aus der kinetischen Energie T und der potentiellen Energie U konstant und gleich der Gesamtenergie E .

3.5.6. Der Begriff des elektrischen Potentials

Man denke sich die elektrische Feldstärke \mathbf{E} als Vektorfeld gegeben, das heißt, jedem Feldpunkt $P(r)$ ist eindeutig eine vom Ort r abhängige Feldstärke $\mathbf{E} = \mathbf{E}(r)$ zugeordnet. Schreitet man in diesem Vektorfeld um die Strecke $d\mathbf{r}$ fort, so ändert sich das der Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ zugeordnete Potential $V(r)$ um den Anteil dV . Es ist

$$dV = -\mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} \quad (3.37)$$

Das in Gl. (3.37) auftretende skalare Produkt $\mathbf{E} \cdot d\mathbf{r}$ ist ein totales Differential:

$$dV = \frac{\partial V}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial V}{\partial x_2} dx_2 + \frac{\partial V}{\partial x_3} dx_3 \quad (3.38)$$

Durch Vergleich von Gl. (3.37) mit Gl. (3.38) ergibt sich die Darstellung

$$\mathbf{E} = (E_1, E_2, E_3) = \left(-\frac{\partial V}{\partial x_1}, -\frac{\partial V}{\partial x_2}, -\frac{\partial V}{\partial x_3} \right) = -\text{grad } V \quad (3.39)$$

Ergebnis:

Die elektrische Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ ist der negative Gradient des elektrischen Potentials $U(r)$.

Bild 23 zeigt ein Potentialfeld $V(r)$ mit eingezeichneten Äquipotentialflächen $V = \text{const}$ und den dazugehörigen Feldlinien, deren Tangenten die Richtung der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ haben.

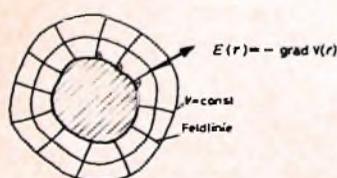


Bild 23. Darstellung der Äquipotentialflächen $V = \text{const}$ und der Feldlinien in der Umgebung eines metallischen Leiters

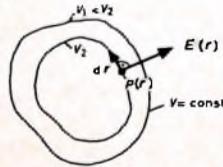


Bild 24. Richtung der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ in einem vorgegebenen Potentialfeld $V = \text{const}$

Der gestrichelte Teil stellt einen metallischen Leiter dar.

Auf einer Äquipotentialfläche ist das Potential V konstant. Liegt das Wegelement $d\mathbf{r}$ auch in dieser Äquipotentialfläche, so folgt wegen $dV = 0$ aus Gl. (3.37)

$$-dV = \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = 0 \quad (3.40)$$

Da weder die elektrische Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ noch das Wegelement $d\mathbf{r}$ verschwindet, muß die elektrische Feldstärke $\mathbf{E}(r)$ in jedem Punkt $P(r)$ einer Äquipotentialfläche auf dieser senkrecht stehen. Wegen $\mathbf{E}(r) = -\text{grad } U(r)$ ist die elektrische Feldstärke \mathbf{E} von Stellen höheren Potentials zu Stellen niedrigeren Potentials gerichtet (Bild 24).

Besonders interessante Verhältnisse ergeben sich auf und in metallischen Leitern. Bekanntlich hat das Potential $V(r)$ auf und in metallischen Leitern den gleichen konstanten Wert $V(r) = \text{const}$. Im gesamten metallischen Leiter ist also die Potentialänderung $dV = 0$. Die Oberfläche eines metallischen Leiters ist gleichzeitig eine Äquipotentialfläche.

Liegt das Linienelement $d\mathbf{r}$ in der Oberfläche des metallischen Leiters, so ist $dV = 0$, und nach Gl. (3.40) gilt dann einfach die Beziehung



Bild 25. Richtung der Feldstärke \mathbf{E} an der Oberfläche eines metallischen Leiters

$\mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = 0$ auf der Oberfläche des metallischen Leiters. Die elektrische Feldstärke \mathbf{E} steht wegen $\mathbf{E} \perp 0$ und $d\mathbf{r} \perp 0$ senkrecht auf der Oberfläche eines metallischen Leiters (Bild 25).

Im Inneren eines metallischen Leiters ist $dV(r) = 0$. Denkt man sich das Wegelement $d\mathbf{r}$ in das Innere des metallischen Leiters gelegt, so gilt für beliebige Richtung des Wegelementes $d\mathbf{r}$ die Beziehung

$$\mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = -dV = 0 \quad (3.41)$$

Diese Gleichung sagt aus, daß die elektrische Feldstärke \mathbf{E} im Inneren eines metallischen Leiters identisch Null ist.

3.5.7. Das Potentialfeld zweier Ladungsgeraden

Es seien zwei unendlich lange und infinitesimal dünne Ladungsgeraden G_1 und G_2 gegeben, die den senkrechten vektoriellen Abstand $2d'$ haben sollen. Die Ladungsdichte pro Längeneinheit der Ladungsgeraden G_1 sei $+q$, die der Ladungsgeraden G_2 sei $-q$. In einer Ebene F , deren Normale in Richtung der Ladungsgeraden zeigt, sei ein Feldpunkt $P(r)$ gegeben, dessen Potential $V(r)$ berechnet werden soll. Als Nullpunkt des

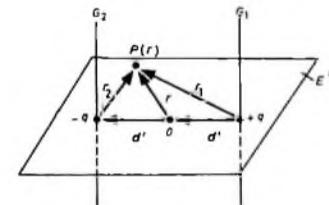


Bild 26. Darstellung der Ladungsgeraden G_1 und G_2

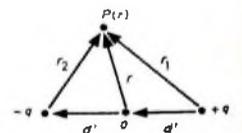


Bild 27. Koordinatensystem der Darstellung im Bild 26

Koordinatensystems wird die Mitte O des Verbindungsvektors $2d'$ gewählt (Bild 26).

Der Feldpunkt $P(r)$ hat vom Nullpunkt O des Koordinatensystems den vektoriellen Abstand r , wobei der Ortsvektor r in der Ebene F liegt. Im Bild 27 ist aus Bild 26 die Ebene F mit allen interessierenden geometrischen Größen hervorgezeichnet. r_1 ist der vektorielle Abstand des Feldpunktes $P(r)$ von der Ladungsgeraden G_1 , r_2 ist der vektorielle Abstand der Ladungsgeraden G_2 vom Punkt P . Die Ortsvektoren r , r_1 und r_2 stehen senkrecht auf den Ladungsgeraden G_1 , G_2 . Das Potential $V = V(r)$ im Punkt $P(r)$ ist durch

$$V = \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (3.42)$$

gegeben. r_1 und r_2 sind die Beträge der Ortsvektoren r_1 und r_2 , ϵ ist die absolute Dielektrizitätskonstante. Aus Gl. (3.42) ergibt sich die Bestimmungsgleichung der Äquipotentialflächen $V = \text{const}$ zu

$$r_2 = \lambda r_1 \quad (3.43)$$

Der positive Parameter λ variiert zwischen $0 \dots \lambda \dots \infty$. Nach Bild 27 gilt

$$r_2 = r + d', \quad r_1 = r - d' \quad (3.44)$$

Die Ortsvektoren r_1 und r_2 werden quadriert:

$$\begin{aligned} r_1^2 &= (r + d')^2 = r^2 + d'^2 + 2r \cdot d' \\ r_2^2 &= (r - d')^2 = r^2 + d'^2 - 2r \cdot d' \end{aligned} \quad (3;45)$$

Aus $r_2^2 = \lambda^2 r_1^2$ und Gl. (3;45) folgt nach einigen Umformungen die Gleichung

$$r^2 - 2 \frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} r \cdot d' = -d'^2 \quad (3;46)$$

Fügt man zu Gl. (3;46) die quadratische Ergänzung

$$\left(\frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} d' \right)^2$$

hinzu, so geht Gl. (3;46) in

$$(r - r_0)^2 = \left(r - \frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} d' \right)^2 = \left(\frac{2\lambda d'}{1 - \lambda^2} \right)^2 = R^2 \quad (3;47)$$

über.

Gl. (3;47) beschreibt einen Kreis vom Radius

$$R = \frac{2\lambda d'}{|1 - \lambda^2|} \quad (3;48)$$

dessen Mittelpunkt M für $\lambda < 1$ in Richtung, für $\lambda > 1$ in entgegengesetzter Richtung des Verbindungsvektors $2d'$ um den Vektor

$$r_0 = \frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} d' \quad (3;49)$$

verschoben ist. Im Falle $\lambda = 1$ ist der Kreis zu einer Geraden entartet. Wegen $r_1 = r_2$ ($\lambda = 1$) steht diese Gerade senkrecht auf der Mitte des Verbindungsvektors $2d'$.

Jedem Wert des Parameters λ ist also ein Kreis zugeordnet, der durch Gl. (3;47) festgelegt ist. Dem Parameter $\lambda = 0$ entspricht die Ladungsgerade G_2 , dem Parameter $\lambda = +\infty$ die Ladungsgerade G_1 .

Sind zwei Kreise (Bild 28) mit den Parametern λ_1 und λ_2 vorgegeben, so berechnet sich deren Mittelpunktabstand $\overline{M_1 M_2}$ vektoriell aus der Beziehung

$$d = r_{01} - r_{02} = \left(\frac{1 + \lambda_1^2}{1 - \lambda_1^2} - \frac{1 + \lambda_2^2}{1 - \lambda_2^2} \right) d' \quad (3;50)$$

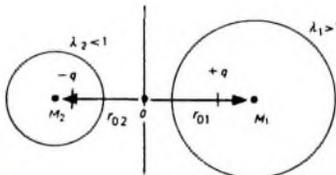


Bild 28. Darstellung zweier Kreise mit $\lambda_1 > 1$ und $\lambda_2 < 1$

Bild 29. Darstellung des Äquipotentialflächen- und Feldliniensystems der Ladungsgeraden G_1 und G_2 in der Ebene E^2

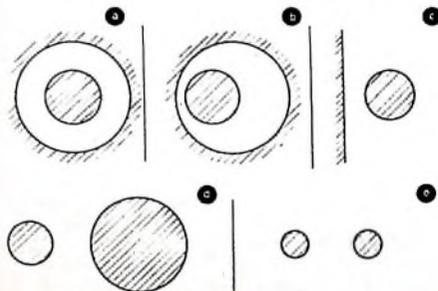
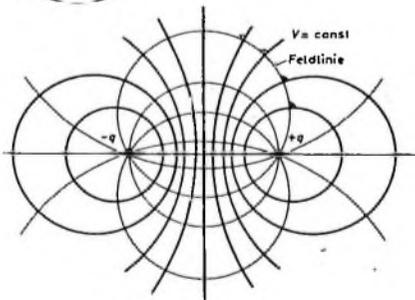


Bild 30. Verschiedene Anordnungen unendlich ausgedehnter metallischer kreiszylindrischer Leiter

Die gesuchten Äquipotentialflächen $V = \text{const}$ sind hyperbolische Kreiszylinderbüschel, die die Ladungsgeraden G_1, G_2 entsprechend Bild 29 umschließen. Die Feldlinien sind zu den Äquipotentialflächen orthogonal, sie bilden ein durch die Ladungsgeraden G_1, G_2 gehendes elliptisches Kreiszylinderbüschel.

Die in diesem Abschnitt hergeleiteten Beziehungen gestatten die Berechnung des Potentials $V(r)$, der Feldstärke $E(r)$ und der Kapazität pro Längeneinheit der im Bild 30 dargestellten Anordnungen unendlich ausgedehnter metallischer kreiszylindrischer Leiter. Bild 30 ist als senkrechter Schnitt gezeichnet.

Aus Platzgründen kann auf dieses interessante Problem nicht weiter eingegangen werden.

4. Das Vektorprodukt

Definition des Vektorproduktes:

Das Vektorprodukt (äußeres Produkt) zweier Vektoren A und B ist ein Vektor C , der auf der durch die beiden Vektoren A und B gebildeten Ebene senkrecht steht, mit diesem ein Rechtssystem bildet und dessen Betrag C gleich dem Produkt AB der Beträge der Vektoren A und B , multipliziert mit dem Betrag des Sinus des von ihnen eingeschlossenen Winkels (A, B) ist. Das aus zwei Vektoren A und B gebildete Vektorprodukt wird durch das \times -Zeichen zwischen den beiden Vektoren A, B gekennzeichnet:

$$C = A \times B = AB |\sin(A, B)| C_0 \quad (4;1)$$

Die Vektoren A, B und C bilden ein Rechtssystem, C_0 ist der dem Vektor C zugeordnete Einheitsvektor (Bild 31).

Man sagt auch, daß die Vektoren A, B und C eine Rechtschraube bilden. Darunter ist folgendes zu verstehen:



Zeigen die Vektoren A und B die Schraubrichtung eines Rechtsgewindes an, so hat das Vektorprodukt $C = A \times B$ die Richtung der Schraubachse. Das ist im Bild 32 dargestellt.

Das Vektorprodukt $A \times B$ läßt sich geometrisch deuten. Dazu werden die Vektoren A und B als gerichtete Strecken mit der Dimension einer Länge aufgefaßt. Der Betrag $|A \times B|$ des Vektorproduktes $A \times B$ ist der Flächeninhalt

$$F = |A \times B| = AB |\sin(A, B)| \quad (4;2)$$

des von den Vektoren A und B aufgespannten Parallelogramms. Unter dem Vektorprodukt $C = A \times B$ hat man also eine durch Richtungssinn

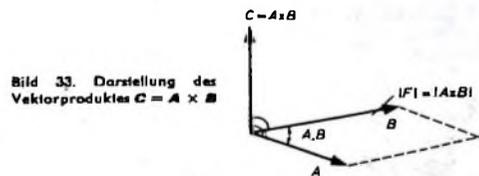


Bild 33. Darstellung des Vektorproduktes $C = A \times B$

und Fläche gekennzeichnete sogenannte gerichtete Fläche zu verstehen, deren Normale durch den Einheitsvektor

$$C_0 = \frac{A \times B}{|A \times B|} \quad (4;3)$$

gegeben ist (Bild 33).

Das Vektorprodukt $A \times B$ genügt dem alternativen Gesetz, das heißt, bei Vertauschung der Reihenfolge der Vektoren A und B kehrt sich das Vorzeichen des Vektorproduktes um:

$$A \times B = -B \times A \quad (4;4)$$

Das distributive Gesetz

$$A \times (B + C) = A \times B + A \times C \quad (4;5)$$

bleibt beim Vektorprodukt gültig.

Sind die Beträge der Vektoren A und B größer als Null und ist

$$A \times B = 0, \quad (4;6)$$

so sind die Vektoren A und B entweder zueinander parallel oder antiparallel (Bild 34).

Bild 34. Lage der Vektoren A und B für $A \times B = 0$



Beweis:

Es sei $A > 0$ und $B > 0$, und es gelte $A \times B = 0$. Das Verschwinden des Vektorproduktes $A \times B$ bedeutet aber, daß der Flächeninhalt

$$F = |A \times B| = AB |\sin(A, B)|$$

des von den Vektoren A und B aufgespannten Parallelogramms gleich Null ist. Da nach Voraussetzung die Vektoren A und B keine Nullvektoren sind, muß also $\sin(A, B) = 0$ sein. Das ist dann der Fall, wenn der Winkel (A, B) gleich 0 oder π ist. Die Vektoren A und B sind dann parallel oder antiparallel.

Nach den eben angestellten Betrachtungen gilt auch für $A > 0$ stets $A \times A = 0$.

Das Vektorprodukt eines beliebigen Vektors A mit sich selbst ist stets Null:

$$A \times A = 0. \quad (4;7)$$

Multipliziert man das Vektorprodukt $A \times B$ skalar mit sich selbst, so folgt

$$(A \times B) \cdot (A \times B) = A^2 B^2 \sin^2(A, B). \quad (4;8)$$

Statt $\sin^2(A, B)$ kann man $1 - \cos^2(A, B)$ einsetzen und erhält dann aus Gl. (4;8) die Beziehung

$$(A \times B) \cdot (A \times B) = A^2 B^2 \{1 - \cos^2(A, B)\}. \quad (4;9)$$

Nach der Definitionsgleichung (3;1) des skalaren Produktes zweier Vektoren A und B gilt

$$\cos^2(A, B) = \left(\frac{A \cdot B}{AB}\right)^2.$$

Aus Gl. (4;9) ergibt sich somit

$$(A \times B) \cdot (A \times B) = |A \times B|^2 = A^2 B^2 - (A \cdot B)^2. \quad (4;10)$$

Ohne Beweis seien noch folgende Eigenschaften des Vektorproduktes angegeben:

Das Vektorprodukt zweier polarer Vektoren ist ein axialer Vektor.

Das Vektorprodukt eines polaren und eines axialen Vektors ist ein polarer Vektor.

4.1. Das kartesische Grundsystem als Vektorprodukt

Unter Benutzung der Definitionsgleichung (4;1) des Vektorproduktes kann ein rechtwinkliges kartesisches Grundsystem mit den Grundvektoren e_1, e_2 eingeführt werden. Die Grundvektoren e_1, e_2 und e_3 bilden ein Rechtssystem, sie stehen aufeinander senkrecht und haben den Betrag Eins (Bild 35).

Nach der Definition des Vektorproduktes kann man aus zwei beliebig vorgegebenen kartesischen Grundvektoren, zum Beispiel e_1 und e_2 , den dritten Grundvektor berechnen. Es gilt also

$$e_1 \times e_2 = e_3, \quad e_2 \times e_3 = e_1, \quad e_3 \times e_1 = e_2. \quad (4;11)$$

Die so eingeführten kartesischen Grundvektoren e_k bilden ein sogenanntes Dreibein.

Man kann sich die Gl. (4;11) sehr leicht mit Hilfe der sogenannten zyklischen Vertauschung merken. Darunter ist folgendes zu verstehen:

Man denke sich an einen Kreis die Grundvektoren e_1, e_2 und e_3 entsprechend Bild 36 im mathematisch positiven Sinn angetragen. Der gekrümmte Pfeil verläuft im mathematisch positiven Sinn, das heißt in entgegengesetzter Richtung zur Bewegung der Uhrzeiger.

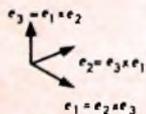


Bild 35. Darstellung des kartesischen Grundsystems e_k als Vektorprodukte

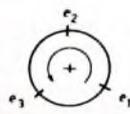


Bild 36. Zyklische Vertauschung der Grundvektoren e_k

Will man zum Beispiel den Grundvektor e_3 berechnen, so schreitet man, von dem Grundvektor e_1 ausgehend, im Bild 36 im mathematisch positiven Sinn auf dem Kreis des Bildes 36 vorwärts. Zuerst gelangt man zum Grundvektor e_2 , dem der Grundvektor e_3 folgt. Diese drei Vektoren schreibt man in der obigen Reihenfolge auf und erhält damit die richtige Reihenfolge im Vektorprodukt

$$e_3 = e_1 \times e_2.$$

Allgemein müssen im Vektorprodukt

$$e_k \times e_l = e_m \quad (4;12)$$

die Indizes k, l, m auf dem Kreis im Bild 37 im mathematisch positiven Sinn verlaufen.

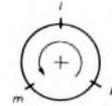


Bild 37. Zyklische Vertauschung

Für $m = 3$ gilt also $k = 1$ und $l = 2$.

Bei einer Vertauschung der Indizes k, l und m im mathematisch negativen Sinn (das heißt im Uhrzeigersinn) spricht man von einer antizyklischen Vertauschung.

Unter Beachtung des alternativen Gesetzes Gl. (4;4) erhält man aus Gl. (4;11) die Darstellung

$$\begin{aligned} e_1 \times e_2 &= -e_2 \times e_1 = e_3, \\ e_1 \times e_3 &= -e_3 \times e_2 = e_1, \\ e_2 \times e_3 &= -e_1 \times e_2 = e_3. \end{aligned} \quad (4;13)$$

Die Minuszeichen in den Gl. (4;13) rühren von der antizyklischen Vertauschung $\dots 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 3 \dots$ her.

4.2. Komponentendarstellung des Vektorproduktes

Es seien die Vektoren

$$\begin{aligned} A &= A_1 e_1 + A_2 e_2 + A_3 e_3, \\ B &= B_1 e_1 + B_2 e_2 + B_3 e_3 \end{aligned} \quad (4;14)$$

gegeben, woraus das Vektorprodukt $C = A \times B$ gebildet wird:

$$\begin{aligned} A \times B &= (A_1 e_1 + A_2 e_2 + A_3 e_3) \times (B_1 e_1 + B_2 e_2 + B_3 e_3) = \\ &= A_1 B_1 e_1 \times e_1 + A_1 B_2 e_2 \times e_1 + A_1 B_3 e_3 \times e_1 + A_2 B_1 e_2 \times e_2 + \\ &+ A_2 B_2 e_2 \times e_2 + A_2 B_3 e_3 \times e_2 + A_3 B_1 e_3 \times e_3 + A_3 B_2 e_3 \times e_2 + \\ &+ A_3 B_3 e_3 \times e_3 \end{aligned}$$

Nach Gl. (4;7) sind die Vektorprodukte $e_k \times e_k = 0$ für alle $k = 1, 2, 3$. Aus der vorstehenden Beziehung folgt unter Beachtung von Gl. (4;13) die Komponentendarstellung des Vektorproduktes $A \times B$. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} C = A \times B &= (A_2 B_3 - A_3 B_2) e_1 + (A_3 B_1 - A_1 B_3) e_2 + \\ &+ (A_1 B_2 - A_2 B_1) e_3. \end{aligned} \quad (4;15)$$

Das Vektorprodukt $C = A \times B$ hat also die Komponenten

$$\begin{aligned} C_1 &= (A \times B)_1 = A_2 B_3 - A_3 B_2, & C_2 &= (A \times B)_2 = A_3 B_1 - A_1 B_3, \\ C_3 &= (A \times B)_3 = A_1 B_2 - A_2 B_1. \end{aligned} \quad (4;16)$$

Für das Vektorprodukt $C = A \times B$ gibt es eine sehr einfache symbolische Darstellung in Form einer Determinante:

$$C = A \times B = \begin{vmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \\ A_1 & A_2 & A_3 \\ B_1 & B_2 & B_3 \end{vmatrix} \quad (4;16)$$

Die Determinante Gl. (4;16) sei nach den in der ersten Zeile stehenden Grundvektoren e_k entsprechend der Schachbrettregel (vergleiche Schmidt, W.: Einführung in die Matrizenrechnung, Funk.-Techn. Bd. 14 [1959], Bd. 15 [1960]) entwickelt. Dazu sind die zu den Grundvektoren e_1, e_2 und e_3 gehörenden Unterdeterminanten zu berechnen. Das geschieht in folgender Weise:

Der Determinante Gl. (4;16) sei die Matrix

$$\begin{pmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \\ A_1 & A_2 & A_3 \\ B_1 & B_2 & B_3 \end{pmatrix} \quad (4;17)$$

zugeordnet.

Soll die zu einem Grundvektor e_k gehörende Unterdeterminante berechnet werden, so denke man sich in der Matrix Gl. (4;17) die erste Zeile und die k -te Spalte gestrichen. Von der so entstandenen Restmatrix wird die Unterdeterminante U_k gebildet. Multipliziert man diese Unterdeterminante mit dem Vorzeichen $(-1)^{1+k}$, so ergibt sich daraus die k -te Komponente $C_k = (A \times B)_k$ des Vektorproduktes $A \times B$. Es gilt also

$$C_k = (A \times B)_k = (-1)^{1+k} U_k. \quad (4;18)$$

Die Unterdeterminanten U_k sind zweireihige Determinanten. Eine zweireihige Determinante

$$D = \begin{vmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{vmatrix} \quad (4;19)$$

wird berechnet, indem man vom Produkt $d_{11} d_{22}$ der Glieder der Hauptdiagonale das Produkt $d_{12} d_{21}$ der Glieder der Nebendiagonale subtrahiert:

$$D = \begin{vmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{vmatrix} = d_{11} d_{22} - d_{12} d_{21}. \quad (4;20)$$

In der Determinante Gl. (4;10) beziehungsweise Gl. (4;20) verläuft die Hauptdiagonale von links oben nach rechts unten, die Nebendiagonale von rechts oben nach links unten. (Wird fortgesetzt)

Elektronische Sprachsperre

1. Einleitung

Dient Rundfunkmusik als Geräuschkulisse, dann werden eingblendete Ansagen, Werbeslogans oder Kurzmeldungen meist als störend empfunden. Das nachstehend beschriebene Gerät schaltet bei Sprachdarbietungen den NF-Verstärker eines mit Transistoren oder Röhren bestückten Rundfunkempfängers automatisch ab. Das Gerät läßt sich ohne wesentliche Eingriffe an einen Rundfunkempfänger anschließen. Seine Wirkungsweise beruht auf der Häufigkeit der Unterbrechungen im NF-Signal; diese ist bei Sprachdarbietungen bedeutend größer als bei Musik. Bei Darbietungswechsel spricht das Gerät innerhalb von weniger als 5 s an Fehlschaltungen infolge in der Musik auftretender Unterbrechungen sind im allgemeinen sehr selten und machen nur in Sonderfällen mehr als 3% der Sendezeit aus.

An das Gerät läßt sich ein Hilfskreis anfügen, mit dem mittels Tastendruck die Darbietung für die gesamte Dauer eines nicht gewünschten Musikstückes abgeschaltet werden kann. Zu Beginn des nächsten Musikstückes wird der Empfang automatisch wieder eingeschaltet.

2. Das Unterscheidungsverfahren

Die im Bild 1 dargestellte Schaltung enthält einen Amplitudenbegrenzer, eine

Unterscheidungsniveau zu hoch liegt, dann wirken auch Pianissimostellen in der Musik wie Pausen.

Sprachsperrern, die nur das Vorhandensein solcher Unterbrechungen als Kriterium benutzen, sind schon vor etwa dreißig Jahren gebaut worden. Weil auch bei Musikdarbietungen Unterbrechungen auftreten, wurde im beschriebenen Gerät nicht die Unterbrechung an sich, sondern deren Häufigkeit als Kriterium gewählt. Dies bedeutet natürlich einen gewissen Mehraufwand da aber Transistoren als Schaltelemente Verwendung finden, bleiben Preis und besonders Stromaufnahme des Gerätes in durchaus tragbaren Grenzen. Die Wirkungsweise des Gerätes ist im Bild 3 für den Fall der Anschaltung an einen Transistorempfänger dargestellt. Wie später gezeigt wird, läßt sich das gleiche Gerät auch für einen Röhrenempfänger verwenden.

Das NF-Signal wird vor dem Lautstärkeregler (am Punkt A) abgenommen und ist daher unabhängig von dessen Einstellung. Es gelangt an einen Verstärker (T 1), der so berechnet ist, daß er gleichzeitig als Amplitudenbegrenzer wirkt. Wie im Bild 1, folgen diesem eine Diode und ein Glättungskondensator (C_{d1}); der Lastwiderstand R ist hier der Eingangswiderstand des Triggers (T 2, T 3). Die im Trigger erzeugten Rechtecksignale werden mit Hilfe

Signalunterbrechung zustande kommen. Der Transistor T 5 kann somit nur leitend werden, wenn gleichzeitig zwei Bedingungen erfüllt sind: Erstens muß eine Signalunterbrechung gerade beginnen; zweitens muß seit dem Ende der vorhergehender Signalunterbrechung genügend wenig Zeit verstrichen sein, so daß C_{d2} noch geladen ist. Wenn dies eintritt, dann liegt der Sättigungswiderstand dieses Transistors an den Eingangsklemmen des im Transistorempfänger befindlichen NF-Verstärkers. Dieser Verstärker wird dadurch praktisch völlig gesperrt.

Bei länger dauernden Sprachdarbietungen wird C_{d3} auf eine Spannung von mehr als 1 V aufgeladen. Der Rückkopplungswiderstand R, koppelt einen Teil dieser Spannung auf den Eingangskreis des Triggers zurück. Das Unterscheidungsniveau des Triggers wird dadurch angehoben (Bild 2, etwa von I nach II), so daß auch kürzere Unterbrechungen wirken. Damit ist gewährleistet, daß auch bei sehr schnell gesprochenen Sätzen die Darbietung nicht wieder eingeschaltet wird. Wählt man C_{d2} kleiner als C_{d3}, dann leitet beim Wiedereinsetzen der Musik zunächst T 4, und C_{d3} wird sehr rasch entladen.

Es kann vorkommen, daß während einer Unterbrechung in einem Musikstück ein kurzer Störimpuls auftritt. Das Gerät nimmt dann zwei aufeinanderfolgende Unterbrechungen wahr und sperrt die Darbietung. Um solche Störungen zu vermeiden, kann man, wie später gezeigt wird, den beiden Kondensatoren C_{d2} und C_{d3} je ein RC-Glied nachschalten.

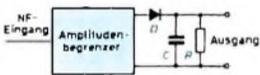


Bild 1 Das Steuersignal für die Sprachsperre wird mit einem Amplitudenbegrenzer und einem nachfolgenden Gleichrichter aus der NF-Spannung gewonnen

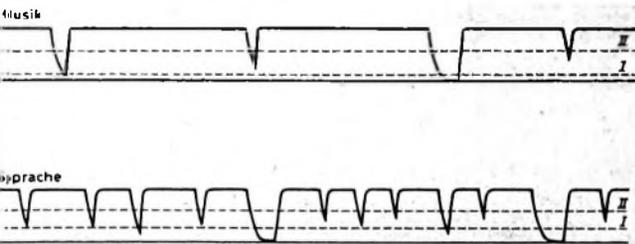
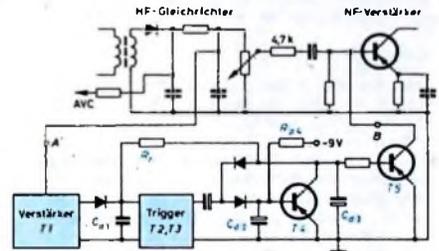


Bild 2 In dem nach Bild 1 gewonnenen Signal unterscheiden sich Musik und Sprache durch die Häufigkeit der Unterbrechungen

Bild 3 Prinzipschaltung der Sprachsperre



Diode D, einen Kondensator C und einen Lastwiderstand R liegt am Eingang dieser Schaltung ein aus der Demodulatorstufe eines Rundfunkempfängers entnommenes NF-Signal, dann resultiert eine Ausgangsspannung, die etwa den im Bild 2 dargestellten zeitlichen Verlauf hat. Musik beinhaltet normalerweise bedeutend weniger Unterbrechungen als Sprache. Wie weit während solcher Unterbrechungen die Ausgangsspannung zurückgeht, hängt sowohl von der Dauer dieser Unterbrechungen als auch von der Zeitkonstante der im Bild 1 dargestellten Elemente R und C ab. Die Anzahl der wirksamen Unterbrechungen wird also auch von der Lage des Unterscheidungsniveaus (Bild 2, gestrichelte Linien I und II) bestimmt. Liegt dieses Niveau zu tief, dann wirken selbst längere Pausen nicht, weil in ihnen stets Geräusche verschiedener Art (Rauschen, elektrische Störungen, Überlagerungspfeifen, Restbrummen am Sender, Geräusche und Hallerscheinungen im Aufnahme-raum) auftreten. Wenn dagegen das

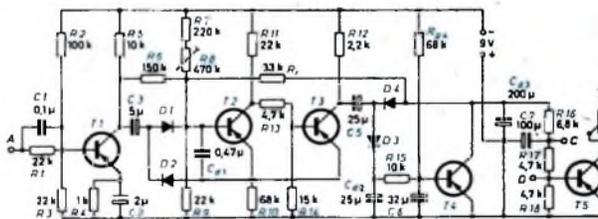


Bild 4. Gesamtschaltung der Sprachsperre. Die Anschlüsse A und B führen zum Empfänger, C und D zum Auslastkreis

des nachfolgenden Koppelkondensators differenziert und anschließend von zwei Dioden gleichgerichtet. Zu Beginn jeder Signalunterbrechung entsteht ein negativer Impuls, der aber T 5 nur leitend machen kann, wenn nicht T 4 gleichzeitig Strom führt. Da dieser Transistor über R_{p4} eine Vorspannung erhält, wird er so lange gesättigt bleiben, wie auf C_{d2} keine positive Ladung besteht. Solche positiven Ladungen können nur am Ende einer

3. Schaltung

Die vollständige Schaltung der elektronischen Sprachsperre ist im Bild 4 dargestellt. Das am Punkt A abgenommene NF-Signal gelangt über C 1 an die Basis von T 1. Gleichzeitig überträgt R 1 die positive Gleichspannungskomponente des Demodulators. Der Collectorstrom und die Verstärkung von T 1 werden somit um so geringer, je höher die Feldstärke des empfangenen Senders ist. Die auf diese

Weise erhaltene Schwundregelung wird durch den Widerstand R 6 erweitert, der einen Teil der Collectorspannung von T 1 an der Basis der ersten Triggerstufe wirksam werden läßt und somit bei stark einfallenden Sendern das Unterscheidungsniveau des Triggers hebt.

Die mit T 1 verstärkte Wechselspannung wird von den Dioden D 1 und D 2 gleichgerichtet und mit C_{d1} gesiebt. Die so erhaltene Gleichspannung gelangt ebenfalls an den Eingang des Triggers (T 2, T 3), dessen Unterscheidungsniveau auch von Hand mittels R 8 regelbar ist. Am Ausgang des Triggers sind die bereits im Bild 3 dargestellten Schaltstufen T 4 und T 5 angeordnet. Die Glättungskondensatoren C_{d2} und C_{d3} wurden durch die Glieder R 15, C 6 beziehungsweise R 16, C 7 erweitert. Je nach der Stellung des Regelwider-

Auch wenn nach dem ausgetasteten Musikstück ohne verbindende Ansage ein zweites Musikstück gesendet wird, schaltet der Austastkreis in den meisten Fällen auf seine Ausgangsstellung zurück. Während der Pause zwischen den beiden Musikstücken entstehen nämlich Geräusche, die durch das senderseitige Umschalten der Wiedergabeeinrichtungen bedingt sind und auf die die Sprachsperre normalerweise anspricht. Im Austastkreis können alle Transistoren verwendet werden, deren Stromverstärkung > 25 ist.

5. Anschluß an ein Röhrengerät

Bild 6 zeigt, wie die elektronische Sprachsperre an ein Röhrengerät angeschlossen werden kann. Die zusätzlichen Bauteile sind hervorgehoben. Das NF-Signal wird

daß die Sprachsperre in fast allen Fällen zufriedenstellend arbeitet. Symphoniekonzerte und Opernübertragungen eignen sich weniger; da aber solche Darbietungen nur selten von Ansagen unterbrochen werden, würde es sich ohnehin nicht lohnen, eine Sprachsperre zu benutzen. Unterscheidungsschwierigkeiten hat die Sprachsperre auch bei Gesangsstücken ohne Begleitung sowie bei Schlagzeugsolos mit geringem Nachhall.

Bei normalen Ansagen schaltet die Sprachsperre in allen Fällen die Darbietung aus. Nur bei Vorhandensein von Grundgeräuschen, wie sie bei Außenübertragungen oder Hörspielen auftreten, kann es vorkommen, daß sie nicht anspricht. In solchen Fällen dürfte allerdings die Anwendung der Sprachsperre kaum sinnvoll sein. Es konnte festgestellt werden, daß das Gerät auf die deutsche Sprache besonders leicht anspricht, dasselbe ist auch für das Flämische und für die nordischen Sprachen der Fall. Fast ebenso gut eignen sich das Englische, das Arabische und die slawischen Sprachen. Beim Französischen rufen die Bindungen etwa die gleichen Schwierigkeiten hervor wie die Lebhaftigkeit, die das Italienische, das Spanische, das Portugiesische und Griechische kennzeichnet.

Im Bild 8 sind oben Empfangsbeobachtungen über 45 min grafisch dargestellt. Es handelt sich um eine am 27. August 1963 um 19.15 Uhr aufgezeichnete Sendung eines deutschen Senders mit westfälischer Volksmusik. Zum Teil handelte es sich dabei um Volkslieder ohne Musikbegleitung, so daß an die Sprachsperre sehr schwierige Unterscheidungsbedingungen gestellt wurden. Im Bild 8 stellt jede Zeile 15 min Empfang dar. Auf der oberen Linie jeder Zeile wurden die Musikdarbietungen auf-

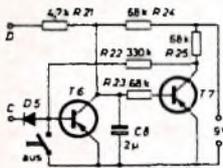


Bild 5 Der Austastkreis gestaltet es, die Wiedergabe für die Dauer eines nicht gewünschten Musikstücks durch Tastendruck abzuschalten

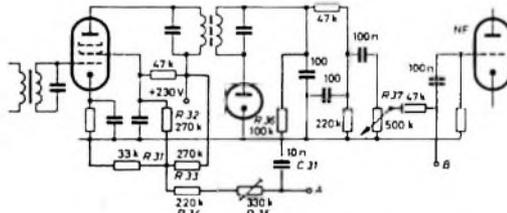


Bild 6 Anschluß der Sprachsperre an einen Röhrempfänger

standes R 19 werden Sprachdarbietungen entweder völlig gesperrt oder in verminderter Lautstärke hörbar. Die Klemmen C und D dienen dem später beschriebenen Austastkreis.

Für den Transistor T 1 ist ein Typ zu verwenden, dessen Stromverstärkung etwa 100 ist (AC 126, AC 162, OC 75, OC 343). In den anderen Stufen sind Transistoren mit einer Stromverstärkung von etwa 50 zu verwenden (AC 105, AC 131, OC 71, OC 342).

4. Der Austastkreis

Der im Bild 5 dargestellte Hilfskreis gestattet es, die Wiedergabe während der Dauer eines nicht erwünschten Musikstückes abzuschalten. Er besteht aus einem Trigger, dessen Transistoren mit gleichen Lastwiderständen, aber verschiedenen Koppelwiderständen arbeiten. Es wird dadurch erreicht, daß selbst bei einem Steuersignal geringer Amplitude der Trigger sehr leicht in einen Zustand schaltet, in dem T 6 gesperrt und T 7 leitend ist. Der Kondensator C 8 verhindert jedoch, daß dieser Zustand schon beim Einschalten der Speisespannung eintritt. Im Normalzustand ist also der Transistor T 6 leitend; er wird es auch immer bei Sprachdarbietungen sein, da dann am Punkt C eine negative Spannung herrscht. Wenn man jedoch während einer Musikdarbietung mittels Tastendrucks T 6 sperrt, dann entsteht an seinem Collector eine negative Spannung, die mit R 21 auf die Basis von T 5 übertragen wird und diesen Transistor leitend macht. Da gleichzeitig T 7 leitend wird, bleibt die Darbietung auch nach Loslassen der Taste gesperrt. Der Trigger (T 6, T 7) wird erst dann wieder in seinen Anfangszustand umkippen, wenn im Punkt C eine negative Spannung entsteht. Dies ist im allgemeinen bei der nächsten Sprachdarbietung der Fall. Diese Darbietung wird allerdings selbst nicht hörbar, da sie weiterhin T 5 sperrt. Erst das nächste Musikstück wird wieder zu hören sein.

wieder direkt am Modulator abgenommen; zur Impedanzanpassung ist der Widerstand R 36 vorhanden. Da die Schwundregelspannung im Röhrempfänger negativ ist, kann sie nicht direkt verwendet werden. Es ist deshalb der Koppelkondensator C 31 einzubauen. Zur Schwundregelung dient die Schirmgitterspannung des ZF-Verstärkers, die mit der Feldstärke des einfallenden Senders steigt. Der Mittelwert und der Schwankungsbereich dieser Spannung wird mit Hilfe der Widerstände R 31, R 32, R 33, R 34, R 35 an den Eingangskreis der Sprachsperre angepaßt. Der negative Pol der Speisespannung der Sprachsperre ist mit der Masse des Empfängers zu verbinden. Der Collector von T 5 (Punkt B) wird in den Eingangskreis der ersten NF-Verstärkerstufe gelegt. R 37 verhindert Rückwirkungen auf den HF-Gleichrichter.

Die Speisespannung der Sprachsperre kann in den meisten Fällen dem Röhrempfänger entnommen werden. Am Katodenwiderstand der Endstufe (Bild 7) stellt sich im allgemeinen ein Spannungsabfall von etwa 8 ... 10 V ein. Wird die Sprachsperre aus diesem Spannungsabfall ge-

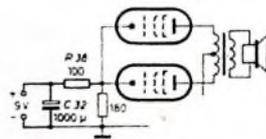


Bild 7. Entnahme der Speisespannung für die Sprachsperre aus einem Röhrempfänger

speist, dann erzeugt deren Stromentnahme (2 ... 5 mA) keine wesentliche Änderung der Gittervorspannung. Um Rückkopplungserscheinungen zu vermeiden, ist ein Siebglied (R 38, C 32) zu verwenden.

6. Empfangsbeobachtungen

Bei Tanz- und Unterhaltungsmusik ist die Häufigkeit der Unterbrechungen so gering,

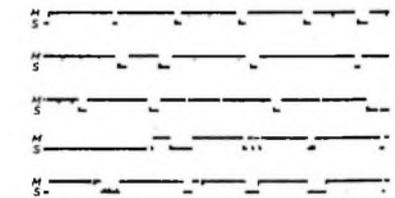
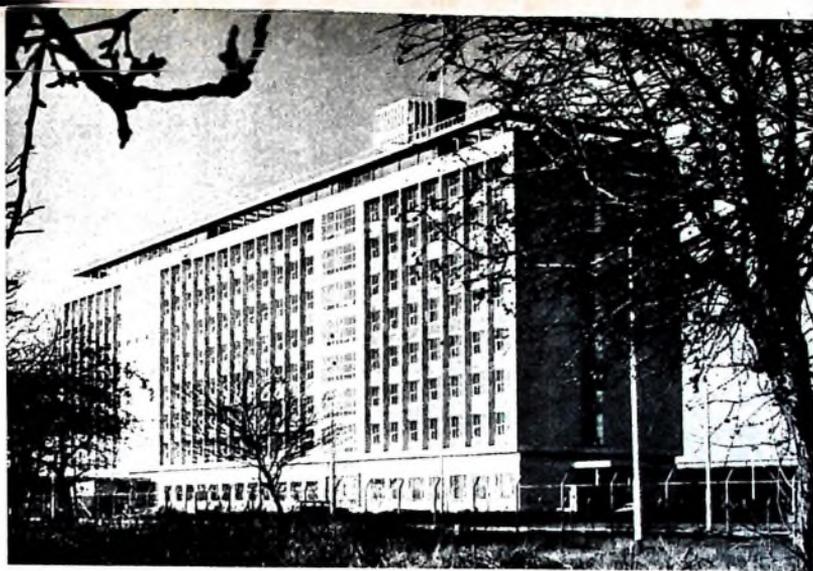


Bild 8. Empfangsbeobachtungen; bei Fehlschaltungen wurden die Musik- (M) und Sprachdarbietungen (S) darstellenden Linien doppelt dick gezeichnet

getragen, darunter die Sprachdarbietungen. In allen Fällen, in denen die Sprachsperre nicht den Darbietungen entsprechend arbeitete, wurden diese Linien in doppelter Dicke gezeichnet. Man sieht, daß bei Sprachdarbietungen Fehlschaltungen nur auftraten, wenn zwischen Musikstück und Ansage eine längere Pause gelassen wurde. Die Dauer dieser Fehlschaltung lag immer unter 5 s. In einigen der Musikstücke sind ebenfalls Fehlschaltungen festzustellen; ihre Gesamtdauer lag bei weniger als 3% der Dauer der aufgenommenen Sendung. Bild 8 unten gibt den halbstündigen Auszug aus einem Werbefunkprogramm wieder (Hessischer Rundfunk, 27. August 1963, 8.10 Uhr). Die Werbetexte wurden hier meistens mit mehr oder weniger starker Geräuschkulisse (Musik) angesagt. Es war daher auch für den Beobachter nicht immer einwandfrei möglich, Musik von Sprache zu unterscheiden. Bild 8 zeigt jedoch, daß bei allen einwandfrei als Musik zu betrachtenden Darbietungen Fehlschaltungen nicht vorgekommen sind.

Ein neues Forschungszentrum



Der Laborneubau des neuen Philips-Forschungszentrums in Eindhoven-Waalre

Anläßlich der Eröffnung eines neuen Philips-Forschungszentrums in Eindhoven (Holland) hatten mehr als 40 Vertreter der europäischen Fach- und Tagespresse aus 13 Ländern Gelegenheit, an Ort und Stelle zu erfahren, welche Rolle heute die industrielle Forschung spielt. Die Bedeutung wissenschaftlicher Arbeit für ein weltweites Unternehmen umriß Dipl.-Ing. F. J. Philips, Präsident der Gesellschaft, mit dem lapidaren Satz: „Eine intensive Tätigkeit auf dem Gebiet der Forschung und Entwicklung halten wir nach wie vor für eine wichtige Voraussetzung der Kontinuität unserer Firma“.

Bei Philips nahm man die wissenschaftliche Forschung immer sehr ernst. Bereits die ersten Versuche des Ingenieurs Gerard Philips auf Anraten von Professor Kamerlingh Onnes des Physiker Dr. G. Holst mit der Untersuchung physikalischer Glühlampen-Probleme beauftragte; später kam dann noch Dr. E. Oosterhuis hinzu. Beide stammten aus dem Leidener Kältelabor. Ihre Untersuchungen der Gasentladungen waren für die Fertigung der ersten Rundfunk- und Röntgenröhren und der Quecksilberdampf-Gleichrichter von großem Wert. Von 1914 bis 1918 schuf man die Grundlagen für fast alle späteren Fertigungszweige des Unternehmens. Dem Weltblick und der Aufgeschlossenheit von Dr. A. Philips ist es zu verdanken, daß die Laborergebnisse dann auch in neuen Erzeugnissen ausgewertet wurden.

Aus einer kleinen Gruppe von Physikern wuchs im Zeitraum zwischen den beiden Weltkriegen ein großes Forschungsinstitut. 1924 – zehn Jahre nach seiner Gründung – erhielt es eigene Räume, und 1940 beschäftigte Philips mehr als 100 Akademiker in der Forschung. Die Ausweitung der Arbeiten führte in den folgenden Jahren zu einem Vorrang in der Produktion neuer Erzeugnisse; das Philips-Entwicklungslabor selbst erlangte Weltruf. Mit dem Ausbau des chemischen Labors wurden auch Untersuchungen von Werkstoffen und die Lösung von Werkstoffproblemen in An-

griff genommen. So gelang es unter anderem, die Metalle Hafnium, Zirkon und Titan in verformbarem Zustand zu gewinnen. Zirkon wird als Bedeckungs- und Konstruktionswerkstoff für Kernreaktoren und Titan als leichtes Metall mit hoher Festigkeit im Flugzeugbau verwendet.

Während der Schwerpunkt der Forschung anfangs auf dem Sektor Lampen und Röhren lag, entschloß man sich 1927, den Arbeitsbereich Rundfunkgeräte mit einzubeziehen. Auch hier leistete Philips Pionierarbeit, zunächst auf den Gebieten Meßgeräte und Lautsprecher, dann auch auf dem Sektor Rundfunkgeräte. Neuentwickelte Permanentmagnete lösten im Laufe der nächsten Jahre die elektrisch erregten Lautsprechermagnete ab. Diese Erfolge ermutigten dazu, die Festkörperforschung auf breiter Front fortzuführen. Bekannte Ergebnisse dieser Forschungen sind das magnetisch weiche Material „Ferroxcube“, das keramische, magnetisch harte Material „Ferroxdure“ und schließlich „Ferroxplana“, eine Gruppe magnetisch weicher Werkstoffe aus Verbindungen der Oxyde des Bariums, Eisens und anderer Metalle. Im gleichen Zeitraum gelang es, Spezialröhren für Rundfunk, Fernsehen und die kommerzielle Technik sowie elektronische Einrichtungen verschiedener Art (beispielsweise Elektronenmikroskope, Röntgenbildverstärker usw.) zu entwickeln. Seit den dreißiger Jahren beschäftigt sich die Philips-Forschung mit Hochspannungs- und Neutronengeneratoren sowie mit der Kernphysik. Eine logische Folgerung war die industrielle Betätigung auf dem Gebiet der radioaktiven Isotope und der Konstruktion von Zyklotronen.

Die im Labor durchgeführte Grundlagenforschung an Festkörpern erwies sich als wichtiger Stützpfiler bei der Weiterentwicklung des Transistors. Arbeiten auf schaltungstechnischem Gebiet führten zur Trägerfrequenztelefonie, und auch auf dem Fernsehgebiet konnte Philips eine führende Stellung einnehmen.

Wenn man an die Zukunft denkt, so leuchtet ein, daß die Fülle der gegenwärtigen und zukünftigen Aufgaben selbst in einem großzügig angelegten Laboratorium nicht mehr zu bewältigen ist. Daher wird jetzt ein neues Philips-Forschungszentrum in Waalre, am Südrand von Eindhoven, errichtet. Es gibt nur wenige Laboratorien, die mit solcher Gründlichkeit und Zweckmäßigkeit entworfen wurden. Der neue

Komplex entsteht auf einem Gelände von 100 ha Größe. Es wurde davon abgesehen, alle Abteilungen des Laboratoriums in einem einzigen gigantischen Gebäude unterzubringen. Man bevorzugte die Dezentralisierung, also eine Aufteilung in Sektoren, bei der den verschiedenen Forschungsgebieten eigene Gebäude zur Verfügung stehen. Der jetzt fertiggestellte erste Sektor umfaßt ein zweistöckiges Laborgebäude, einen achtstöckigen Laborneubau, eine Zentralwerkstätte sowie verschiedene Spezial-Labors.

Besonders aktuell sind heute Forschungsarbeiten an Ferriten für sehr hohe Frequenzen, Untersuchungen über die Umwandlung von Licht in elektrische Energie, Mikrowellenuntersuchungen, Arbeiten an Photowiderständen und optisch-elektronischen Schaltungen sowie auf dem Laser-Gebiet. Zu den neuen Projektenghörte aber auch die Konstruktion von Heißgasmotoren und Gaskältemaschinen. Hier arbeiten Thermodynamiker, Metallkundler, mathematische Physiker, Maschinenbauer und Chemiker eng zusammen. Im Forschungslaboratorium wurden außerdem Elektronenrechner entwickelt. Sie sind ein wertvolles Hilfsmittel für die Forschung und gestatten es zum Beispiel, das Verhalten von Bauteilen und Werkstoffen in komplizierten elektronischen Systemen zu untersuchen.

Die Verhaltensforschung befaßt sich mit Problemen der menschlichen Wahrnehmungen und Reaktionen. Für diese Untersuchungen richteten Philips und die Technische Hochschule in Eindhoven das „Institut für Perceptionsforschung“ ein.

Systemforschung und Systementwicklung – technische Methoden, um ein bestimmtes Ziel zu erreichen – treten immer mehr in den Vordergrund. Als Gegenstand einer solchen Systemforschung auf elektronischem Gebiet kann das Farbfernsehen gelten, das heute besonders aktuell ist. Ein Ergebnis dieser Arbeiten ist die Farbfernseh-Kameraröhre „Plumbicon“. Farbfernsehübertragungen im Kurzschlußverfahren und die anschließende Vorführung des auf Magnetband gespeicherten Farbfernsehbildes fanden großen Beifall.

Was das Philips-Forschungslaboratorium heute schon zu leisten vermag, zeigten viele Demonstrationen und Besichtigungen. Man darf daher künftigen Forschungsergebnissen mit großen Erwartungen entgegensehen. Werner W. Diefenbach

Amateur-Spitzenuper (10...80 m und 2 m) mit mechanischem Filter

In der FUNK-TECHNIK wurde vor einiger Zeit ein Amateur-Spitzenuper beschrieben¹⁾. Dieses Gerät, das bei den Lesern großen Anklang fand, erhielt jetzt einen neuen ZF-Teil und eine andere zweite Mischstufe. Die Empfangseigenschaften konnten damit weiter verbessert werden. Die bisherige Auslegung des ZF-Teils mit Dreifachquarzfilter und Q-Multiplier machte zum Abgleich viele Meßgeräte und entsprechend großen Zeitaufwand notwendig. Ein jetzt auf dem Importmarkt preisgünstig käufliches mechanisches Filter vereinfacht den Abgleich des ZF-Teils wesentlich und verbessert außerdem die Nah- und die Weitabselektion.

Mischstufe mit Quarzoszillator

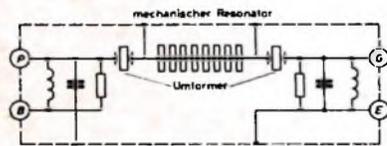
Die neue Mischstufe ist mit einer rauscharmen Pentode bestückt, die den Abstand zwischen Signal und Rauschen gegenüber Heptoden- oder Hexodenmischern wesentlich vergrößert. Die verwendete Pentode EF 184 hat bei einer Steilheit von 15,6 mA/V einen äquivalenten Rauschwiderstand von etwa 400 Ohm.

Das Signal der 1. ZF von 4,6 MHz gelangt über das schon vorhandene Filter F I zum Steuergitter der Mischröhre. Das Oszillatorsignal wird kapazitiv über die Kathode eingespeist. Die angegebenen Werte der einzelnen Widerstände und Kondensatoren sind für optimale Mischteilheit und kleinstes Mischrauschen ausgelegt. Sie sollten unbedingt eingehalten werden. Der Quarzoszillator ist ebenfalls neu aufgebaut worden. Der Quarz schwingt in dieser Schaltung zwischen Anode und Steuergitter der Pentode EF 80. Mit dem Gitterableitwiderstand R 4 kann die Oszillatoramplitude so eingestellt werden, daß das Verhältnis zwischen ZF-Eingangs- und Oszillatorsignal an der Mischstufe optimal ist. Die HF wird über C 3 ausgekoppelt.

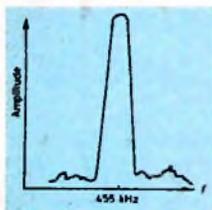
ZF-Teil

Bemerkenswert im neuen ZF-Teil ist ein mechanisches Filter mit einer Bandbreite

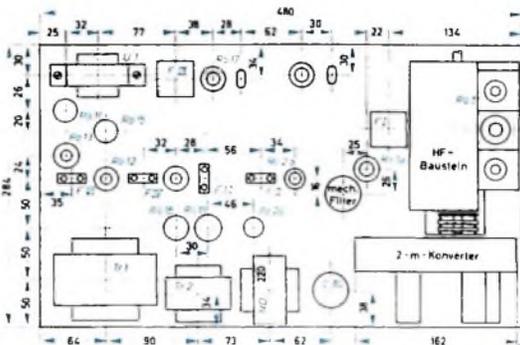
1) Dieffenbach, W. W.: Amateur-Spitzenuper 10...80 m mit 2-m-Konverter. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 6, S. 172-174, u. Nr. 7, S. 211-212



Aufbau des mechanischen Filters



Durchlaßkurve des Filters



Chassis-Teilansicht mit Filter



Maße für den Einbau des Filters

Anordnung der Einzelteile

von 2 kHz bei 6 dB. Es wurde ein Filter von Kokusai Electric, Japan, eingebaut. Das Filter liegt mit seiner Primärseite im Anodenkreis der Mischröhre und wird sekundärseitig über einen Kondensator von 100 pF an das Steuergitter der nächsten Röhre gekoppelt.

Mit dem Schalter S kann die Bandbreite umgeschaltet werden. Er überbrückt das Filter in Stellung „breit“ mit dem Kondensator C 17. Die Röhre Rö 2 (EC 92) wirkt in dieser Schaltung hauptsächlich als Trennröhre zwischen dem mechanischen Filter und dem nachfolgenden Vierfachfilter. Das Filter besteht aus zwei kapazitiv gekoppelten zweikreisigen Mikrobänderfiltern. Da das mechanische Filter nur für eine ZF von 455 kHz geliefert wird, war es notwendig, die Filter von 467 kHz auf die neue ZF zu trimmen. Dies ist beim Primärkreis des Filters F II sowie bei sämtlichen Kreisen der Filter F III und F IV gelungen. Nur bei dem Filter F II mußte auf der Sekundärseite noch der 40-pF-Kondensator C 16 eingefügt werden. Die letzte ZF-Stufe ist zum großen Teil schon im Gerät enthalten. Sie wurde lediglich im Gitterkreis den neuen Bedingungen angepaßt.

Mechanischer Aufbau

Wichtig für die einwandfreie Funktion des mechanischen Filters sind die kurzen Verbindungen zu den einzelnen Röhrenfassungen. Es wurde daher direkt neben die erste ZF-Verstärkerröhre gesetzt, neben der auch die Mischröhre angeordnet ist.

In den Vorschriften des Herstellers ist angegeben, daß die Leitungslänge maximal 3 cm sein darf. Außerdem muß eine Abschirmwand dafür sorgen, daß zwischen

Eingang und Ausgang des Filters keine Kopplung über die Verdrahtung entsteht. Weiterhin müssen die Zuführung der Oszillatorspannung zum Mischer und die Leitungen zum Bandbreitenschalter abgeschirmt werden. Dazu ist kapazitätsarmes Koaxialkabel zu verwenden. Die nicht mehr benötigten Röhrenfassungen werden ausgebaut und die Löcher zugelötet.

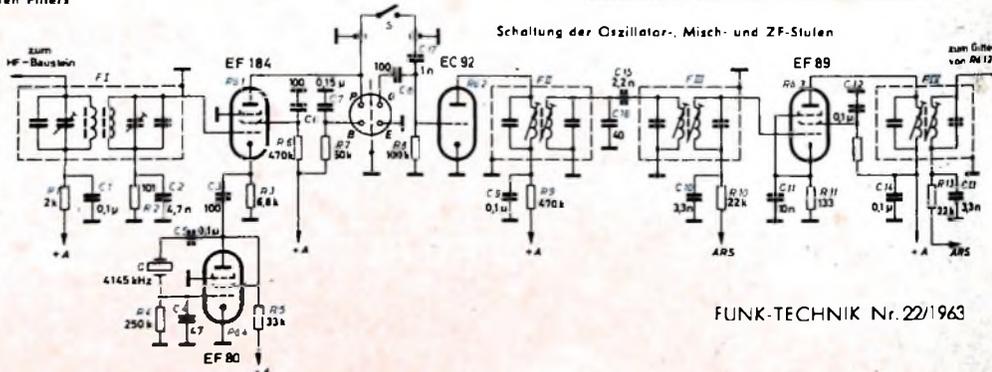
Abgleich und Inbetriebnahme

Der Abgleich des Gerätes beschränkt sich lediglich auf das Nachstimmen des ZF-Teils auf die neue Frequenz. Er wird in der Schalterstellung „schmal“ vorgenommen, da dann alle Filter in Gleichlauf mit dem mechanischen Filter sein müssen.

Besondere Beachtung ist beim Einschalten darauf zu richten, daß an den Eingang des mechanischen Filters keine höhere Spannung als 250 V gelangt. Außerdem darf der Ausgang keine Spannung erhalten. Es ist also zweckmäßig, für den Kopplungskondensator C 8 eine Ausführung mit einer Spannungsfestigkeit von 1000 V zu wählen.

Liste der Einzelteile

Mechanisches Filter „MF-455-10K“	(Radio Fern Elektronik)
Mikrobänderfilter	(Philips)
Drehschalter, einpolig	(Marquardt)
Quarz 4145 kHz	(Steege u. Reuter)
Quarzfassung	(Steege u. Reuter)
Widerstände	(Dralowid)
Rollkondensatoren	(Wima)
Röhrenfassungen	(Preh)
Röhren EF 184, EF 80, EC 92	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	



Schaltung der Oszillator-, Misch- und ZF-Stufen



Durchmesser 19 mm

SHURE
präsentiert eine neue Klasse
dynamischer Mikrofone

Für Studiogebrauch

Modell 576. Dynamisches Mikrofon mit Kugelcharakteristik. Spitzenqualität für Fernseh-, Rundfunk- und Schallplatten-aufnahmen.

Frequenzbereich 40 bis 20000 Hertz, Impedanz zwischen 50 und 150 Ohm umschaltbar. Schmales, glattes Gehäuse, Oberfläche mattgrau eloxiert.

Für Lavaliergebrauch

Modell 570. Umbänge-Mikrofone mit speziell angepaßtem Frequenzgang zwischen 50 und 12000 Hertz, ansteigend bis 6000 Hertz. Unempfindlich gegen Aufnahme von Störgeräuschen, die durch Reibung zwischen Kleidung und Gehäuse entstehen. Schmales, kleines Gehäuse, Oberfläche wie Modell 576. Niederohmig.

Für Ela-Anlagen

Modell 578. Hochwertiges, dynamisches Mikrofon mit Kugelcharakteristik. Robuste Konstruktion.

Frequenzbereich 50 bis 17000 Hertz, Impedanz zwischen hoch und niedrig umschaltbar. Schmales, mattverchromtes Gehäuse. Ein—Ausschalter, Halterung mit Gelenk.

SHURE

Ausführliche Information und Bezugsquellennachweis durch:

Deutschland: Braun A. G. Frankfurt/M., Rüsselsheimer Str. 22 · Schweiz: Telion A. G., Zürich, Albisrieder Straße 292

Österreich: H. Lurf, Wien I, Reichsratstraße 17 — J. K. Sidak, Wien V, Ziegelofengasse 1

Niederlande: Tempofoon, Tilburg.

Einfaches elektronisches Musikinstrument

Die speziellen Prinzipien der Rundfunktechnik und der Tonfilmtechnik sind auch der elektronischen Klangerzeugung zugute gekommen. Elektronische Musikinstrumente bieten eine Vielfalt neuartiger Klangmöglichkeiten. Schaltungen mit Elektronenröhren oder Transistoren gestatten den Aufbau auch einfacher elektronischer Musikinstrumente.

Berechnung der Schwingungszahlen

Die Töne c, c', c'', c''' haben bei (höher) Normalstimmung die Schwingungszahlen 132, 264, 528, 1056. Die Intervalle c, c', c'', c''' werden als völlig gleich empfunden. Die Differenzen der Schwingungszahlen sind jedoch 132, 264, 528. Ihr Verhältnis hingegen ist im ersten Falle $264/132 = 2$, im zweiten $528/264$ und im dritten $1056/528$, also in allen drei Fällen gleich. Zwei Töne haben somit stets das Intervall einer Oktave, wenn der höhere doppelt so viele Schwingungen in der Sekunde hat wie der tiefere. Im physikalischen Sinne ist hiernach das Intervall zweier Töne das Verhältnis ihrer Schwingungszahlen.

Um die Schwingungszahl eines Tones zu berechnen, der mit einer gegebenen Frequenz als dem unteren Ton ein bestimmtes Intervall bildet, muß man die Schwingungszahl des gegebenen Tones mit dem Intervallbruch multiplizieren. Liegt der gegebene Ton oben, dann ist mit dem Kehrwert des Intervalls zu multiplizieren, da der untere Ton sich zum oberen umgekehrt verhält wie der obere zum unteren.

Ist die Saite eines Monochords so gestimmt, daß sie in ihrer ganzen Länge den Ton c ergibt, dann kommen durch Teilung in einfachem Verhältnis - also in die Hälfte, zwei Drittel, drei Viertel der ganzen Saitenlänge - die Oktav, Quint und Quart zustande. Der großen Terz entsprechen $4/3$ der Saite. Bisher sind die Schwingungszahlen für c = 1, c' = 2, g = $3/2$, f = $4/3$ und e = $5/4$ festgelegt. Der tonische Dreiklang c, e, g ist bereits vorhanden. Vom Unterdominantdreiklang f, a, c fehlt noch der Ton a. Er wird als große Terz von f gefunden. Seine Schwingungszahl ist $3/2$ mal so groß wie die des Tones f, und da dieser wieder $4/3$ mal soviel Schwingungen wie c hat, bekommt man für das Intervall c, a den Wert $5/4 \cdot 4/3 = 5/3$ (große Sext). Vom Oberdominantdreiklang ist bisher nur der Grundton g bekannt. Man fügt h als große Terz und d' als Quint hinzu. Für das Intervall c, h ergibt sich entsprechend $5/4 \cdot 3/2 = 15/8$ (große Septime).

Tab. 1. Noten und Schwingungszahlen

Note	Notenart	Teilungsverhältnis	Schwingungszahl
c''	Prim	1	528
d''	große Sekunde	9/8	594
e''	große Terz	5/4	660
f''	Quart	4/3	704
g''	Quint	3/2	792
a''	große Sext	5/3	880
b''	große Septime	15/8	990
c'''	Oktave	2	1056

für c, d' der Wert $3/2 \cdot 3/4 = 9/8$ (None). Dieser Ton liegt jedoch schon in der nächsthöheren Oktave. Der ihm entsprechende Ton d in der Stammoktave hat als Unteroktav die halbe Schwingungszahl, also $1/2 \cdot 2 = 1/4$ mal soviel Schwingungen wie c (große Sekunde). Somit erhält man eine vollständige C-dur-Tonleiter. In Tab. 1 sind die Teilungsverhältnisse und die Schwingungszahlen eingetragen.

RC-Generator

Die erzeugte Tonfrequenz ist eine reine Sinusspannung. Sie wird in einem verzerrungsarmen transistorisierten RC-Generator erzeugt. Mit einem Phasenschieber mit Doppel-T-Glied läßt sich dieser Generator sehr leicht in seiner Schwingfrequenz variieren. Es handelt sich hier im Prinzip um einen zweistufigen rückgekoppelten Verstärker (Bild 1). Da in dieser Schaltung nur eine geringe Stromverstärkung erforderlich ist, um eine Schwingung zu erzeugen, wird im Emittierkreis des Transistors T2 mit dem Widerstand R9 eine Gegenkopplung eingebaut.

Den Arbeitspunkt des ersten Transistors bestimmt der Basiswiderstand R1. Bei T2 übernimmt R5 diese Funktion. Da T1 in Collectorschaltung arbeitet, ist T2 an den

legen. Beim Drücken der Taste S2 ertönt der nächsthöhere Ton der Tonleiter. Wie sich aus Bild 1 ersehen läßt, benötigt man zur Erzeugung des höchsten Tones den Doppelschalter S8a, S8b. Mit S8a wird R20 eingeschaltet und mit S8b der Kondensator C4 parallel zu C8 an Masse gelegt. Das frequenzbestimmende T-Glied hat so eine höhere Gesamtkapazität ($C_4 + C_8 = 68 \text{ nF} + 33 \text{ nF} = 101 \text{ nF}$).

NF-Verstärker

Der Niederfrequenzverstärker ist zweistufig ausgelegt. Die Verstärkung reicht völlig aus, um eine gute Zimmerlautstärke zu erhalten. Die Lautstärke läßt sich mit dem gleichspannungsfrei angeschlossenen Potentiometer R10 regeln. Die erste Stufe arbeitet mit dem Transistor OC 305/2 (T3). Der Einstellregler R11 bestimmt den Arbeitspunkt von T3. Die Endstufe ist mit dem Transistor AC 117 bestückt. Die Transistoren T3 und T4 sind über den 20-µF-Elektrolytkondensator C7 miteinander gekoppelt. Der Arbeitspunkt wird ebenfalls wie bei T3 von einem Einstellregler festgelegt. Der Ausgangsübertrager U1 paßt den 4-Ohm-Lautsprecher genau an. Zum Betrieb des elektronischen Musikinstrumentes ist eine 9-V-Batterie erforderlich.

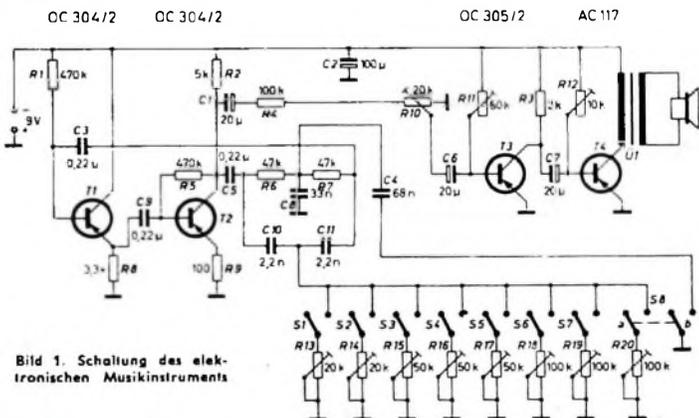


Bild 1. Schaltung des elektronischen Musikinstrumentes

Emitter kapazitiv über C9 gekoppelt. T2 arbeitet in Emitterschaltung. Die negative Spannung für T2 liefert R2. Die eigentliche Rückkopplung erfolgt über den Kondensator C3. Er liegt zwischen der Basis von T1 und dem Ausgang des Phasenschiebergliedes. Die erzeugte Schwingfrequenz wird über den Elektrolytkondensator C1 und den Widerstand R4 ausgekoppelt.

Mit dem hier beschriebenen relativ einfachen elektronischen Musikinstrument können acht Töne erzeugt werden. Es umfaßt also eine volle Oktave der Tonleiter. Beim Druck auf eine dieser Tasten entsteht ein Ton. Betätigt man zum Beispiel die Taste mit dem niedrigsten Ton, dann schließt sich der Schalter S1. Da nun der regelbare Widerstand an das Phasenschieberglied geschaltet ist, tritt ein Ton auf. Dieser läßt sich mit R13 genau fest-

Einstellen der Tonleiter

Für diese Schaltung wurde ein Schwingungsbereich von 528...1056 Hz gewählt. Das Intervall erstreckt sich von c'' bis c'''. Halbtöne, wie b, fis usw., sind bei diesem einfachen Instrument nicht vorgesehen.

Die Einstellung der Tonleiter ist kein großes Problem. Den Vergleichston liefert ein Schwebungssummeer. Die Ausgangsspannung wird dabei über einen Verstärker im Lautsprecher hörbar. Am Schwebungssummeer wird nun die gewünschte Frequenz eingestellt. Man beginnt mit dem c'' (Schwingungszahl 528). Bei Tastendruck ertönt aus dem Lautsprecher ein Ton. Mit dem Einstellregler läßt sich jetzt die auftretende Überlagerung beseitigen, bis ein reiner Ton zu hören ist. Dem c'' folgen dann das d'' mit der Schwingungszahl 594 auf der zweiten Taste und die übrigen Töne.

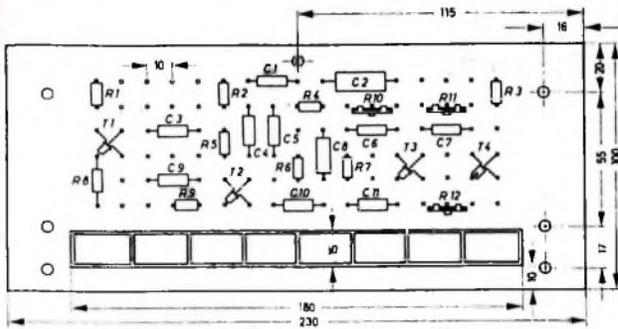


Bild 2. Anordnung der Bauelemente

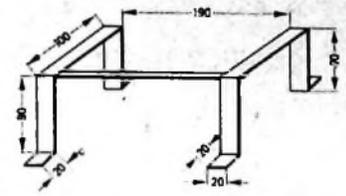


Bild 3. Abmessungen des Chassisgestells

Mechanischer Aufbau

Bild 2 zeigt die Anordnung der Einzelteile. Der Bau des Chassis erfordert keinen großen Arbeitsaufwand. Aus 1 mm dickem Blech werden zwei 30 cm lange und 2 cm breite Streifen gefertigt (Bild 3). Auf den Blechstreifen werden nacheinander die Maße 20 mm, 90 mm, 100 mm, 70 mm und 20 mm angetragen. Das Blech wird so in einen Schraubstock eingespannt, daß durch Schlagen mit einem Hartgummihammer am 20-mm-Abstand ein rechter Winkel entsteht. So werden beide Streifenenden bearbeitet. Das Mittelstück wird in U-Form gebogen und eventuell auf eine Platte montiert. Um dem Chassis den richtigen Halt und die nötige Länge zu verleihen, lötet man einen 10 mm breiten und 1 mm dicken Weißblechstreifen an die 100 mm lange Deckkante im Winkel zu dem 90 mm langen Schenkel.

Auf dieses Gestell wird eine 230 mm lange und 100 mm breite Kunststoffplatte geschraubt. Im Abstand von 10 mm von der Unterkante der Platte ist ein Streifen mit 15 mm Breite und 180 mm Länge auszusägen. Durch diesen Ausschnitt werden die Tasten des Drucktastenaggregates gesteckt. Vorzugsweise soll ein Aggregat ohne Rastung verwendet werden. Bei

Einzelteilliste

Widerstände	(Dralowid)
Einstellregler	(Preh)
Rollkondensatoren	(Wima)
Transistoren OC 305/2,	
2x OC 304/2	(Intermetall)
AC 117	(Telefunken)
Drucktastenaggregat,	
achtteilig	(Schadow)
Bezug der angegebenen Bauelemente	nur über den einschlägigen Fachhandel



Bild 4. Blick auf den Versuchsaufbau

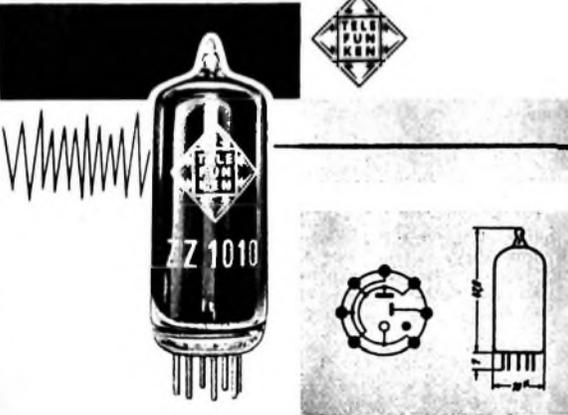
handelsüblichen Aggregaten mit Arretiereinrichtung müssen gegebenenfalls die den Tasten zugeordneten Federn ausgehängt werden.

Um das Befestigen der Widerstände, Transistoren usw. zu erleichtern, bohrt man im Abstand von 10 mm 1 mm große Löcher. Durch diese werden die Anschlüsse geführt und verdrahtet. Bild 4 zeigt eine Ansicht des Versuchsaufbaus, d.

Schrittium

© Schmidt, H.: Die physikalischen Grundlagen der Musik. München 1966, Franzis-Verlag

TELEFUNKEN

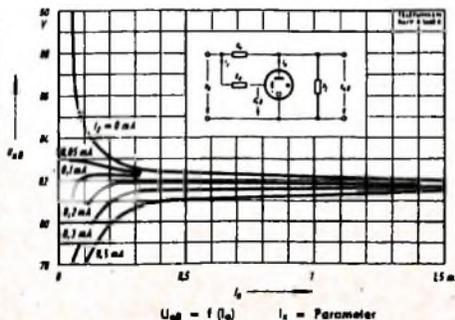


ZZ 1010 — eine neue Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfselektrode

Diese in einem Pico-7-Kolben untergebrachte Stabilisatorröhre ist vor allem für die Spelzung zuverlässiger Automatik-Schaltungen gedacht. Mittlere Brennspannung U_{B0} ca. 85 V, maximaler Wechselstrom-Mittelwertwiderstand $R_i = 150 \text{ Ohm}$. Die Röhre zeichnet sich durch geringe Exemplar-Streuungen, hohe Oberleitbarkeit und gute Langzeitkonstanz aus.

Meß- und Betriebswerte	Minimalwert	Mittelwert	Maximalwert
Brennspannung bei $I_a = 5 \text{ mA}$	U_{B0} 81,1	81,8	82,6 V
Brennspannung bei $I_a = 30 \text{ mA}$	U_{B0} 83,6	84,4	85,2 V
Regelbereich	I_a	4...70	mA
Zündspannung bei mittlerer Belastung	U_{z2}	105	112 V
Hauptstrecke a/k	U_{z1}	115	120 V
Hilfsstrecke z/k	U_{z2}		6,5 V
Spannungsdifferenzl. Regelbereich ΔU_{B0}			
Maximaler differentieller Wechselstromwiderstand	$R_{i\text{-max}}$	100	150 Ω
Temperaturkoeffizient	$TK_{U_{B0}}$		-3 mV/°C
Spannungssprünge bei einem Brennstrom zwischen 15-70 mA			10 mV
Änderung der Brennspannung während der Lebensdauer für die ersten 300 Betriebsstunden			0,3 %
für jede weiteren 10000 Betriebsstunden			0,3 %

Grenzwerte	Parameter	max.	min.
Einschaltstrom für die Dauer	I_{k10}	200 mA	
von max. 120 s	I_{k10}	1 A	
Kathodenstrom in der Zündspitze	I_{k10}	130 V	
Speisespannung	U_{B0}		min. -55 °C
Umgebungstemperatur	t_{amb}		max. +120 °C
bei $I_a = 40 \text{ mA}$			max. +95 °C
bei $I_a = 70 \text{ mA}$			
zulässige Stoßbeschleunigung	b_{max}	3000 g	
zulässige Parallelkapazität bei fehlendem Hilfsstrom	C_p	25 nF	



Wir senden Ihnen gerne Druckschriften mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
Fachbereich Röhren
Vertrieb 7900 Ulm

Leistungsfähiges Röhrenprüfgerät mit geringem Aufwand

Das Verfahren, bei der Fehlersuche eine verdächtige Röhre gegen eine Teströhre auszutauschen, mag in einer großen Service-Werkstatt manche Vorteile haben. Beim Amateur oder in einem kleineren Betrieb ist das Röhrenlager aber meistens nicht so reichhaltig, und häufig steht dann der gerade benötigte Typ nicht zur Verfügung.

Im folgenden wird ein Gerät beschrieben, das mit geringstem Aufwand an Zeit und Kosten jederzeit dem neuesten Stand angepaßt werden kann und außerdem leicht und billig herzustellen ist. Es erlaubt nicht nur einfache Gebrauchsprüfungen, sondern kann auch zur Aufnahme von Kennlinien dienen. Das ist besonders für die Entwicklung von Geräten von Vorteil, bei denen die Röhren unter unüblichen Betriebsbedingungen arbeiten sollen.

Abgesehen von den Heizdaten, kommt man meistens mit nur wenigen Betriebsspannungswerten aus, besonders wenn kleine, kaum ins Gewicht fallende Unterschiede (zum Beispiel $U_a = 190$ V an Stelle von 200 V, oder $U_a = 170$ V an Stelle von 150 V) vernachlässigt werden.

Schaltung

Wie Bild 1 zeigt, liefert der Netzteil nur zwei in Stufen von 50 V schaltbare positive Spannungen, und zwar für die Anodenstromversorgung (maximal 70 mA) und für die Schirmgitter-Stromversorgung (maximal 20 mA). Die angewandte Einweggleichrichtung gestattet es, beide Spannungen über Stufenschalter derselben Wicklung des Netztransformators zu entnehmen. Wegen des Drosselengangs der Siebketten sind die Betriebsspannungen verhältnismäßig belastungsunabhängig. Die 50- μ F-Kondensatoren C3 und C4 sorgen für ausreichende Unterdrückung des Netzbrumms. In der Anodenspannungsleitung liegt das Milliampereometer M3, das mit Hilfe des wahlweise einschaltbaren Shunts R2 die Meßbereiche 0... 10 mA und 0... 70 mA erfährt.

Die Heizwicklung des Transformators (Schüler) liefert alle für Parallelheizung gebräuchlichen Spannungen (1,2, 1,4, 2, 4, 6,3, 12,6 V) sowie auch höhere Werte, die für seriengeheizte Röhren erforderlich sind. Mit dem Schalter S5 kann man den Regelwiderstand R6 in den Heizkreis legen, mit dem sich alle Heizströme $I_h \leq 0,5$ A genau einstellen lassen; der Strommesser M1 (Meßbereiche 0... 0,5 A und 0... 1,5 A) ermöglicht die Kontrolle des Heizstroms. Die Einstellung der gewünschten Heizspannung erfolgt mit dem Stufenschalter S1.

Die negativen Gitterspannungen werden aus der 30-V-Anzapfung der Heizwicklung gewonnen. Die Gleichrichtung erfolgt mit einer Diode OA 81; die Elektrolytkondensatoren C1 und C2 sorgen für ausreichende Unterdrückung der Restwechselspannung. Mit dem einstellbaren Siebwiderstand R3 wird die Gleichspannung an C2 genau auf 25 V eingeregelt. Gitterspannungen zwischen 0 und -5 V sowie zwischen 0 und -25 V lassen sich mit dem Potentiometer R5 einstellen. Der Schalter S4, mit dem der Gitterspannungsbereich gewählt wird, schaltet über den Kontakt S4b auch den Meßbereich des Gitterspannungs-Meßinstrumentes M2 um. In der Gitterleitung liegt der 10-M Ω -

Widerstand R8, der mit der Taste S6 überbrückt ist. Die Änderung des Anodenstroms bei Betätigung dieser Taste gibt Aufschluß über die Steuerwirkung des Gitters und über den Gitterstrom, der sich nach der Gleichung

$$I_g = \frac{\Delta I_a}{S} \cdot 10^{-1} \text{ [A]}$$

berechnen läßt. Darin ist ΔI_a die Änderung des Anodenstroms (in mA) und S die Steilheit (in mA/V) der Röhre im gewählten Arbeitspunkt.

Primärseitig ist das Gerät mit 0,5 A abgesichert. Eine Signal-Glimmlampe dient zur Betriebsanzeige.

Die zu prüfende Röhre wird auf einen kleinen Adapter gesteckt, der die entsprechende Röhrenfassung und außerdem ein aus Telefonbuchsen bestehendes, der Fassung entsprechendes Sockelsymbol trägt. Zweckmäßigerweise verbindet man die Fassungskontakte so mit den Telefonbuchsen, daß das Sockelsymbol dem in den Röhren-Taschenbüchern angegebenen entspricht (Röhre von unten gegen den Sockel betrachtet). An Hand der Taschenbuchangaben kann dann leicht jede vorkommende Elektrodenanordnung berücksichtigt werden.

Ein Beispiel für Novalröhren zeigt Bild 2. Für jede gebräuchliche Fassung braucht nur ein einziger Adapter angefertigt zu werden, und auch für neu herauskommende Röhrentypen mit bereits bekanntem Sockel ist keine Änderung erforderlich. Das Gerät ist aber auch leicht für neue Stiftanordnungen zu ergänzen.

Die Verbindung des Sockelsymbols mit den Betriebsspannungsanschlüssen erfolgt über einfache Meßschnüre. Daher lassen sich in jede Leitung noch weitere Meßinstrumente oder auch Widerstände einschalten, wenn dies für besondere Messungen erforderlich ist.

Allgemeine Betriebshinweise

Das Arbeiten mit diesem Röhrenprüfgerät bereitet keine Schwierigkeiten. Die Betriebsdaten für jede gebräuchliche Röhre sind entweder den Röhren-Taschenbüchern oder den Röhrentabellen zu entnehmen. Während der Einstellung des Gerätes für eine Messung ist das Netz abgeschaltet. Die Röhre wird auf den Adapter gesteckt und das Sockelsymbol mit den Betriebsspannungsanschlüssen verbunden (Heiz-

faden mit U_h und 0, Katode und Bremsgitter mit 0, Steuergitter mit U_1 , das oder die Schirmgitter mit U_2 und die Anode mit U_3). Bei Verbundröhren werden die einzelnen Systeme nacheinander untersucht.

Um Überlastungen zu vermeiden, sollte der Gitterspannungsregler R5 immer so eingestellt sein, daß die höchste negative Gitterspannung an der Röhre liegt. Ebenso muß bei seriengeheizten Röhren (Schalter S5 in Stellung „Serie“) der Regelwiderstand R6 auf seinen Maximalwert eingestellt sein. Die Wahl der Schirmgitter- und Anodenspannung richtet sich nach dem Röhrentyp.

Nachdem die Netzspannung eingeschaltet ist, muß bei seriengeheizten Röhren zunächst der Heizstrom auf den richtigen Wert eingeregelt werden. Dann verringert man die Gitterspannung auf den in den Röhrendaten angegebenen Wert und liest am Instrument M3 den Anodenstrom ab. Weicht der Meßwert zu stark vom Sollwert ab, so weist die Röhre einen Fehler auf. Ändert sich der Anodenstrom beim Drücken der Taste S6, so zeigt die Röhre Steuerwirkung, und aus der Anodenstromänderung kann auch der Gitterstrom bestimmt werden.

Anwendungsbeispiele

Prüfung einer EL 84 (parallelgeheizt)

$U_h = 6,3$ V, $U_1 = -7,3$ V, $U_2 = 250$ V, $U_3 = 250$ V; I_a soll 48 mA sein.

Prüfung einer UCH 81 (seriengeheizt)

$U_h = 20$ V, Heizstrom mit R6 auf 0,1 A einregeln.

a) Triodenteil: $U_1 = 0$ V, $U_3 = 100$ V; I_a soll 13,5 mA sein.

b) Heptodenteil: $U_1 = -2,6$ V, $U_2 = 200$ V (18-k Ω -Widerstand in der Schirmgitterzuleitung), $U_3 = 200$ V, φ_3 und φ_5 an 0; I_a soll 7,6 mA sein.

Aufnahme der I_a - U_g -Kennlinie einer Röhre bei $U_{a2} = 50$ V, $U_a = 200$ V

$U_2 = 50$ V, $U_3 = 200$ V;

U_1 wird verändert, und die sich dabei ergebenden I_a -Werte werden an M3 abgelesen. Schaltet man in die Elektrodenzuleitungen ohmsche Widerstände ein, dann lassen sich auch die entsprechenden dynamischen Kennlinien aufnehmen.

Aufnahme einer I_g - U_a -Kennlinie

Nach Einstellung der Schirmgitterspannung werden für verschiedene U_1 -Werte (Parameter) die I_g -Werte für $U_2 = 50, 100, 150, 200$ und 250 V an M3 abgelesen.

Bild 1. Schaltung des Röhrenprüfgerätes

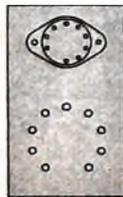
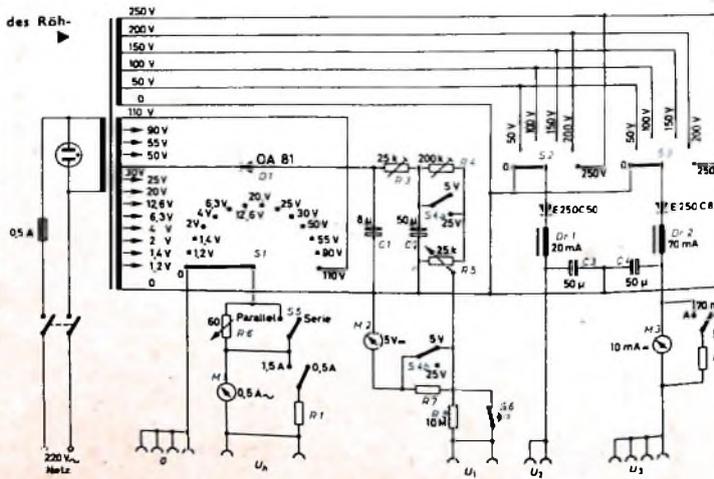


Bild 2. Beispiel für einen Novalröhren-Adapter



Vergütungshöhe von Arbeitnehmererfindungen und deren steuerliche Behandlung

1. Vorbemerkung

Nachdem kürzlich¹⁾ zu den grundsätzlichen Fragen Stellung genommen wurde, die auftauchen, wenn ein Arbeitnehmer eine Erfindung macht, wird im folgenden die für die Praxis wohl interessanteste Frage nach der Höhe der Vergütung untersucht.

Die Verhältnisse in der Praxis sind zu verschieden, als daß das Gesetz über Arbeitnehmererfindungen im einzelnen die Höhe der zu zahlenden Vergütungen hätte festlegen können. Es spricht deshalb von „angemessenen“ Vergütungen und Bedingungen und unterscheidet die Regelung für Dienst-erfindungen und technische Verbesserungsvorschläge von der für die freien Erfindungen.

2. Höhe der Vergütung bei Dienst-erfindungen und technischen Verbesserungsvorschlägen

Für die Bemessung der Vergütung in diesen Fällen gibt das Arbeitnehmererfindungsgesetz selbst einige Anhaltspunkte. Hier- nach sind die wirtschaftliche Verwertbarkeit der Dienst-erfindung, die Aufgaben und die Stellung des Arbeitnehmers im Betrieb sowie der Anteil des Betriebes an der Dienst-erfindung zu berück- sichtigen. Dieselben Gesichtspunkte sind auch für die Bemessung der Vergütung für technische Verbesserungsvorschläge maß- gebend, doch ist hier auf die tatsächliche Verwertung seitens des Arbeitgebers abzustellen. Der Bundesminister für Arbeit und Sozialordnung hat nach Anhörung der Spitzenorganisationen der Arbeitgeber und der Arbeitnehmer hierzu Richtlinien erlassen. Diese Richtlinien sind am 20. Juli 1959 als „Richtlinien für die Vergütung von Arbeitnehmererfindungen im privaten Dienst“ (Beilage zum Bundesanzeiger Nr. 156 vom 18. 8. 1959) ergan- gen und durch Erlaß vom 1. Dezember 1960 (Bundesanzeiger Nr. 237 vom 8. 12. 1960) auch auf Arbeitnehmer im öffentlichen Dienst sowie Beamte und Soldaten für entsprechend anwendbar erklärt worden.

Nach diesen Richtlinien, die zwar keine verbindlichen Vorschrif- ten sind, in ihrer praktischen Auswirkung solchen aber sehr nahe- kommen, wird zur Ermittlung einer angemessenen Vergütung zunächst vom Erfindungswert ausgegangen. Hierunter versteht man den wirtschaftlichen Wert, den eine Erfindung hat, unabhängig davon, ob sie von einem Arbeitnehmer oder einem freien Erfinder gemacht worden ist.

Der Erfindungswert kann nach verschiedenen Methoden ermittelt werden. Wird die Dienst-erfindung im Betrieb des Arbeitgebers selbst benutzt, dann bieten sich für die Berechnung folgende Möglichkeiten an:

- Nach der Lizenzanalogie wird der Lizenzsatz, der bei freien Erfindern in der Praxis üblich ist, der Ermittlung des Erfindungswertes zugrunde gelegt. Der in Prozenten oder als bestimmter Geldbetrag je Stück oder Gewichtseinheit ausgedrückte Lizenzsatz wird auf den Umsatz oder auf die Erzeugung bezogen, mit der Folge, daß der Erfindungswert dann die mit dem Lizenzsatz multiplizierte Bezugsgröße ist. Hierbei ist zu erwähnen, daß beispielsweise der Lizenzsatz in der Elektroindustrie 0,5 - 5% vom Umsatz ausmacht. Bei er- höhtem Umsatz können gewisse Ermäßigungen vorgenommen werden. An Stelle des Lizenzsatzes kann aber auch von der Analogie zum Kaufpreis ausgegangen werden, wenn eine Gesamt- abfindung angezeigt und der Kaufpreis bekannt ist, der in vergleichbaren Fällen mit freien Erfindern üblicherweise vereinbart wird.
- Der Erfindungswert kann weiterhin nach dem „erfaßbaren betrieblichen Nutzen“ bestimmt werden. Hierunter ist die beim Einsatz der Erfindung verursachte Differenz zwischen Kosten und Erträgen zu verstehen.
- Schließlich kann bei Versagen der Methoden a) und b) der Erfindungswert auch geschätzt werden. Hierbei kann von dem Preis ausgegangen werden, den der Betrieb hätte aufwenden müssen, wenn er die Erfindung von einem freien Erfinder hätte erwerben wollen.

¹⁾ K a n z, W.: Erfindungen und Verbesserungsvorschläge von Arbeit- nehmern. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 18, S. 731-732, 734

Wird die Erfindung dagegen betrieblich nicht, sondern zum Bei- spiel mittels Lizenzvergabe verwertet, dann ist der Erfindungs- wert gleich der Netto-Lizenzentnahme. (Die Richtlinien enthalten außerdem Angaben über die Ermittlung des Erfindungswertes bei Patentaustauschverträgen, bei Sperrpatenten, Schutzrechtskom- plexen, Vorrats- und Ausbaupatenten usw.).

Von dem so ermittelten Erfindungswert ist dann mit Rücksicht darauf, daß es sich nicht um eine freie, sondern um eine Dienst- erfindung handelt, ein entsprechender Abzug vorzunehmen. Der Anteil, der sich für den Arbeitnehmer unter Berücksichtigung dieses Abzuges an dem Erfindungswert ergibt, wird in Form eines in Prozenten ausgedrückten Anteilsfaktors ermittelt. Dieser wird bestimmt durch

- die Stellung der Aufgabe,
- die Lösung der Aufgabe und
- die Aufgaben und die Stellung des Arbeitnehmers im Betrieb.

Die Richtlinien stellen in diesem Zusammenhang für die Stel- lung und Lösung der Aufgabe sowie für die Aufgaben und die Stellung des Arbeitnehmers im Betrieb bestimmte Gruppen auf und versehen diese mit Wertzahlen, und zwar beispielsweise unter dem Gesichtspunkt, daß ein ungelernter Arbeiter für die gleiche Erfindung eine höhere Wertzahl und damit eine höhere Vergütung erhält als ein Ingenieur in der Entwicklung. Auch wird zum Beispiel eine Erfindung, deren Aufgabe vom Betrieb gestellt worden ist, niedriger bewertet, als wenn sich der Arbeit- nehmer eine Aufgabe selbst außerhalb seines Aufgabenbereiches gestellt hat.

Für die Berechnung des Anteilsfaktors ist dann folgende Tabelle zugrunde zu legen, bei der der Summe der Wertzahlen der An- teilsfaktor entspricht:

$a + b + c$	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
A	2	4	7	10	13	15	18	21	25	32	39	47	55	63	72	81	90	100

- Wertzahlen, die sich aus der Stellung der Aufgabe ergeben,
- Wertzahlen, die sich aus der Lösung der Aufgabe ergeben,
- Wertzahlen, die sich aus Aufgaben und Stellung des Arbeit- nehmers im Betrieb ergeben,
- Anteilsfaktor, das ist der Anteil des Arbeitnehmers am Erfin- dungswert in Prozenten).

Die Zahlen 20 und 100 sind in Klammern gesetzt, weil zumindest in diesem Falle bereits freie Erfindungen vorliegen.

Wenn nun der Anteilsfaktor sehr niedrig liegt und wenn auch der Erfindungswert sehr gering ist, dann kann nach den Richtlinien die zu ermittelnde Vergütung bis auf einen reinen Anerken- nungsbetrag sinken oder ganz wegfallen, was aber, sofern die Erfindung überhaupt wirtschaftlich verwertbar ist, selten vor- kommen wird.

Für die rechnerische Ermittlung der Vergütung geben die Richt- linien für die Vergütung von Arbeitnehmererfindungen eine Reihe Gleichungen an. Zunächst kann die Vergütung aus Erfin- dungswert und Anteilsfaktor gemäß

$$V = E \cdot A \quad (1)$$

berechnet werden (V die zu zahlende Vergütung, E Erfindungswert, A Anteilsfaktor in Prozenten). Der Erfindungswert E ist nach der Lizenzanalogie aus dem Produkt

$$E = B \cdot L \quad (2)$$

bestimmbar (E Erfindungswert, B Bezugsgröße, L Lizenzsatz in Prozenten).

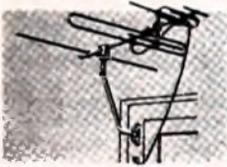
In Gl. (2) kann die Bezugsgröße ein Geldbetrag oder eine Stück- zahl sein. Ist die Bezugsgröße B ein bestimmter Geldbetrag, dann ist der Lizenzbetrag ein Prozentsatz; ist hingegen die Bezugs- gröÙe eine Stückzahl oder eine Gewichtseinheit, so ist der Li- zenzsatz L ein bestimmter Geldbetrag je Stück oder Gewicht- einheit des umgesetzten Erzeugnisses.

Insgesamt ergibt sich also für die Ermittlung der Vergütung bei Anwendung der Lizenzanalogie die Beziehung

$$V = B \cdot L \cdot A \quad (3)$$

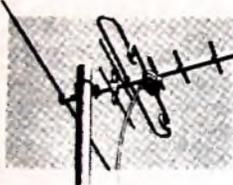
Für B ist hierbei jeweils die entsprechende Bezugsgröße (Um- satz, Erzeugung) einzusetzen. Sie kann sich auf die gesamte Lauf- dauer des Schutzrechtes oder aber auf einen bestimmten perio- disch wiederkehrenden Zeitabschnitt, zum Beispiel ein Jahr, beziehen. Entsprechend ergibt sich aus Gl. (3) die Vergütung V für die gesamte Laufdauer oder den bestimmten Zeitabschnitt (bei

Suber KOMBINATIONSENTENNEN FÜR VHF und UHF



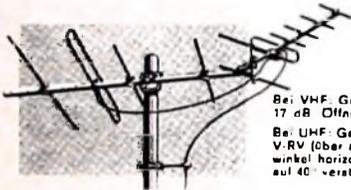
FSA 3 U 7
Best. Nr. 10002
DM 49,00

Bei VHF: Gewinn gemittelt 3 dB, V.RV gemittelt 12 dB, Öffnungswinkel horizontal 70°
Bei UHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 5,5 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 19 dB, Öffnungswinkel horizontal: mit steigender Frequenz von 80° auf 40° verstärkte Bündelung



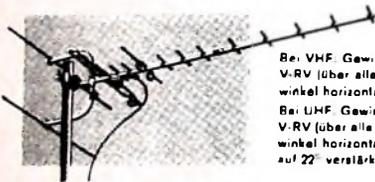
FSA 1 U 8
Best. Nr. 10008
DM 38,00

Bei VHF: Gewinn gemittelt 3 dB, V.RV gemittelt 12 dB, Öffnungswinkel horizontal 70°
Bei UHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 8,5 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 20 dB, Öffnungswinkel horizontal: mit steigender Frequenz von 86° auf 38° verstärkte Bündelung



FSA 1 U 11
Best. Nr. 10001
DM 60,00

Bei VHF: Gewinn gemittelt 5,5 dB, V.RV gemittelt 17 dB, Öffnungswinkel horizontal 64°
Bei UHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 7 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 20 dB, Öffnungswinkel horizontal: mit steigender Frequenz von 68° auf 40° verstärkte Bündelung



FSA 1 U 16
Best. Nr. 10016
DM 70,00

Bei VHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 5 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 21 dB, Öffnungswinkel horizontal 68°
Bei UHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 8,5 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 23,5 dB, Öffnungswinkel horizontal: mit steigender Frequenz von 58° auf 22° verstärkte Bündelung



FSA 1 U 24
Best. Nr. 10005
DM 98,00

Bei VHF: Gewinn gemittelt 8 dB, V.RV gemittelt 18 dB, Öffnungswinkel horizontal 55°
Bei UHF: Gewinn (über alle Kanäle gemittelt) 10 dB, V.RV (über alle Kanäle gemittelt) 24,5 dB, Öffnungswinkel horizontal: mit steigender Frequenz von 58° auf 35° verstärkte Bündelung

Beide Programme mit einer Antenne können in zahlreichen westdeutschen Orten bei günstiger Lage der UHF und VHF Sender empfangen werden. Die Suber-Kombinations-Antennen sind für diese Fälle die richtige Entscheidung. Das Angebot enthält dem praktischen Bedarf entsprechend 5 Typen, von der kleinen Fensterantenne für den Nahbereich bis zur leistungsstarken Fernempfangsantenne.

E 12/5/63



ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO.
3202 BAD SALZDORF/PURTH/HANNOVER

jährlicher Ermittlung V_j). Wird demnach zum Beispiel die Vergütung unter Anwendung der Lizenzanalogie in Verbindung mit dem Umsatz ermittelt, dann lautet die Gleichung für die Berechnung der Vergütung

$$V = U \cdot L \cdot A \quad (4)$$

oder bei jährlicher Ermittlung

$$V_j = U_j \cdot L \cdot A \quad (5)$$

Nach den Richtlinien ergibt sich zum Beispiel bei einem Jahresumsatz von 400 000,- DM, einem Lizenzsatz von 3% und einem Anteilsfaktor von 15% (für $a + b + c = 8$) die zu zahlende jährliche Vergütung

$$V_j = 400\,000 \cdot \frac{3 \cdot 15}{100 \cdot 100} = 1800,- \text{ DM}$$

Für die Zahlung der Vergütung gehen die Richtlinien vom dem Normalfall einer laufenden, nachkalkulatorisch zu ermittelnden Vergütung aus und empfehlen eine jährliche Abrechnung, gegebenenfalls mit entsprechenden Abschlagszahlungen. Endet der Patentschutz, also in der längsten Laufzeit nach 18 Jahren, dann endet regelmäßig auch die Vergütungszahlung. Die Art und Höhe der Vergütung soll primär an Hand einer Vereinbarung zwischen Arbeitgeber und Arbeitnehmer-Erfinder festgestellt werden. Kommt eine solche bei unbeschränkter Inanspruchnahme nicht spätestens drei Monate nach Erteilung des Schutzrechtes, bei beschränkter Inanspruchnahme nicht spätestens drei Monate nach Aufnahme der Benutzung zustande, dann hat der Arbeitgeber die Vergütung in einer begründeten schriftlichen Erklärung an den Arbeitnehmer festzusetzen und entsprechend zu zahlen. Dieser kann, wenn er hiermit nicht einverstanden ist, der Festsetzung binnen zwei Monaten widersprechen; sofern er einen Widerspruch nicht einlegt, ist die Festsetzung für beide Teile verbindlich. Sollten sich die Umstände, die selbsterzeit für die Festsetzung der Vergütung maßgebend waren, wesentlich ändern, dann können Arbeitgeber und Arbeitnehmer voneinander die Einwilligung in eine andere Regelung der Vergütung verlangen.

3. Vergütungshöhe bei freien Erfindungen

Freie Erfindungen hat der Arbeitnehmer seinem Dienstherrn, wie erwähnt, zu „angemessenen“ Bedingungen anzubieten. Die Angemessenheit der Vergütung richtet sich hier aber nicht nach den für die gesetzliche Vergütung von Dienstleistungen und technischen Verbesserungsvorschlägen maßgebenden Gesichtspunkten oder den hierzu ergangenen Richtlinien. Die Vergütung für eine freie Erfindung soll sich vielmehr nach den Sätzen richten, die für derartige Benutzungsrechte im Rechtsverkehr mit freien Erfindern als angemessen angesehen werden.

4. Steuerliche Behandlung der Erfindungsvergütungen

Nach den steuerrechtlichen Grundsätzen gehören Vergütungen für Arbeitnehmererfindungen zum Arbeitslohn, das heißt, die Vergütung müßte dem normalen Lohn zugeschlagen und von dieser erhöhten Summe dann die Lohnsteuer (beziehungsweise Einkommensteuer) abgezogen werden. Um aber einen Anreiz zu schaffen, daß Erfindungen gemacht werden, und um diesen nicht wegen der Besteuerung von vornherein wieder zu beeinträchtigen, sind mit der „Verordnung über die steuerliche Behandlung der Vergütungen für Arbeitnehmererfindungen“ vom 8. Juni 1951 (Bundesgesetzblatt Teil I Seite 388) und mit der „Verordnung über steuerliche Behandlung von Prämien für Verbesserungsvorschläge“ vom 18. Februar 1957 (Bundesgesetzblatt Teil I Seite 33) steuerliche Vergünstigungen geschaffen worden. Hiernach wird für Arbeitnehmererfindungen nur die Hälfte der normal anfallenden Lohnsteuer erhoben, wenn die Vergütung, die dem Arbeitnehmer-Erfinder vom Arbeitgeber auf Grund gesetzlicher Vorschriften für eine schutzfähige Erfindung gezahlt wird, nicht unangemessen hoch ist und die Erfindung aus der Arbeit des Arbeitnehmers im Betrieb entstanden ist. Für Verbesserungsvorschläge zählt eine Prämie bis zu 200,- DM überhaupt nicht zum steuerpflichtigen Arbeitslohn; sofern sie 200,- DM übersteigt, gehören ein Betrag von 200,- DM und die Hälfte des darüber hinausgehenden Betrages, höchstens jedoch insgesamt 500,- DM im Jahr, nicht zum steuerpflichtigen Arbeitslohn. Dies gilt aber nur dann, wenn der Arbeitnehmer-Erfinder nicht ausschließlich oder überwiegend mit der Erarbeitung von Verbesserungen beauftragt ist, wenn die Prämien nicht unangemessen hoch sind, wenn diese nicht in Form von laufenden Zuwendungen gewährt werden, wenn die Vorschläge nicht nur zu unwesentlichen Verbesserungen führen und wenn die Prämien nicht bereits als Vergütungen für schutzfähige Erfindungen nur mit dem halben Steuersatz belegt worden sind.



P. ALTMANN

Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 21, S. 813

4.1.2. Die Diode

Wir vervollständigen jetzt die Schaltung nach Bild 60 durch Anschluß der Gleichspannung. Parallel zu den Ausgangsklemmen liegt das Potentiometer P , an dem wir beliebige Gleichspannungen abgreifen können. Die abgegriffene Spannung gelangt über das als Gleichstrom-Milliamperemeter geschaltete Instrument zur Anode der Röhre, die außerdem mit dem Steuergitter verbunden wird. Durch diese Verbindung wird die an sich als Triode gebaute Röhre zu einer Diode; Gitter und Anode bilden dann eine gemeinsame Anode. Die Katode liegt am Minus-Pol. Zunächst stellen wir den Schleifer des Potentiometers so ein, daß keine Anodenspannung vorhanden ist. Dann erhöhen wir die Spannung langsam und sehen, daß ein immer höherer Anodenstrom fließt. Wenn man die Anschlüsse an der Gleichstromseite des Netzgerätes umpolt, fließt kein Strom mehr. Die Röhre sperrt jetzt, und damit ist ihre Ventilwirkung bewiesen.

Wir wollen jetzt die Kennlinie einer derartigen Diode aufnehmen. Dazu müssen wir zu jedem Anodenspannungswert den zugehörigen Anodenstrom bestimmen. Wenn man nur ein Vielfachinstrument besitzt, muß man es laufend umschalten und für jeden Meßpunkt sowohl die Spannung zwischen Anode und Katode als auch den Anodenstrom messen. Das ist zwar etwas mühsam, aber bei Vorhandensein nur eines Instrumentes nicht zu vermeiden. Einfacher ist es natürlich, wenn zwei Vielfachinstrumente zur Verfügung stehen. Dann wird das Voltmeter so angeschlossen, wie es im Bild 60 gestrichelt dargestellt ist. Wir dürfen es nicht unmittelbar zwischen Katode und Anode legen, weil das Anodenstrominstrument sonst den Voltmeterstrom mitmessen würde. Bei den hier auftretenden niedrigen Strömen würde sich dadurch bereits eine unzulässige Verfälschung der Messung ergeben.

Zur Aufnahme der Diodenkennlinie verändern wir die Anodenspannung U_a in regelmäßigen Abständen, zum Beispiel von 20 zu 20 V, und messen den jeweils fließenden Anodenstrom I_a . Dabei ist darauf zu achten, daß ein Anodenstrom von 9 mA nicht überschritten wird, um die Röhre nicht zu überlasten. Die Werte notieren wir in einer Tabelle und zeichnen nach Beendigung der Messungen die Kennlinie, die einen Verlauf nach Bild 61 haben wird. Aus der Kennlinie kann man leicht den

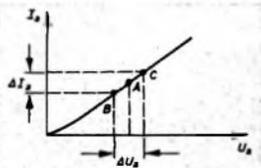


Bild 61. Die Diodenkennlinie

Innenwiderstand der Diode bestimmen. Dazu wählen wir im geradlinigen Teil einen „Arbeitspunkt“ A , zum Beispiel bei 75 V, tragen links und rechts davon jeweils eine Spannung von 10 V ab und ziehen zwei senkrechte Linien nach oben, die die Kennlinie in den Punkten B und C schneiden. Hierzu gehört, horizontal nach links übertragen und abgelesen, eine Anodenstromänderung ΔI_a . Sie tritt auf, wenn wir die Anodenspannung um ΔU_a ändern. Nun können wir den Innenwiderstand unserer Diode berechnen, für den $R_i = \Delta U_a : \Delta I_a$ gilt. Dieser Innenwiderstand ist ein für Dioden wichtiger Wert, den man bei der Bemessung bestimmter Schaltungen benötigt.

4.1.3. Die Triode

Wir schalten nun unsere Röhre nach Bild 62 als Triode, entfernen also die Verbindung zwischen Steuergitter und Anode. (Im Bild 62 ist die Katode als dicker Punkt dargestellt. Diese Darstellungsart verwendet

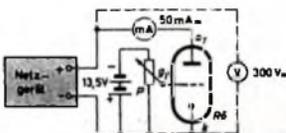
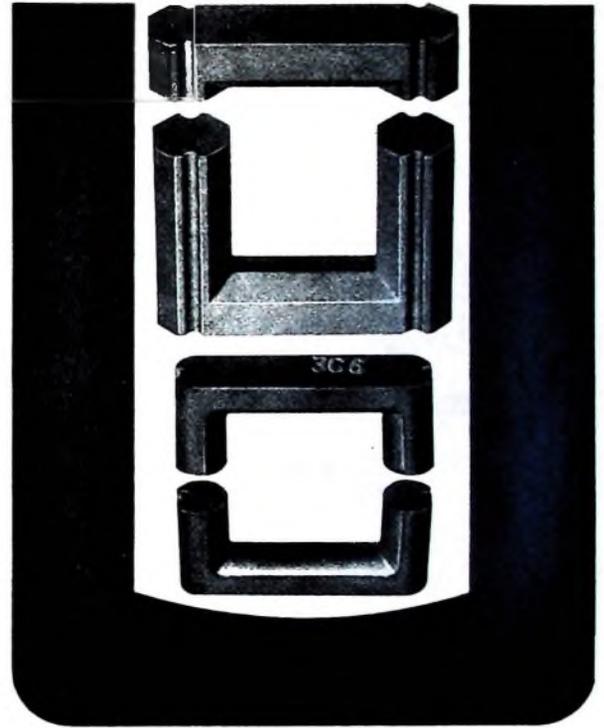


Bild 62. Die ECL 80 als Triode

VALVO

U-Kerne aus Ferroxcube 3C6



Wesentliche Merkmale der VALVO U-Kerne für Zellentransformatoren in Fernsehgeräten sind hohe Sättigung, niedrige Kernverluste und günstiges Temperaturverhalten. Diese Eigenschaften konnten durch den neuen Ferroxcube-Werkstoff 3C6, der unseren bisherigen Werkstoff 3C5 ablöst, noch verbessert werden. Insbesondere weist Ferroxcube 3C6 auch bei niedrigen Temperaturen, wie sie in transistorisierten Fernsehgeräten auftreten, geringe Kernverluste auf.

Wir haben unser Programm außerdem um zwei Kern-Typen erweitert. Neben den Kernen nach DIN 41 296 liefern wir jetzt auch einen besonders kleinen U-Kern mit einem Querschnitt von ca. 1 cm² für tragbare Fernsehgeräte und einen neuartigen UI-Kern mit achteckigem Querschnitt. Dieser komplette Transformator Kern läßt sich ausgetrennt gelieferten U- und I-Kernen beliebig zusammenstellen. Der Luftspalt liegt bei diesen Kernen stets außerhalb der Spule und ist damit sicherer einzustellen.



VALVO GMBH HAMBURG

man, wenn im Schaltzeichen einer Elektronenröhre der Heizfaden fortgelassen wird.) Außerdem legen wir die volle Gleichspannung des Netzgerätes über den Anodenstrommesser an die Anode. Um den Anodenstrom beeinflussen zu können, benötigen wir eine veränderbare negative „Gittervorspannung“. Dazu dienen drei in Serie geschaltete Taschenlampenbatterien, die wir parallel zum Potentiometer *P* legen. Steht der Schleifer von *P* ganz unten, so ist die Gittervorspannung 0 V, steht er oben, so liegt die volle Batteriespannung zwischen Gitter und Katode. Bei diesem Punkt beginnen wir mit der Aufnahme der Kennlinie. Um eine Überlastung der Röhre zu verhindern, dürfen wir die Gittervorspannung aber nur bis etwa -9 V verringern. Es ist also nur die Aufnahme eines Kennlinientells möglich.

odenspannung (wie im Bild 62 gestrichelt angedeutet) bei maximalem und bei minimalem Anodenstrom und bilden aus den beiden Anodenstrommesswerten den Mittelwert. Bei maximalem Anodenstrom ist die Anodenspannung niedriger als bei minimalem Anodenstrom, weil das Netzgerät einen Innenwiderstand hat. Heute gibt es elektronisch stabilisierte Netzgeräte, deren Ausgangsspannung von Belastungsschwankungen praktisch unabhängig ist. Wir müssen hier diese Schwankungen in Kauf nehmen, wollen uns aber merken, daß bei der Aufnahme von Kennlinien diejenigen elektrischen Werte, die stets gleichbleiben sollen, auch wirklich konstant sein müssen.

Bei der Aufnahme der Kennlinie erniedrigt man die Gittervorspannung stufenweise und liest jeweils den Anodenstrom ab. Es genügt, wenn wir die Vorspannung in Abständen von etwa 0,5 V ändern. Um die Gittervorspannungen zu messen, muß unser Meßinstrument umgeschaltet werden, und zwar als Voltmeter für die Vorspannungen und als Milliampereometer für den Anodenstrom. Wir notieren wieder die zusammengehörenden Werte und zeichnen sie dann als Kennlinie auf. Bild 63 zeigt die vom Hersteller angegebenen „Kennlinienscharen“ des Triodenteils der ECL 80, wobei zu jeder Kurve eine bestimmte Anodenspannung gehört; man sagt dann, die Anodenspannung ist der „Parameter“. Die von uns gemessene Kurve wird irgendwie zwischen den hier dargestellten Kurven verlaufen. Zur weiteren Erläuterung halten wir uns an die Kennlinien im Bild 63.

Zunächst sehen wir, daß die Kennlinien um so weiter links liegen, je höher die Anodenspannungen sind. Das ist nach dem Ohmschen Gesetz

111 Zunächst überzeugen wir uns von der Wirkung der Gittersteuerung. Wir schalten ein und werden bei der höchsten negativen Vorspannung bereits einen Anodenstrom feststellen. Verringern wir nun die Vorspannung, dann steigt der Anodenstrom an. Die Leistungslosigkeit der Steuerung kann man dadurch nachweisen, daß man das Meßinstrument in die Gitterleitung schaltet. Auch beim empfindlichsten Meßbereich werden wir keinen Gitterstrom messen, solange das Gitter negativ gegenüber der Katode ist.

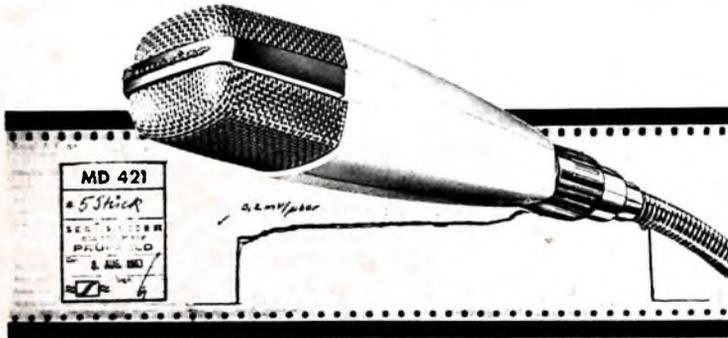
Zur Aufnahme der Triodenkennlinie müßten wir eigentlich eine vollkommen konstante Anodenspannung haben. Leider ist diese Voraussetzung bei unserem primitiven Netzgerät nicht erfüllt, so daß wir die durch Anodenspannungsschwankungen hervorgerufenen Ungenauigkeiten be-

112 wußt in Kauf nehmen wollen. Wir messen zweckmäßigerweise die An-

100 000 meter



Wir haben es einmal nachgerechnet: im Jahre 1962 haben wir bei Messungen in unseren schalltoten Räumen mit Pegelschreibern mehr als 100 000 Meter Diagramm-Papier beschrieben. Das entspricht etwa der Strecke Bremen-Hamburg! Dieses Jahr benötigen wir noch mehr, denn wir haben u. a. die Fertigung des neuen Richtmikrophons MD 421 erhöht, damit es endlich unbeschränkt zur Verfügung steht



Jedem dieser Mikrophone legen wir, wie allgemein bekannt, den gemessenen Frequenzgang bei, damit auch Sie unsere Behauptung

bei Sennheiser sind alle Mikrophone eines Typs gleich

selbst nachprüfen können. Unsere Kunden – unter ihnen namhafte Fachleute und ausgezeichnete Amateure – wissen, daß mehrfache Kontrollen Stück für Stück nicht nur bei Studio-Mikrophonen die vorgeschriebenen Sollwerte der Prospekte garantieren, sondern

Sennheiser prüft jedes Mikrophon auf Herz und Nieren

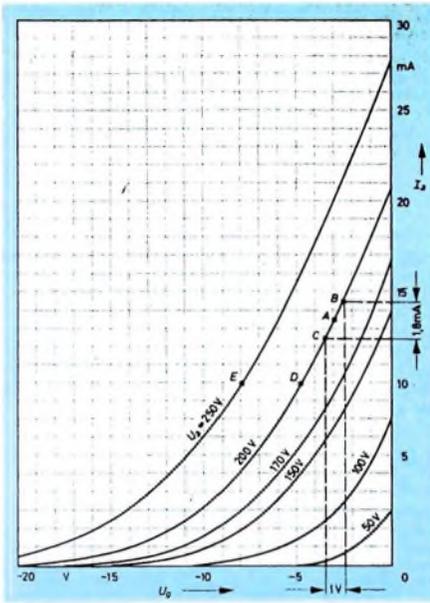


Sennheiser electronic · 3002 Bissendorf

SENNHEISER
electronic



Bild 63 I_a-U_g -Kennlinie des Triodensystems der ECL 80



verständlich, denn zu höheren Anodenspannungen gehört bei konstanter Gittervorspannung stets ein höherer Strom. Gehen wir zum Beispiel von dem Gittervorspannungswert -5 V senkrecht nach oben, so schneidet diese Linie die Kennlinie für $U_a = 100\text{ V}$ bei einem Strom von etwa $1,5\text{ mA}$. Bei $U_a = 250\text{ V}$ liegt dieser Schnittpunkt schon bei $15,5\text{ mA}$. Die Anodenspannung hat also bei einer Triode einen großen Einfluß auf den Anodenstrom.

Ein wichtiges Charakteristikum jeder Röhre ist die Steilheit. Sie gibt an, wie stark sich der Anodenstrom ändert, wenn die Gittervorspannung um 1 V schwankt. Hierbei müssen wir wieder von einem Arbeitspunkt ausgehen, der im Bild 63 mit A bezeichnet ist. Von diesem Arbeitspunkt aus gehen wir jeweils um $0,5\text{ V}$ nach links und rechts und erhalten so wieder zwei Schnittpunkte C und B, von denen wir nun horizontal je eine Linie nach rechts ziehen. Diese beiden Linien schneiden auf der senkrechten Achse eine Strecke ab, die einem Strom von $1,8\text{ mA}$ entspricht. Ändern wir also die Gittervorspannung vom Arbeitspunkt A aus symmetrisch um jeweils $0,5\text{ V}$, insgesamt also um 1 V , so ändert sich der Anodenstrom um $1,8\text{ mA}$. Man sagt dann, die Röhre hat eine Steilheit von $S = 1,8\text{ mA/V}$. Für die Steilheit S gilt die Gleichung

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$$

Manche Röhren haben eine kleine, andere eine größere Steilheit.

Nach ein weiteres wichtiges Charakteristikum, der sogenannte „Durchgriff“, ist aus diesem Kennlinienfeld zu entnehmen. Er gibt an, wie stark man die Anodenspannung ändern muß, damit eine durch eine Gittervorspannungsänderung hervorgerufene Anodenstromänderung wieder rückgängig gemacht wird. Der Durchgriff kennzeichnet also den Einfluß der Anodenspannung auf den Anodenstrom. An sich legt man Wert darauf, daß möglichst nur die Gitterspannung, nicht aber die Anodenspannung den Anodenstrom beeinflusst. Genügt jedoch schon eine kleine Anodenspannungsänderung, um den Einfluß einer Gitterspannungsänderung rückgängig zu machen, so ist der Einfluß der Anode, ihr „Durchgriff“, auf den Anodenstrom groß. Man definiert daher den Durchgriff durch die Formel

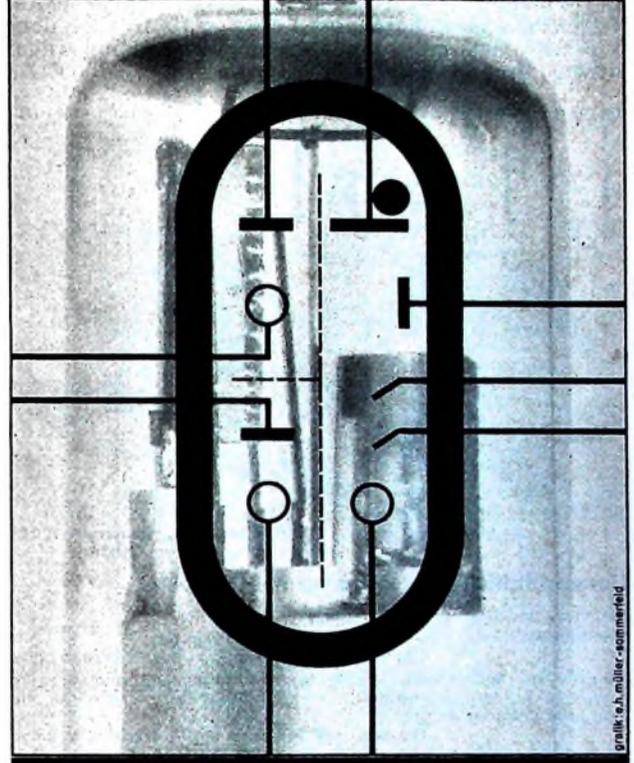
$$D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$$

wobei konstanter Anodenstrom vorausgesetzt ist.

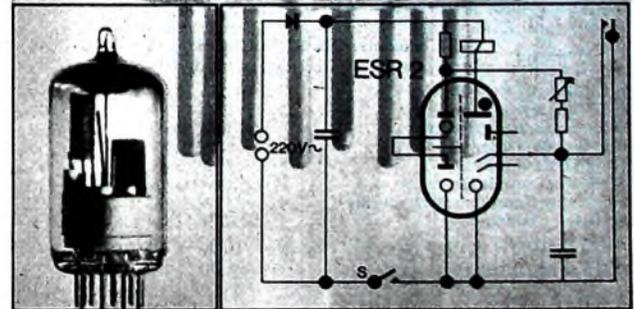
Zur Berechnung des Durchgriffes benutzen wir die Kennlinien für 250 V und 200 V (Bild 63) und gehen von 10 mA Anodenstrom aus. Dieser Wert soll konstant bleiben, wenn wir die Anodenspannung von 200 auf 250 V steigern. Dazu brauchen wir nur vom Punkt D horizontal nach links zu gehen und die dazwischen liegende Strecke (in Volt) abzulesen. Diese Strecke entspricht nämlich dann derjenigen Gitterspannungsänderung, die den Anodenstrom ebenso beeinflusst wie die Änderung der Anodenspannung von 200 auf 250 V . Aus Bild 63 ergibt sich für die Anodenspannungsänderung von $250 - 200 = 50\text{ V}$ eine Gitterspan-

ESR 2

Der ideale Baustein für elektronische Zeitrelais



- Relaisröhre mit 2 eingebauten Stabilisatorstrecken für unübertroffen einfache und preiswerte Zeitrelais!
- geringster Platzbedarf
- vereinfachtes Schema
- weniger Bauteile
- hohe Ausgangsleistung
- gute Stabilisierung - hohe Zeitgenauigkeit



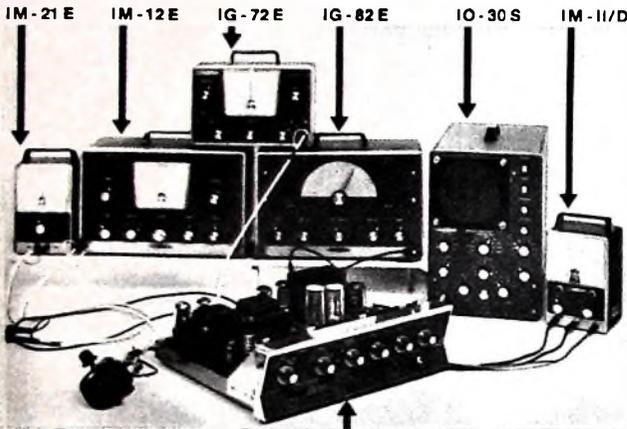
Verlangen Sie bitte ausführliche technische Unterlagen!

ELESTA AG ELEKTRONIK In der Bundesrepublik:
Ernst-Günther Hannemann
Frankfurt am Main
Gulleulestraße 11

Bad-Ragaz / Schweiz Telefon 33 15 94 + 33 50 23
Tel. 085 9 25 55 Telex 53 298 Telex 041 25 98



Direkt vom Hersteller zum Endverbraucher
 Sie erhalten gegen Einsendung des anhängenden Abschnittes unseren **kostenlosen Katalog 1963/64** mit über **100 Meß-, HiFi-Stereo- und Funkamateurgeräten** aus dem **größten Programm der Welt**



2x25 W-Stereo-Verstärker AA-100 E mit abgenommenem Gehäuse

Ein vorbildlicher, preiswerter NF-Meßplatz

- IM-11/D Universal-Röhrevoltmeter
Das ideale Gerät für Fertigungskontrolle und Service
Bausatz: DM 168,- Gerät: DM 229,-
 - IM-21 E NF-Millivoltmeter zur Messung von Wechselspannungen im Ton- und Trägerfrequenzbereich mit dB-Skala für Dämpfungs- und Frequenzgangmessungen
Bausatz: DM 249,- Gerät: DM 289,-
 - IG-72 E Dekaden-RC-Generator von 10 Hz ... 100 kHz mit eingebautem Meßinstrument. Der Klirrfaktor von 20 Hz ... 20 kHz ist kleiner als 0,1%
Bausatz: DM 289,- Gerät: DM 339,-
 - IG-82 E Sinus-Rechteckgenerator mit einem Frequenzbereich von 20 Hz ... 1 MHz. Beide Wellenformen können gleichzeitig unabhängig voneinander - entnommen werden.
Bausatz: DM 389,- Gerät: DM 494,-
 - IM-12 E Klirrfaktormeßbrücke - Der Klirrfaktor im Frequenzbereich 20 Hz ... 20 kHz ist direkt in Prozent ablesbar.
Bausatz: DM 369,- Gerät: DM 479,-
 - IO-30/S Breitbandoszillograf mit 13-cm-Schirm und 2 Festfrequenzen für Bild und Zeile speziell für FS-Kundendienstwerkstätten
Bausatz: DM 585,- (IO-12 E) Gerät: DM 699,-
- Alle Bausätze und Geräte mit 220-V-Netzanschluß
- HiFi-Lautsprecher-Boxen von DM 189,- bis DM 599,-
 - HiFi-Verstärker (Mono) von DM 99,- bis DM 499,-
 - HiFi-Verstärker (Stereo) von DM 199,- bis DM 1052,-
 - HiFi-Stereo-Tuner von DM 539,- bis DM 1250,-
 - Funkamateurlautsprecher von DM 259,- bis DM 2795,-
 - Funkamateurlautsprecher von DM 238,- bis DM 2390,-
 - Lehr- und Demonstrationsgeräte von DM 229,- bis DM 1789,-
 - Nautische Hilfegeräte von DM 475,- bis DM 1869,-

Alle Bausätze und Geräte ab DM 100,- ab sofort auch auf Teilzahlung

DAYSTROM GmbH

Abt. T 10
 6079 Sprendlingen bei Frankfurt
 Robert-Bosch-Straße 32-38

Ich bitte um Zusendung Ihres **kostenlosen Kataloges** folgender Einzelbeschreibungen: _____

England: Daystrom Ltd Gloucester, Bristol Road
 Schweiz: Daystrom SA, Zürich, Badener Strasse 333
 Österreich: Daystrom GmbH, Wien 12, Tivoli-Gasse 74

spannungsänderung von 3 V. Demnach ist der Durchgriff $D = 3 : 50 = 0,06$ (oder 6%).

Wie später noch gezeigt werden wird, ist der Durchgriffswert ein Maß für die mit einer Röhre erreichbare Verstärkung. Je größer D ist, um so kleiner ist die Verstärkung, weil dann die steuernde Gitterspannung im Verhältnis zur Anodenspannung nur wenig Einfluß auf den Anodenstrom hat. Der reziproke Wert von D stellt den Verstärkungsfaktor μ dar. Für den Verstärkungsfaktor gilt also

$$\mu = \frac{1}{D}$$

Im vorliegenden Fall ergibt sich $\mu = 1 : 0,06 = 16,7$

Auch der Durchgriff (beziehungsweise der Verstärkungsfaktor) hängt vom jeweiligen Arbeitspunkt der Röhre ab. Die Röhrenkennlinien verlaufen nämlich nicht geradlinig, sondern etwas gekrümmt, was mit verschiedenen röhrenphysikalischen Gesetzen zusammenhängt. Diese Kennlinienkrümmung bewirkt, daß die Werte des Innenwiderstandes, der Steilheit und des Durchgriffes immer nur für einen bestimmten Arbeitspunkt und seine unmittelbare Umgebung gelten. Nur wenn die Kennlinie absolut gerade wären, würde man für jeden Punkt der Kennlinie die gleichen Werte erhalten. (Wird fortgesetzt)

Neue Bauelemente

Verbesserte Endstufentransistoren

Bei den Endstufentransistoren mittlerer Leistung AC 117 und AC 124 von Telefunken konnte der thermische Innenwiderstand verkleinert und die maximal zulässige Sperrschichttemperatur von 75 auf 90 °C erhöht werden. Daher ist jetzt eine Verlustleistung von 800 mW bei einer Gehäusestemperatur von 45 °C zulässig. Im Gegentakt-Betrieb läßt sich damit eine Ausgangsleistung von 4 W erreichen.

Neue Spezialröhren und Katodenstrahlröhre

Für Anwendungen in der Industriellen Elektronik hat die Valvo GmbH fünf neue Röhrentypen mit den Eigenschaften der Roten Reihe (hohe Zuverlässigkeit, lange Lebensdauer, enge Toleranzen, Stoß- und Vibrationsfestigkeit, zwischenschichtfreie Kathode) herausgebracht.

E 82 CC (6189); Zweifachtriode mit getrennten Kathoden: Die E 82 CC ist eine Spezialausführung des bekannten Typs ECC 82, deren Daten denen der 6189/12AUTWA entsprechen. Außerdem sind ihre elektrischen Daten denen der Typen ECC 82, ECC 802, ECC 802 S, 12A U7, CV 491, CV 4003 äquivalent, so daß ein Austausch ohne Schaltungsänderung erfolgen kann.

E 83 CC (6681); Mikrofonlearme Zweifachtriode mit getrennten Kathoden: Diese neue Röhre ist eine Spezialausführung des Typs ECC 83 und besonders für Meßverstärker, Phasenumkehrstufen und NF-Spannungsverstärker geeignet.

E 235 L (7751) und E 236 L; stelle Endpentoden ($S = 14 \text{ mA/V}$ bei $I_0 = 100 \text{ mA}$): Mit den Typen E 235 L und E 236 L hat Valvo zwei stelle Endpentoden mit kleinem inneren Leistungswiderstand in ihr Programm aufgenommen. Sie lassen sich als Längsröhren in elektronisch geregelten Netzgeräten, als Endröhren in Gegentakt-Leistungsverstärkern usw. verwenden. Die E 236 L ist eine Sonderausführung der E 235 L mit einer an eine Anodenkappe geführten Anodenzuleitung und höherer Spannungsfestigkeit im Impulsbetrieb, so daß sie auch für Zeilenablenkstufen benutzt werden kann.

E 82 F; stelle Breitbandpentode: Mit der Breitbandpentode E 82 F ist der Aufbau verzerrungsarmer Endstufen in Video- und Oszillografenverstärkern sowie von Breitbandverstärkern möglich. Ihre Steilheit ist 26 mA/V bei einem Anodenstrom von 35 mA .

Auch Telefunken hat das Spezialröhrenprogramm erweitert. Neben den auch von Valvo gefertigten stellen Endpentoden E 235 L und E 236 L wurden folgende neuen Typen in das Lieferprogramm aufgenommen:

ED 8000; Triode mit 17 W Verlustleistung: Als Längsröhre in elektronisch geregelten Netzgeräten wurde bisher oft die Doppeltriode 6080 verwendet. Mit der ED 8000 steht jetzt eine neue Einfachtriode für den gleichen Verwendungszweck zur Verfügung, die mit 17 W eine um 40% höhere Verlustleistung als ein System der 6080 sowie mit 180 mA ein um 20% höheren maximalen Kathodenstrom hat. Infolge ihres größeren Verstärkungsfaktors von 3,6 gegenüber 2 bei der 6080 zeigt die ED 8000 auch ein besseres Regelverhalten.

EC 8010; UHF-Triode: Die UHF-Triode EC 8010 ist eine neue leistungsstarke Langlebensdauer-Röhre mit etwa der doppelten Steilheit der 8255.

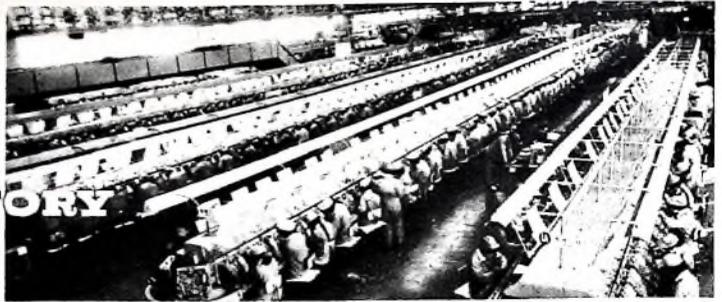
ECF 8070; Triode-Pentode mit stiellem Pentodensystem: Die ECF 8070 ist der Nachfolgetyp der Triode-Pentode E 80 CF. Sie unterscheidet sich von dieser durch fast doppelt so große Steilheit des Pentodensystems und geringere Koppelkapazitäten zwischen Trioden- und Pentodensystem.

D 3-10 GJ; Katodenstrahlröhre mit herabgesetzter Heizleistung für mit Transistoren bestückte Oszillografen: Die Röhre hat einen Schirmdurchmesser von 30 mm und eine Gesamtbauhöhe von etwa 103 mm. Die Heizleistung ist wie bei den Typen D 7-16 und D 7-17 etwa 0,5 W (6,3 V, 80 mA). Die übrigen elektrischen Daten entsprechen denen der DG 3-12 A (1FP1).



DIE MATSUSHITA ELECTRIC-STORY

FOLGE 6



Das prominente amerikanische Nachrichtenmagazin „Time“ widmete ihm eine Titelgeschichte von fast fünf Seiten. Die Zeitschrift würdigte damit die großartige Leistung eines führenden Mannes im Wirtschaftsgeschehen der freien Welt: Das Japans Kōnosuke Matsushita. Er ist der Gründer von Matsushita Electric, Japans größtem Hersteller von Rundfunk-, Fernseh- und Elektrogeräten. Daß

NATIONAL-Fernsehgeräte, preisgekrönte Qualität. Jedes NATIONAL-Fernsehgerät durchläuft während des Produktionsablaufes mehr als 270 Qualitätskontrollen. Für diese Leistung erhielt Matsushita Electric die höchste Auszeichnung für Qualitätskontrollen — den Demingpreis.

er heute über ein Weltunternehmen mit fast 40 000 Mitarbeitern und 50 großen Werken gebietet, verdankt er vor allen Dingen seinem konsequent vertretenen Grundsatz: Dem Verbraucher Produkte von höchster Qualität zu bieten. Zugleich gewann Matsushita Electric durch eine solide und marktgerechte Preispolitik überall das Vertrauen des Handels. Die Produkte von Matsushita Electric sind

unter dem Namen NATIONAL in mehr als 120 Ländern ein Begriff für Qualität geworden.

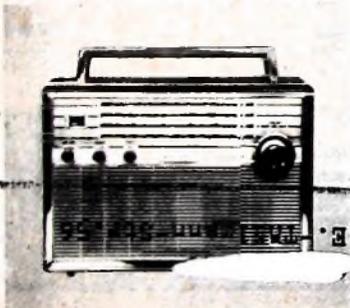
In Fortführung unserer Artikelserie bringen wir jetzt für die Leser dieser Zeitschrift interessante Einzelheiten aus der Produktion und dem aktuellen Geschehen bei Matsushita Electric.

Matsushita Electric in der ganzen Welt
Innerhalb weniger Jahre stieg Matsushita Electric zum weltgrößten Hersteller von Radiogeräten auf. Bei der Produktion von Fernsehgeräten liegt Matsushita Electric in der Welt an zweiter Stelle.

Mit der wachsenden Produktion, die durch eine ständig steigende Nachfrage bedingt war, dehnte Matsushita Electric seine Verkaufsorganisation planmäßig aus. Heute kann man NATIONAL-Produkte schon in mehr als 120 Ländern kaufen. Diese weltweite Verbreitung bringt dem Käufer und dem Handel echte Vorteile. Ob in Europa, Asien, Amerika oder Australien — auf jedem Kontinent garantiert Matsushita Electric für einen guten Kundendienst. Ein deutscher Urlauber z. B. kann Ersatzteile für sein NATIONAL-Gerät in Italien, Spanien, der Schweiz oder Frankreich genauso gut erhalten wie in Skandinavien oder Großbritannien. Mit dem vorbildlichen Ausbau seiner weltweiten Vertriebs- und Kundendienstorganisation unterstreicht Japans größter Hersteller von Fernseh-, Rundfunk- und Elektrogeräten seine Spitzenposition auf dem Weltmarkt.

NATIONAL T 100

Ein 9-Transistor-Koffergehäus mit einem Höchstmaß an Bedienungskomfort. Ausgezeichneter Empfang auf 3 KW-Bereichen und MW. Überragende Klangfülle durch 2 eingebaute Hi-Fi-Lautsprecher.



Matsushita Electric in Life international. Mit einer mehrfarbigen Anzeige über drei Seiten informierte Matsushita Electric einen internationalen Leserkreis darüber, in welcher kurzer Zeit Kōnosuke Matsushita sein Unternehmen zum Welttrang führte.

Der Handel als fachgerechter Richter

Ohne die Zustimmung und das Vertrauen des Elektrofachhandels wäre es Matsushita Electric nicht möglich gewesen, innerhalb so kurzer Frist zur heutigen Spitzenstellung innerhalb der weltgrößten Hersteller von elektrischen Haushaltsgeräten aufzusteigen. Diese Feststellung gilt für alle Länder, in denen NATIONAL-Produkte angeboten werden. Auch in Deutschland wird Matsushita Electric deshalb weiterhin auf eine vertrauensvolle Zusammenarbeit mit dem Elektrofachhandel größten Wert legen. Qualitätsergebnisse, die der Händler seinen Kunden gern empfiehlt und eine seriöse Preispolitik im Einvernehmen mit dem Handel, sollen die solide Grundlage einer dauerhaften Partnerschaft sein. Fortsetzung in der nächsten Ausgabe.



NATIONAL-Qualität
überall auf dem höchsten Stand:
NATIONAL-Tonbandgerät RQ 115
Batteriebetriebenes, tragbares Tonbandgerät in Buchgröße, geeignet für Bandaufnahmen im Heim und im Freien. Auch als Diktiergerät zu verwenden.

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektro-Geräte MATSUSHITA ELECTRIC

JAPAN
Generalvertretung für Deutschland
TRANSONIC Elektrohändlungs m.b.H. & Co. Hamburg 1, Schmilinskystr. 22, Tel. 245252
HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund
Wuppertal-Eilfeld, Bielefeld · HERBERT HÜLS, Hamburg, Lübeck · KLEINE-ERFKAMP & CO.,
Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KOCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS
GMBH, Hannover, Braunschweig · WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Brsg., Mannheim ·
GEBRODER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin, SW-61, Wolfenbüttel, Marburg/Lahn ·
GEBRODER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut.

2001

62608