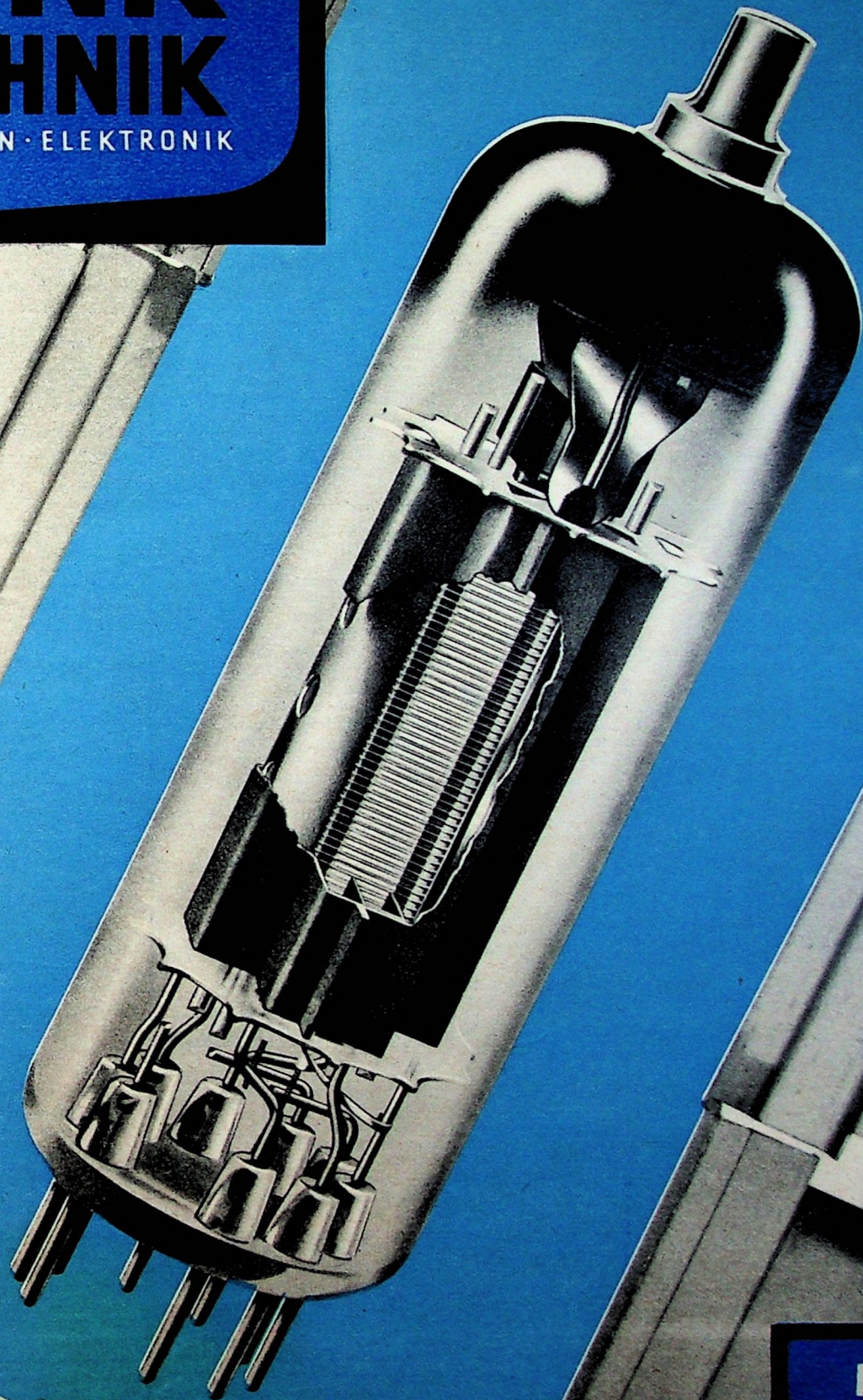


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



5

1961



1. MÄRZHEFT 1961

Fachtagungen der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE

11. u. 12. 4. 1961 in Karlsruhe: „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“;

13. u. 14. 4. 1961 in Karlsruhe: „Lernende Automaten“;

26. u. 28. 4. 1961: „Zuverlässigkeit von Bauelementen“.

Zukunftspläne für Fernmelde-Satelliten

Bundespostminister Stücken teilte mit, daß voraussichtlich innerhalb von drei bis vier Jahren die ersten Satelliten zur Übertragung von Fern-

seh- und Funksendungen in die Erdkreisbahn geschossen werden können. Sein Ministerium habe inzwischen mit amerikanischen, französischen und englischen Gruppen über eine gemeinsame Entwicklung und Ausnutzung des Satelliten-Programms verhandelt.

Entstörungspflicht für Kraftfahrzeuge

Vom 1. Juli dieses Jahres an müssen in Westdeutschland alle Kraftfahrzeuge entstört sein. Seit 1. Juli 1958 stattet die Kfz-Industrie ihre neuen Fahrzeuge schon mit einem Störschutz aus.

Blaupunkt-Viennormen-Fernsehempfänger mit 59-cm-Bildröhre

Zwei Viennormen-Fernsehempfänger von Blaupunkt sind mit 59-cm-Bildröhren ausgerüstet, und zwar das Tischgerät „Toledo de Luxe 4 N“ und das Standgerät „Manila 4 N“. Beide Empfänger sind entweder mit eingebautem UHF-Teil oder UHF-vorbereitet erhältlich.

Fernüberwachung unbemannter Richtfunkstellen

Von der Deutschen Bundespost erhielt Telefunken einen Auftrag auf Lieferung von Fernüberwachungsanlagen für unbemannte Richtfunkstellen. Es handelt sich hierbei um ein neuentwickeltes Impulsfernwerkssystem. Über Impulsgeber und entsprechende Empfänger, Speicher und Codierer wird die Übertragung der für die Überwachung wesentlichen Betriebszustände von Richtfunkanlagen in unbemannten Stationen an deren Zentralen in Form von „Ja- oder Neinmeldungen“ – zusammengefaßt in Impulstelegrammen – ermöglicht.

Briefpost per Funk

Die International Telephone and Telegraph Corp. (ITT) hat für das amerikanische Postministerium ein neues, elektronisches Briefpost-Übermittlungssystem entwickelt. Bei diesem System werden die Briefe beim Aufgabepostamt in einer Maschine mechanisch geöffnet, elektronisch „gelesen“ und als elektronische Impulse zum Empfangs-Postamt übertragen. Hier entsteht aus diesen Impulsen eine genaue Kopie der Original-Mitteilung, die maschinell gefaltet, in einen Umschlag gesteckt und verschlossen wird. Dieses Postschnellsystem der ITT (zu der in Deutschland auch die Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, gehört), arbeitet bereits zwischen Washington, Chicago und Battle Creek (Michigan).

Aus der Amateur-Arbeit

DARC-Deutschlandtreffen

Das Programm des Deutschlandtreffens, das der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) zu Pfingsten in Dortmund abhält, beginnt am Freitag, dem 19. Mai 1961, mit einer Sternfahrt der mobilen Funkstationen, die mit einer gemeinsamen Besichtigung Dortmund-Brauerien ihren Abschluß finden wird. Der Sonnabend bringt technische Fachvorträge, Treffen von Spezialistengruppen im DARC und einen weiteren Wettbewerb mobiler Funkstationen. Den Sieger erwartet eine Freiballonfahrt, deren Start im Tagungsgelände erfolgt. Eine Industrieausstellung wird neueste Amateurgeräte und Einzelteile zeigen. Den Ausklang der Veranstaltung leitet das traditionelle Ham-Fest am Sonntag, dem 21. Mai, ein.

FT-Kurznachrichten	130
Röhre und Transistor in Rundfunk- und Fernsehempfängern - Eine Zwischenbilanz	133
Die Physik der Tunneliode	134
Neue Erstbestückungsröhren für Rundfunk- und Fernsehgeräte	137
ECH 84 - Ihre Anwendung und Schaltung im Fernsehempfänger	140
PC 88 - Eine neue Verstärkerröhre für den UHF-Bereich	142
Persönliches	144
Stereo-Anlage für hohe Ansprüche - Stabilisierter Zentralnetzteil	145
Neue Funkfernsteuerungsanlagen von Metz	147
Für den KW-Amateur	
Einfache automatische Taste	148
Für Werkstatt und Labor	
Niederspannungsnetzgeräte ohne Transformator	148
Rund um die Diskothek - Sammeln - Ordnen - Pflegen	151
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	155
FT-Zeitschriftendienst	
Ein einfaches Theremin-Gerät für den Selbstbau	156

Unser Titelbild: Das hervorstechende Konstruktionsmerkmal der neuen Zeilen-Endpentode PL 500 ist die Kammeranode (s. a. S. 137 bis 140). Das Bild zeigt in Vergrößerung ein teilweise aufgeschnittenes Röhrenmodell der PL 500 mit dem Anodenrahmen und den diesen umschließenden beiden Anodenschalen; den Hintergrund des Fotos bilden solche Anodenschalen.

Aufnahmen: Valvo

Aufnahmen: Verlasser. Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Neubauer, Kuch, Schmidtke, Schmol, Straube) nach Angaben der Verlasser. Seiten 131, 132, 151, 153, 159 und 160 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Cheff Korrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Cheffgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen 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: Elsnerdruck, Berlin



Neue Reiseempfänger

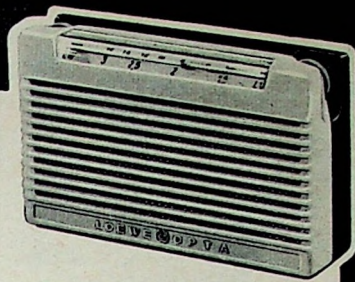
Noch haben nicht alle Hersteller die Reiseempfänger der neuen Saison gemeldet. Aus den bisher vorliegenden Unterlagen einer Reihe von Firmen ergibt sich als Zwischenbilanz die nachstehende Aufstellung. Die in diesem Jahre neuen Geräte sind vorn durch ein Kreuz gekennzeichnet; bei den anderen Geräten handelt es sich um Weiterentwicklungen oder unveränderte Ausführungen schon bekannter Typen.

	Bereiche	Bestückung		Abmessungen	Gewicht
		Trans.	Diod.	[cm]	[kg]
Akkord-Radio					
X Jonny M 61	ML	6	2	21,5 x 16 x 7,5	1,1
Jonny K 61	KM				
Pinguette U 61	UML	8	4	27 x 17 x 8	2,5
Pinguin U 60	UKML	8	6	31,5 x 21,7 x 12	3,1
Pinguin K 61	3KM	7	2	31,5 x 21,7 x 12	3,1
Autofransistor ¹⁾	ML	7	3	16,5 x 12 x 4,3	1,1
Blaupunkt					
X Derby ²⁾	UKML	9	4	27,3 x 19,8 x 8,6	
Grundig					
Solo-Boy	M	6	2	7,8 x 5,4 x 2,5	0,145
Mini-Boy	M	6	2	10,4 x 6,5 x 2,7	0,25
Micro-Boy 201	ML	6	2	11,5 x 7,5 x 3	0,3
X Prima-Boy	UML	9	3	18 x 10,5 x 5	0,8
Transistor-Box	ML	5	2	17 x 13 x 7	1
Luxus-Boy E	2KM	8	2	21 x 14 x 6	1,3
Music-Boy	ML	6	2	22,5 x 14 x 7,5	1,4
Music-Boy E	KM	6	2	22,5 x 14 x 7,5	1,4
Standard-Boy	KML	8	2	23 x 15 x 7	1,4
UKW-Standard-Boy	UML	9	3	23 x 15 x 7	1,5
Party-Boy	UML	8	3	27 x 16 x 9,5	2,2
Concert-Boy 200 ¹⁾	UKML	8	3	32 x 20,5 x 11	4,8
Concert-Boy 201 ¹⁾	UKML	8	3	32 x 20,5 x 11	3,6
X Universal-Boy ³⁾	UKML	10	6	28 x 17,5 x 8,5	
Loewe Opta					
Dandy	M	6	1	7,2 x 11,4 x 3,2	0,32
Luxy	ML	6	2	11 x 7 x 3	0,29
X Tilly	ML	6	2	20,5 x 13,5 x 8	1,4
X Lissy 3	UML	9	5	26 x 18 x 7,5	2
Lissy	UM	9	5	26 x 18 x 7,5	2
Nordmende					
Mikrobox	ML	6	1	15,5 x 8,5 x 4,4	0,56
Mambo	ML	7	2	23 x 16,5 x 7	1,7
Clipper	KM	7	3	23 x 16,5 x 7	1,7
Transita	UML	9	3	23 x 16,8 x 8,2	2
Transila K	UKM	9	3	23 x 16,8 x 8,2	2
Philips					
Fanette	ML	7	1	14 x 8 x 3	0,4
X Nicolette	UML	8	4	17 x 9 x 4	0,65
Jeanette	M	7	1	23 x 8 x 3	0,75
Dorette	ML	7	1	23 x 13 x 6	1,5
X Evette	UML	8	4	26 x 17 x 10	2,3
X Babette	UML	8	4	26 x 17 x 10	2,3
Annette	UML	9	4	32 x 20 x 11	3
Saba					
Sabinette 125	ML	6	2	16,1 x 9,3 x 3,8	0,53
X Sabelle 11	UML	9	4	27 x 22 x 9	2,2
Schaub-Lorenz					
Golf T 20	ML	7	2	27 x 17,7 x 9,3	2,4
Weekend T 10 ²⁾	KML	7	2	27 x 17,7 x 9,3	2,6
Amigo T 20 L	UML	9	4	26,4 x 17,8 x 9	2,4
X Touring T 20 ³⁾	UKML	9	2	30 x 20 x 10	

¹⁾ Netzteil eingebaut; ²⁾ ohne Netzteil; ³⁾ Auto-Spezialhalterung

LOEWE OPTA

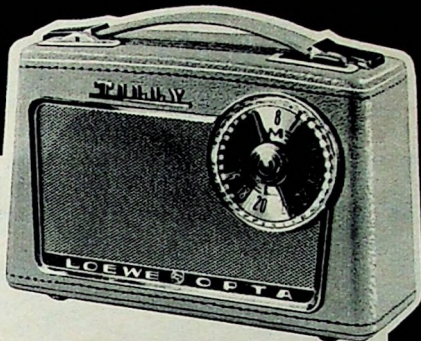
LUXY



LUXY 5910

Volltransistor-Taschenempfänger für Mittel- u. Langwelle. Das Idealgerät für alle, die unterwegs sind. Hohe Endleistung. Anschlüsse für Zweitlautsprecher, Außenantenne und Kopfhörer.

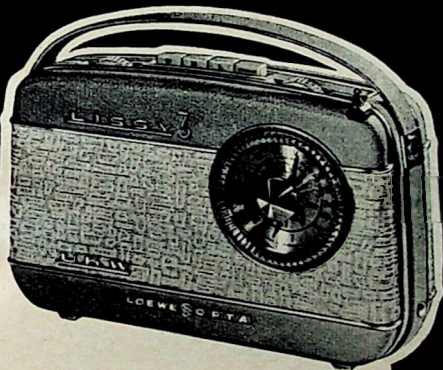
TILLY



TILLY 5920

Der handliche, elegante Reiseempfänger in echtem Leder und mit herrlichem Klang. Besonders großer Lautsprecher, 2 Wellenbereiche: Mittel- und Langwelle. Unwahrscheinlich niedrige Betriebskosten trotz großer Leistung. Robust und unempfindlich, das Gerät für vielseitige Verwendung.

LISSY 3

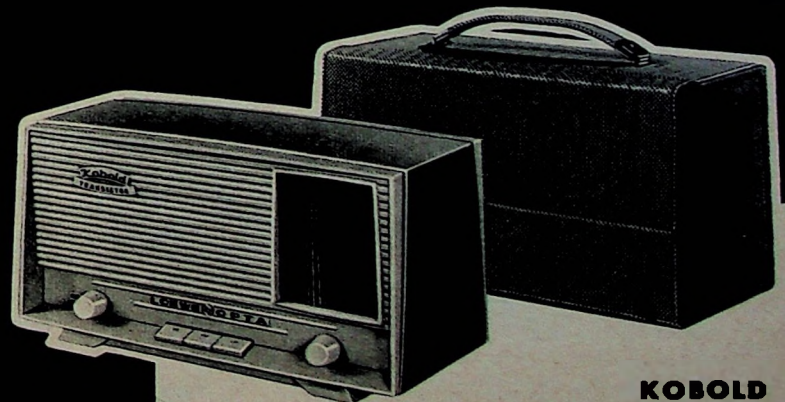


LISSY 3 5950

Der UKW-Volltransistor-Reisesuper für Anspruchsvolle mit ausgezeichneten Empfangseigenschaften. Drei Wellenbereiche: UKW, Mittel- und Langwelle. 4 Drucktasten, stabilisierte Gegentaktendstufe 1 Watt.

KOBOLD 5961 TR

Der schnurlose netzunabhängige Batterie-, Tisch- und Reiseempfänger für UKW, Mittel- und Langwelle. Modernste Transistoren, daher äußerst sparsam im Stromverbrauch; 1 Watt-Gegentaktendstufe mit extra großem Lautsprecher. Besonders formschönes Gehäuse mit dazu passendem Koffer in Pepitamuster. Überall und zu jeder Zeit betriebsbereit.



KOBOLD

LOEWE OPTA

KRONACH Bayern BERLIN West DUSSELDORF

Foto: Joppen

ST 200

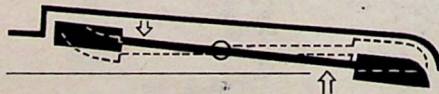


Die spanische Kapelle Enrique Moreno mit Monolita Martino



Die ideale Kombination
für Musikkapellen: das
DYN. RICHTMIKROFON D12
mit dem bewährten
SCHWINGSTATIV ST 200

Trittschallgedämpft, auch gegen Querschütterung
Stand sicher durch weitausladende Füße und tiefen
Schwerpunkt
Leicht transportierbar, das Dreibein läßt sich
zusammenlegen



Das ist das Geheimnis der starken Filter-
wirkung des ST 200 gegen vertikale und
horizontale Bodenschwingungen und Stöße.

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH
MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 555545 · FERNCHR. 05 23626





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



O. STUDEMUND, Valvo GmbH

Röhre und Transistor in Rundfunk- und Fernsehempfängern

Eine Zwischenbilanz

Röhren für Rundfunk- und Fernsehempfänger werden heute in solchen Mengen gefertigt, die noch vor wenigen Jahren schwer vorstellbar und nach damaliger Ansicht der Experten für Fertigungsmethoden kaum realisierbar schienen.

Die nun schon seit langem bekannte Miniaturtechnik, die anfangs in der Rimlockröhre, später in den Noval- und Siebenstiftrohren ihren bedeutenden Niederschlag fand, ist nicht nur den Fachleuten, sondern auch dem großen Verbraucherkreis bekanntgeworden. Diese Miniaturtechnik erst schuf die Voraussetzungen für eine Großserienfertigung, bei der der Ausstoß nach vielen Millionen Stück gezählt wird. Es wäre in diesem Zusammenhang übrigens eine reizvolle technisch-wirtschaftliche Untersuchung, einmal festzustellen, was bei dem Wechselspiel Röhre-Gerät das entscheidende Stimulans gewesen sein mag.

Aber nicht nur die Umhüllungstechnik der heutigen Miniaturröhren allein war ausschlaggebend, sondern auch die Technologie der Röhrensysteme, der sogenannten „Innereien“. Diese Technologie wurde immer mehr vervollkommen, nicht zuletzt auch mit dem Ergebnis engerer Toleranzen und wesentlich verbesserter Lebensdauer. Neue Kombinationsröhren wurden entwickelt, ohne die leistungsfähige und vor allem auch wirtschaftlich aufgebaute Schaltungen kaum möglich gewesen wären.

Einer der wesentlichsten Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhren in letzter Zeit war die Einführung des Spanngitters, das erheblich höhere Steilheiten der Röhren ermöglicht und, was das Entscheidende war, auch zu einer wirtschaftlichen Großserienfertigung durchentwickelt wurde. Die erfolgreiche Einführung der Spanngittertechnik ist ein neuer Beweis dafür, daß sich die Entwicklung der nun schon seit Jahrzehnten bekannten Elektronenröhre noch immer im Fluß befindet. Wie überall in der Technik gibt es auch hier keinen Stillstand und kein selbstzufriedenes Beharren.

Die letzten Schritte in der Technik der Röhren für Rundfunk- und Fernsehempfänger sind also noch nicht getan. Wege zu noch geringeren Abmessungen einerseits und zu neuen Kombinationen von mehreren Systemen in einem Kolben stehen durchaus offen.

Inzwischen ist nun der Transistor auf den Plan getreten. Schon seit einigen Jahren findet er in ständig steigendem Ausmaß seine Anwendung und beherrscht das weite Gebiet der aus Batterien gespeisten Radioapparate. In die sogenannten Heimempfänger wird der Transistor jedoch nicht so schnell eindringen, da einerseits das Temperaturproblem bei diesen verhältnismäßig großen Geräten nicht entscheidend ist und andererseits die besonders für Rundfunkempfänger wichtigen Probleme der Regelung, der Kreuzmodulation und NF-Leistung bei niedrigem Klirrfaktor zur Zeit mit Röhren noch besser und einfacher gelöst werden können.

Eine Zwischenstufe stellt der aus dem Netz betriebene Kleinempfänger dar, bei dem Temperaturprobleme schon eine Rolle spielen können und auch die genannten Forderungen nicht unbedingt an erster Stelle stehen. Es ist zudem zu bedenken, daß von den Kosten her gesehen die Forderung nach Erhöhung der Grenzfrequenz im Megahertz-Bereich beim Transistor gegenüber der Röhre eher realisierbar ist als die Forderung nach hoher Ausgangsleistung. Diese Feststellung würde an sich gegen die Verwendung von Transistoren in den Endstufen bei den Autosupern sprechen. Weil aber dort aus Gründen der Leistungsaufnahme die größten Stromverbraucher bei hoher Betriebsspannung, also die Endröhren, verschwinden sollen, außerdem die Empfänger – um sie zu Einblockgeräten zu machen – kleiner gestaltet werden müssen und überdies ein elektronischer Zerhacker kleiner und zuverlässiger ist als ein elektromechanischer, wird man über alles gesehen beim Autosuper den Transistor für die Endstufen bevorzugen.

Für die Anwendung der beiden Bauelemente sind im allgemeinen folgende Tatsachen entscheidend: Der Transistor (niedrige Spannung – hoher Strom) ist für den Betrieb an Stromquellen mit niedrigem Innenwiderstand geradezu prädestiniert. Dagegen bietet die Elektronenröhre (hohe Spannung – niedriger Strom) jedenfalls vorläufig noch für Geräte, die aus dem Netz betrieben werden, die optimale Lösung.

Bei Fernsehempfängern schließlich wäre der Transistor durchaus in der Lage, schon jetzt die Röhre in vielen Stufen zu ersetzen. Aber das Tempo des Vordringens in die Schaltungen der Fernsehempfänger ist unter Berücksichtigung verschiedener Auslegungen und der speziellen Typentechnik für die Transistoren noch eine Frage der Ökonomie. Doch der Zeitpunkt, zu dem diese Probleme der Wirtschaftlichkeit gelöst werden, kommt näher. Beim Fernsehempfänger der Zukunft wird die Erwärmung wegen der weiteren Verringerung der Gehäusetiefen eine größere Rolle spielen. Dieses Problem kann letztlich nur mit Hilfe der Transistoren gelöst werden.

Es wird gut sein, die Transistorisierung besonnen und in technisch vernünftigen Schritten voranzubringen, in Schritten, die stets unter Wahrung der Wirtschaftlichkeit und unter Ausnutzung aller Erfahrungen für zukünftige Lösungen und ohne Störung des Marktes getan werden müssen.

Dem sachlich urteilenden Beobachter der Situation bietet sich gegenwärtig folgendes Bild: Auf der einen Seite steht die überaus lebenskräftige Elektronenröhre, die – noch nicht am Ende ihrer Entwicklung angelangt – sicher manche interessante, neue Lösung bieten wird. Auf der anderen Seite steht der Transistor, dem die zukünftige technische Entwicklung mindestens zu einem guten Teil gehört. Wo die endgültige Nahtstelle der Anwendungsbereiche dieser beiden Konkurrenten liegen wird, kann zur Zeit wohl der am besten voraussehen, der in der unterschiedlichen Technik beider Bauelemente zu Hause ist.

Die Physik der Tunneldiode

DK 621.315.592:621.314.69

Die Tunneldiode ist ein neues Halbleiter-Bauelement, das wegen seiner besonderen Eigenschaften starke Beachtung gefunden hat. Seine Kennlinie unterscheidet sich deutlich von der einer normalen Diode (Bild 1): Die Sperrwirkung ist gänzlich aufgehoben, und in Flußrichtung exi-

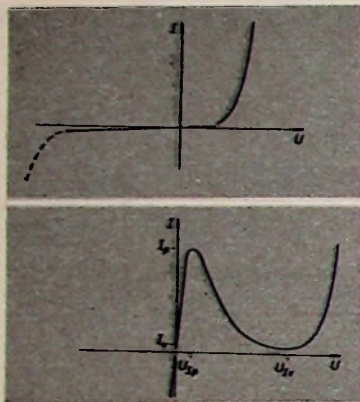


Bild 1. Kennlinie der normalen Halbleiter-Diode (oben) und der Tunneldiode (unten)

stiert ein fallender Kennlinienteil. Durch ihn ist ein negativer Widerstand bis zu sehr hohen Frequenzen (einige Gigahertz) realisierbar, der als aktives Element vielfältig in Oszillatoren, Verstärkern, Mischern und Schaltern eingesetzt werden kann.

In der vorliegenden Arbeit soll versucht werden, die Entstehung dieser Charakteristik möglichst anschaulich zu erläutern. Dazu werden die physikalischen Vorgänge in der normalen Diode denen in der Tunneldiode gegenübergestellt. Zwangsläufig kann dies nur in Form einer Übersicht geschehen und nicht alle Details einschließen. Die gewählten Abkürzungen lehnen sich deshalb der angelsächsischen Literatur an, um für ein weitergehendes Studium den Übergang zu den am Schluß der Arbeit angegebenen Quellen zu erleichtern.

1. Eigenleitung des reinen Halbleiters

Es ist bekannt, daß zur Fortleitung des Stromes bewegliche Elektronen nötig sind und daß in einem Atom Elektronen nur auf bestimmten (diskreten) Bahnen um den Atomkern kreisen können, die ihrerseits bestimmten Energiestufen entsprechen. In einem Atomverband, zum Beispiel einem Kristallgitter, weiten sich diese diskreten Energieniveaus durch Wechselwirkungen zwischen den Atomen zu Energiebändern auf, innerhalb derer Elektronen existieren können; zwischen diesen Energiebändern bestehen sogenannte verbotene Zonen. Eine Übersicht über Anzahl und Verteilung beweglicher Ladungsträger in den die Leitfähigkeit bestimmenden beiden äußersten Bändern, dem Valenz- und dem Leitungsband, gibt das sogenannte Bändermodell. An diesem Modell sollen die charakteristischen Vorgänge demonstriert werden.

Bild 2 veranschaulicht, wie die Leitfähigkeit des reinen Halbleiters (intrinsic material) von der Temperatur abhängt. Als Ordinate ist die Energie E aufgetragen, die ein Elektron haben kann. Man erkennt das bereits erwähnte Valenzband

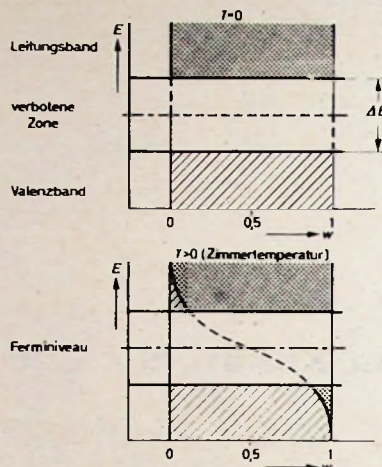


Bild 2. Bändermodell des reinen Halbleiters, Temperaturabhängigkeit und Eigenleitung (E = Energie, ΔE = Bandabstand, verbotene Zone, w = Besetzungswahrscheinlichkeit)

sowie das Leitungsband und dazwischen die verbotene Zone. Als Abszisse ist im Hinblick auf später zu betrachtende Übergänge zwischen verschiedenen Halbleitern eine räumliche Dimension aufgetragen. Die Ladungsträgerverteilung ist außerhalb der eigentlichen Übergangszonen konstant, hier wird eine Verteilungsfunktion, die sogenannte Besetzungswahrscheinlichkeit w , eingeblendet. Schraffur bedeutet: dieses Niveau ist mit der durch w gekennzeichneten Wahrscheinlichkeit besetzt; Punktierung: dieser Zustand ist möglich, aber unbesetzt.

Beim reinen Halbleiter bedingt die Struktur der Bindung, daß alle äußeren Elektronen an der Gitterbildung beteiligt sind. Entsprechend ist im Bändermodell das Valenzband voll und das Leitungsband leer (Bild 2, oben). In diesem Zustand ist keine Leitfähigkeit vorhanden.

Dies gilt allerdings nur für Temperaturen am absoluten Nullpunkt. Bei jeder höheren Temperatur wird dem Kristallgitter Energie zugeführt. Einige Valenzbindungen brechen dadurch auf; ihre Elektronen haben genügend Energie erhalten, die verbotene Zone zu überspringen. Diese Elektronen gelangen ins Leitungsband und sind hier, außerhalb der Valenzbindung, frei beweglich, so daß sie eine gewisse Leitfähigkeit, die Eigenleitung, hervorgerufen können.

Die den Elektronen durch die Temperatur mitgeteilte Energie ist statistisch verteilt. Die Wahrscheinlichkeit, daß ein Elektron das Energieniveau E erreicht, ist nach Fermi gegeben durch

$$w = \frac{1}{e^{\frac{E - E_F}{kT}} + 1} = \frac{1}{e^{\frac{\Delta U \cdot e}{kT}} + 1} \quad (1)$$

E = Energie; e = Elementarladung; T = absolute Temperatur; E_F = Fermi-niveau; $\Delta U = \frac{E - E_F}{e}$ = Potentialunter-

schied zum Fermi-niveau; k = Boltzmannsche Konstante.

Das Fermi-niveau kennzeichnet den Wendepunkt der Besetzungswahrscheinlichkeit ($w = 0,5$) und ist bei $T = 0$ die Grenze

zwischen den besetzten und den freien Plätzen. Die Größe w läßt sich im Bändermodell nicht maßstäblich zeichnen. Der Schnittpunkt mit der Leitungsbandkante erfolgt für Germanium (Bandabstand $\Delta E = 0,72$ eV) bei Zimmertemperatur bei etwa $w = 10^{-6}$. Das Bild 2 zeigt, wie der bei $T = 0$ rechteckige Verlauf von w mit höherer Temperatur verschleift.

Die Anzahl n der Elektronen, die die Höhe ΔU über dem Fermi-niveau erreicht, ist, wenn $\Delta U \gg U_T$,

$$n = N_0 \cdot w \approx N_0 \cdot e^{-\frac{\Delta U}{U_T}} \quad (2)$$

$U_T = \frac{k \cdot T}{e}$ = Temperaturspannung = 26 mV

bei Zimmertemperatur; N_0 = Konstante, aus Kristallgitter berechenbar.

Ist ΔU der Abstand zwischen Leitungsbandkante und Fermi-niveau, dann kennzeichnet Gl. (2) die Anzahl der Elektronen im Leitungsband.

Eine Leitfähigkeit bewirken nun nicht nur die befreiten Elektronen, sondern auch die im Gitter zurückgelassenen leeren Plätze, die sich im Modell als Löcher im Valenzband wiederfinden. Ohne Änderung des Energiezustandes kann hier ein benachbartes Valenzelektron den freigewordenen Platz einnehmen und seinerseits einen neuen Platz freigeben. Die durch das Fehlen eines Elektrons entstandenen Löcher können sich entgegen der Bewegungsrichtung der Elektronen bewegen; sie wirken wie positive Ladungsträger.

Ein anschauliches Beispiel, warum die im Valenzband entstandenen freien Plätze eine Leitfähigkeit bewirken können, gibt die Wasserwaage; auch bei ihr ist eine Bewegung des Inhalts nur zu beobachten, wenn eine Luftblase in das Glasröhrchen mit eingeschlossen wurde.

Die Betrachtungen gelten in gleicher Weise für Germanium und Silizium als klassische vierwertige Halbleiterelemente wie auch für die intermetallischen 3-5-Verbindungen, zum Beispiel Indiumantimonid, Galliumarsenid und viele andere. Es variieren lediglich einige Materialkonstanten.

2. Einfluß und Grenzen der Dotierung

An der Eigenleitung sind gleich viel Elektronen und Löcher beteiligt. Das Fermi-niveau befindet sich in der Mitte der verbotenen Zone. Das ändert sich, wenn man zur Erhöhung der Leitfähigkeit dotiert, das heißt durch Einbau von dreier- oder fünfwertigen Substitutionsatomen in das Kristallgitter zusätzliche Ladungsträger schafft. Fünfwertige Atome, sogenannte Donatoren, bringen zusätzliche Elektronen in das Leitungsband, dreiwertige Atome, sogenannte Akzeptoren, zusätzliche Löcher in das Valenzband. Es überwiegen dann entweder die negativen Elektronen oder die positiven Löcher, und man spricht von n - oder p -Leitung.

Eine physikalisch exakte Erläuterung dieser Vorgänge würde hier zu weit führen. Nur so viel sei hervorgehoben: Die Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerverteilung bleibt voll erhalten und damit der durch Gl. (1) und Gl. (2) gekennzeichnete Zusammenhang. Es verschiebt sich lediglich das Fermi-niveau in Richtung auf das Leitungs- oder auf das Valenzband

(Bild 3). Die Größe der Verschiebung ist aus Gl. (1) berechenbar und beträgt etwa 60 meV je Zehnerpotenz Fremdatome. Die Grenze der Dotierung ist dadurch bestimmt, daß ein Kristall nur bestimmte Mengen eines Fremdstoffes in sein Gitter einbauen kann, ohne zu zerfallen. Bei bestimmten Stoffen ist es aber durchaus möglich, das Fermi-niveau bis über die Bandgrenzen hinaus in das Leitungs- oder das Valenzband zu verschieben. Dieser Fall, der bei etwa 0,05 Atomprozent Dotierung eintritt, ist bei der Tunnel-diode vorhanden. Man bezeichnet ihn als Entartung des Halbleiters.

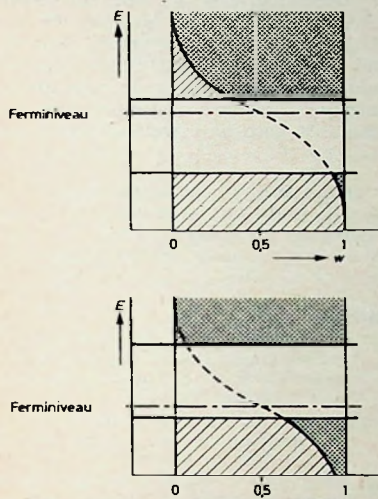


Bild 3. Bändermodell des dotierten Halbleiters (oben: n-Leitung durch fünfwertige Substitutionsatome, unten: p-Leitung durch dreiwertige Substitutionsatome)

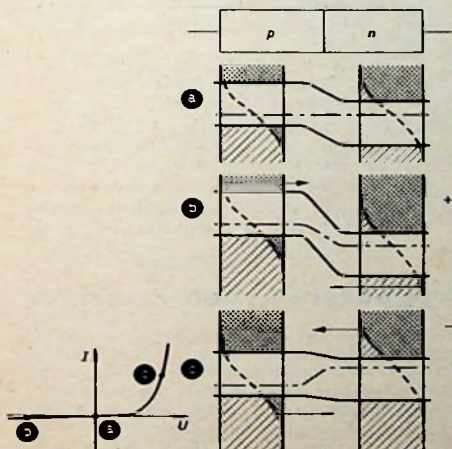


Bild 4. Bändermodell für drei Kennlinien-Punkte der normalen Diode (pn-Übergang, normale Dotierung)

3. Die normale Halbleiterdiode

Es sei ein einfacher pn-Übergang bei normaler Dotierung betrachtet. Der Übergang von Ladungsträgern kann aus energetischen Gründen nur auf gleichem Energieniveau erfolgen, im Bändermodell also auf waagerechten Linien. Ein Strom fließt immer dann, wenn sich unterschiedliche Ladungsträgerkonzentrationen durch Diffusion auszugleichen suchen. Der Strom ist dabei proportional dem Konzentrationsunterschied von Elektronen und Löchern zwischen n- und p-Seite. Bild 4 zeigt das Bändermodell für drei charakteristische Punkte der Diodenkennlinie:

a) Ohne äußere Spannung ergibt sich zunächst ein Überschuss von Elektronen auf

der n-Seite und von Löchern auf der p-Seite, von denen einige auf die jeweils gegenüberliegenden Seiten hinüberdiffundieren. Da von außen keine Ladungsträger nachgeliefert werden, bleiben n- und p-Seite gegeneinander elektrisch nicht mehr neutral, über dem pn-Übergang bildet sich eine sogenannte Diffusionsspannung mit „plus“ auf der n-Seite. Dadurch wird die mittlere Energie der negativen Elektronen der n-Seite gegenüber denen der p-Seite vermindert; entsprechend verschiebt sich im Bändermodell die ganze n-Seite nach unten. Dies erfolgt so lange, bis auf beiden Seiten gleich viel Ladungsträger einander gegenüberstehen und das Fermi-niveau eine durchgehende Linie bildet. Es ergibt sich damit eine Diffusionspannung mit dem Vorzeichen einer Sperrspannung entsprechend dem Unterschied der Fermipotentiale.

b) Beim Anlegen einer Sperrspannung (+ an n) verschiebt sich die n-Seite noch weiter nach unten. Es fließt dann ein Sperrstrom, der bereits bei Spannungen von $-U_d \approx 100$ mV einen Sättigungswert erreicht, entsprechend der Anzahl der Minoritätsträger (Bild 4b). (Minoritätsträger sind Elektronen im Valenzband der p-Seite und Löcher im Leitungsband der n-Seite).

c) Beim Anlegen einer Flußspannung wird die n-Seite gegenüber dem Zustand a) angehoben. Es stehen nun sehr viel mehr Ladungsträger als vorher zur Verfügung, und man beobachtet entsprechend der Charakteristik der Fermikurve ein exponentielles Ansteigen des Flußstromes, bis durch andere, hier nicht näher zu diskutierende Effekte, der Anstieg begrenzt wird. Normiert man die Zahl der am Flußstrom beteiligten und durch Gl. (2) berechenbaren Ladungsträger auf die Zahl der Minoritätsträger, dann kann man den Strom in einem beliebigen Kennlinienpunkt auf den Sperr-sättigungsstrom beziehen, und man erhält bereits mit Hilfe dieses sehr groben Modells die für eine pn-Flächendiode charakteristische Kennliniengleichung.

$$I = I_S \left(\frac{U}{\epsilon U_T} - 1 \right) \quad (3)$$

I_S = Sperr-sättigungsstrom; U = angelegte Spannung, > 0 bei Flußrichtung, < 0 bei Sperrrichtung.

Dieser Strom ist, das sei noch einmal hervorgehoben, ein Diffusionsstrom mit starker Temperaturabhängigkeit und den durch die langsame Diffusionsgeschwindigkeit (Größenordnung m/s) bedingten Grenzen im Frequenzverhalten.

4. Die Tunnel-diode

Bei Dotierung bis in die Entartung und sehr schmaler Übergangszone (< 100 Å) ergeben sich die für die Tunnel-diode kennzeichnenden Abweichungen von den bisher dargestellten Vorgängen. Im Bild 5 sind fünf charakteristische Punkte herausgegriffen. Dabei ist als Grenze zwischen den besetzten und den freien Plätzen zunächst nur das Fermi-niveau angenommen.

a) Ohne äußere Spannung findet man wieder eine Diffusionsspannung entsprechend dem Unterschied der Fermipotentiale.

b) Beim Anlegen einer Sperrspannung entsteht ein mit wachsender Spannung stetig zunehmender Bereich, in dem sich Elektronen der p-Seite und Löcher der n-Seite gegenüberstehen. Unter der Voraussetzung einer sehr schmalen Übergangszone „tunneln“ Elektronen ohne

Energieverlust jetzt durch die verbotene Zone zu den gegenüberliegenden freien Plätzen. Mit zunehmender Sperrspannung wächst der Durchtunnelungsbereich und damit der Strom stark an.

c) Bei einer kleinen Flußspannung können Elektronen der n-Seite zu den Löchern der p-Seite tunneln. Der Flußstrom nimmt zu, bis ein Maximum erreicht ist.

d) Mit weiter anwachsender Flußspannung verringert sich der Durchtunnelungsbereich, der Strom wird kleiner. Das Bild zeigt den tiefsten Punkt in der Charakteristik.

e) Bei noch größeren Flußspannungen setzt der Diffusionsvorgang einer normalen Diode ein und bewirkt den endgültigen und stetigen Anstieg der Tunnel-diodenkennlinie.

Das Zustandekommen dieser Charakteristik kann man auch kürzer begründen. Die Diffusionspannung ist wegen der hohen Dotierung sehr groß, bei Germanium etwa 0,8 V, die Übergangszone sehr schmal. Die in der Sperrschicht auftretende Feldstärke (rund 800 kV/cm) reicht dann aus, die Diode bereits ohne äußere Spannung bis in den Zenerdurchbruch vorzuspannen. Das dabei in Sperrrichtung zu beobachtende Durch-

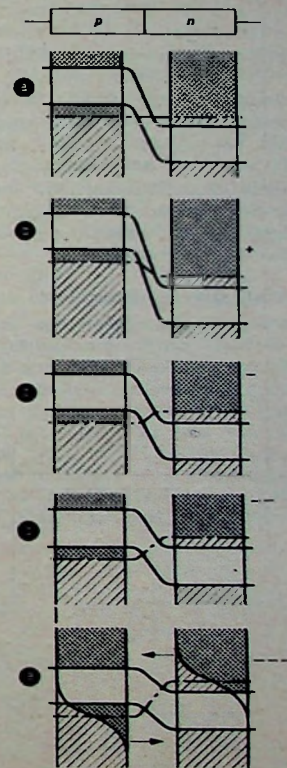


Bild 5. Bändermodell für fünf charakteristische Kennlinien-Punkte der Tunnel-diode (pn-Übergang bei Dotierung bis in die Entartung); vereinfachte Darstellung

bruchverhalten setzt sich in Flußrichtung fort, bis die von außen angelegte Spannung die Feldstärke in der Sperrschicht so weit verringert hat, daß kein Durchbruch mehr erfolgt.

Der Übertritt durch die verbotene Zone ist wellenmechanischer Art und möglich, weil die dem Energietransport zuzuordnende Materiewelle eine Wellenlänge in der Größenordnung der Sperrschichtweite hat. An einem optischen Analogon sind die hier herrschenden Verhältnisse anschaulich zu demonstrieren: Ein aus einer Glasplatte genügend flach auf eine Luftschicht treffender Lichtstrahl wird an der Grenzschicht total reflektiert. Nähert man dieser Glasplatte eine andere so weit, daß die Luftschicht zwischen beiden sehr schmal wird, etwa gleich der Wellenlänge des Lichtes, dann hört die totale Reflexion auf. Die Welle greift gleichsam durch die sperrende, aber sehr schmale Schicht hindurch und setzt ihren Weg ungestört fort.

Aus diesem Leitungsmechanismus folgen einige besondere Eigentümlichkeiten:

Der Tunnelstrom ist kein Diffusionsstrom, sondern ein Leitungsstrom. Seine Änderungen pflanzen sich nahezu mit Lichtgeschwindigkeit fort. Die Grenzfrequenz der Tunneldiode ist deshalb nicht durch den Leitungsmechanismus, sondern nur durch Verlust- und Blindwiderstände in Zuleitungen und Gehäuse bedingt.

Der Tunneleffekt ist nahezu temperaturunabhängig. Nach oben ist die Arbeitstemperatur der Tunneldiode nur dadurch begrenzt, daß der Diffusionsstrom den negativen Widerstand bei höheren Temperaturen zunehmend überdeckt.

Die Tunneldiode ist relativ unempfindlich gegenüber Strahlungseinflüssen, weil die Anzahl der Minoritätsträger im aktiven Gebiet praktisch keine Rolle spielt.

Störende Oberflächeneffekte werden infolge des hohen Dotierungsgrades viel weniger als bei normalen Dioden und Transistoren wirksam.

5. Quantitative Erläuterungen

Genauere Berechnungen des Tunnelstromes werden rasch unübersichtlich. Man muß dann berücksichtigen, daß die Grenze zwischen den freien und den besetzten Plätzen durch die Fermikurve nach Gl. (1) gegeben ist und daß ferner die Dichte der zu betrachtenden Plätze – die sogenannte Zustandsdichte – als Funktion der Energie ebenfalls nicht konstant ist. Das Prinzip einer genaueren Rechnung zeigt Bild 6, in

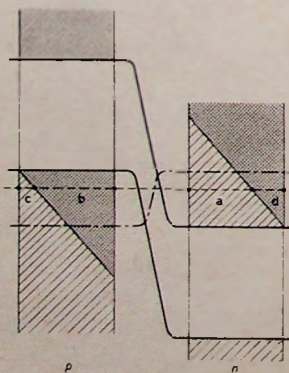


Bild 6. Genauere Darstellung des Kennlinien-Punktes I_T zur quantitativen Berechnung des Tunnelstromes

dem noch einmal das Bändermodell für das Maximum der Kennlinie dargestellt ist. Für den Tunnelstrom I_T erhält man als Ergebnis

$$I_T = T (n_{np} - n_{pn})$$

n_{np} = Anzahl der Elektronen, die von n nach p tunneln; n_{pn} = Anzahl der Elektronen, die von p nach n tunneln.

Tab. I. Richtwerte für gute Dioden

	I_p F	A cm ²	C_s pF	I_p mA	I_p V	U_{Ip} [mV]	U_{Iv} [mV]	$\vartheta_{\max}$ [°C]
Ge	1000	2...5	5...15	50	320	100		
GaAs	10000	0,2	20...80	100	700	> 150		

– $R \approx 100 \Omega$ bei $I_p = 1 \text{ mA}$; C_s = Sperrschichtkapazität; $\vartheta_{\max}$ = maximale Umgebungstemperatur, bei der noch keine wesentliche Änderung der Kennwerte eintritt

Dabei ist

$$n_{np} = \int (a \cdot b) dE,$$

$$n_{pn} = \int (c \cdot d) dE,$$

jeweils über den Durchtunnelungsbereich integriert. Die Größen a , b , c und d ergeben sich als Funktion der Energie E aus dem Produkt von Besetzungswahrscheinlichkeit und Zustandsdichte.

Die Tunnelkonstante T ist von Materialkonstanten (Bandabstand, effektive Masse, Dielektrizitätskonstante) und exponentiell von der Dotierung abhängig. Eine hohe Tunnelkonstante ist erwünscht, um durch hohe Stromdichten kleine Flächen und, bezogen auf I_p , kleine Sperrschichtkapazitäten zu erhalten. Erreichbare Werte sind in Tab. I zusammengestellt.

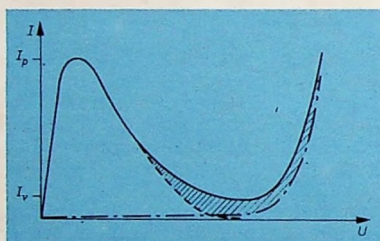


Bild 7. Zusammensetzung der Kennlinien — Tunnelstrom — — — — — Diffusionsstrom — — — — — und Überschussstrom |||

Genauere quantitative Analysen des Tunnelstromes ergeben das Vorhandensein eines Überschussstromes, dessen Herkunft noch nicht geklärt ist, der aber das Verhältnis $I_p : I_v$ vielfach schlechter werden läßt, als auf Grund der Relationen von Tunnel- und Diffusionsstrom zu erwarten wäre (Bild 7).

Die Herstellung einer Tunneldiode ist verhältnismäßig einfach. Die wichtigsten Arbeitsgänge sind: Legieren und abruptes Abkühlen des Elements, Kontaktieren, elektrolytisches Ätzen auf den Sollwert von I_p und mechanisches Stabilisieren des recht dünnen Überganges (etwa 30μ Durchmesser bei $I_p = 1 \text{ mA}$).

6. Abschließende Bemerkungen

L. Esaki veröffentlichte Anfang 1958 die erste Arbeit über die Tunneldiode, in der er ihre Kennlinie beschrieb und auf den an sich schon lange bekannten Tunneleffekt zurückführte. Inzwischen haben vielfältige Untersuchungen über die Anwendungsmöglichkeiten stattgefunden. Besondere Erfolge wurden erreicht beim Einsatz als rauscharmer Vorverstärker für hohe und höchste Frequenzen, als Oszillator für kleine Leistungen ($< 100 \mu\text{W}$) und als schneller Schalter in elektronischen Rechenanlagen. Aus den USA wurden Anwendungen bei Frequenzen über 4 GHz bekannt. Eine deutsche Firma zeigte kürzlich auf einer Pressekonferenz einen Tunneldioden-Vorverstärker zu einem UHF-Fernsehgerät, mit dem die Rauschzahl der konventionellen Eingangsstufe von 15 auf 3 gesenkt werden konnte, woraus eine deutliche Verbesserung der Empfangsqualität bei schwachen Signalen resultierte. Die Hauptschwierigkeit beim

Aufbau eines solchen Verstärkers besteht darin, seine Reziprozität unschädlich zu machen und ausreichende Stabilität zu gewährleisten.

Die Entwicklung der Tunneldiode sowohl in technologischer als auch in schaltungstechnischer Hinsicht ist noch lange nicht abgeschlossen. Der einfache Aufbau und die Unempfindlichkeit dieses Bauelements, vor allem aber sein außerordentlich gutes Frequenzverhalten, sichern ihm für die Zukunft noch eine weite Verbreitung.

Für die freundliche Überlassung von Material und für wertvolle Diskussionen dankt der Verfasser Herrn Dr.-Ing. F. W. Dehmelt und Herrn Dipl.-Ing. W. Meyer, Ulm.

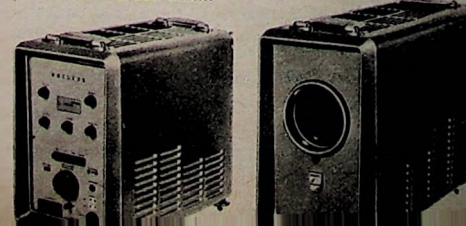
Schrifttum

- [1] Shockley, W.: Electrons and holes in semiconductors with application to transistor electronics. 2. Aufl., Princeton 1955, Van Nostrand
- [2] Esaki, L.: A new phenomenon in narrow germanium pn junctions. Phys. Rev. Bd. 109 (1958) S. 603-604
- [3] Hall, R. N.: Tunnel diodes. IRE Transactions on Electron Devices. (1960) Nr. 1, S. 1-9
- [4] Lesk, I. A., Holonyak, jr., N., Davidsohn, U. S., u. Aarons, M. W.: Germanium and silicon tunnel diodes design, operation and application. 1959 IRE Wescon Convention Record Teil 3, S. 9-31
- [5] Holonyak jr., N., u. Lesk, I. A.: Galliumarsenid tunnel diodes. Proc. IRE. Bd. 48 (1960) Nr. 8, S. 1405-1409
- [6] Kesel, G., Ottmann, A., u. Tousseint, H. N.: Germanium-Tunnel dioden für das Hochfrequenzgebiet. Nachr.-Techn. Z. Bd. 13 (1960) Nr. 4, S. 191-195
- [7] Gärtner, W. W.: Tunnel dioden. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) Nr. 7, S. 265-271

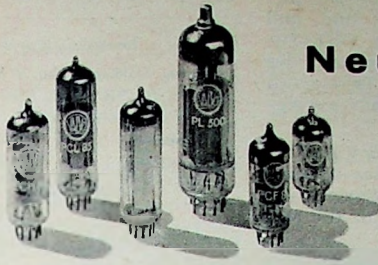
Tragbarer Fernseh-Projektor

Als ein völlig neu entwickeltes Gerät stellte die Deutsche Philips GmbH einen Fernseh-Projektor „VE 2609“ vor. Er ist in Kofferform in einem stabilen Stahlblechgehäuse untergebracht. Die Grundschaltung des Empfängers entspricht (bis auf durch die Projektionsanforderungen bedingte Ergänzungen) im wesentlichen der Schaltung des Direktsehtempfängers „21 TD 310 A“ („Leonardo“-Tischgerät). Das auf der Projektionsröhre MW 6-2 erzeugte Bild ist $35 \times 46 \text{ mm}$ groß. Mit Hilfe einer Schmidt-Optik wird es auf $1,2 \times 1,6 \text{ m}$ vergrößert. Der Projektionsabstand ist dabei 3 m. Eine Stellvorrichtung am Gehäuse erlaubt, einen Neigungswinkel bis zu 15° einzustellen.

Einige weitere Einzelheiten: VHF und UHF; Regler für Helligkeit, Kontrast, Lautstärke, Tonblende und Schärfe; Taschen für Netz (Wechselstrom, $\approx 200 \text{ W}$), UHF, Video und Sprache; Tonendstufe und Ton-NF-Ausgang für eventuellen Anschluß eines getrennten NF-Verstärkers; Fernbedienung für Helligkeit, Kontroll-Schärfe und Lautstärke. Der Projektor hat auch Video-Fremdeingang, so daß er ebenfalls in Verbindung mit einer Fernsehkamera im Kurzschlußbetrieb verwendet werden kann.



PC 88
PCF 86
PCL 85
PL 500
ECH 84
EM 87



Neue Erstbestückungsröhren für Rundfunk- und Fernsehgeräte

DK 621.385:621.396.62:621.397.62

Für die jetzt anlaufende Produktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern der Saison 1961/62 bringt die Röhrenindustrie wieder verschiedene neue Röhrentypen heraus, die zwar keine grundsätzlich neuen Schaltungsprinzipien eröffnen, aber einige Verbesserungen bestehender Schaltungen ermöglichen.

Die Röhren PC 88 und PCF 86 erhöhen die Verstärkung der UHF- und VHF-Kanalwähler, während die Typen PCL 85 und PL 500, die für die Vertikal- und Horizontal-Endstufen bestimmt sind, eine größere Leistungsreserve aufweisen. Mit der PL 500 wird zugleich der neue Röhrenkolben „Magnoval“ eingeführt. Die ECH 84 soll die bisher in Fernsehempfängern oft anzutreffende ECH 81 ersetzen, die EM 87, die sich durch erhöhte Anzeigempfindlichkeit auszeichnet, kann als Abstimme- oder Aussteuerungsanzeiger in Rundfunk-, Tonband- und Fernsehgeräten verwendet werden.

PC 88

Die Erfahrungen, die bei Entwicklung und Fertigung der PC 86 gesammelt wurden, fanden ihren Niederschlag in der neuen, auf die Besonderheiten der Gitterbasis-Vorstufe abgestimmten Röhre PC 88 (Bild 1). Die Störstrahlungseigenschaften eines UHF-Tuners mit selbstschwingender Röhrenmischstufe werden von der HF-Vorstufe wesentlich beeinflusst. Je größer der Abschwächungsfaktor, also je kleiner die „Rückwärtsverstärkung“ ist, um so größer ist der Sicherheitsabstand der vom Oszillator verursachten Störstrahlung vom zugelassenen Grenzwert. Außerdem verrin-

gert sich die Auswirkung geräte- und röhrenseitiger Streuungen auf die Störstrahlung.

Die Rückwirkungskapazität $C_{a(k+f)}$ wurde mit 55 mpF bei der PC 88 (gegenüber 300 mpF bei der PC 86) so stark herabgesetzt, daß die bisher erforderliche Neutralisierung der Vorstufe entfallen kann. Eine Bedämpfung des Anodenkreises ist ebenfalls nicht mehr nötig, ohne daß im

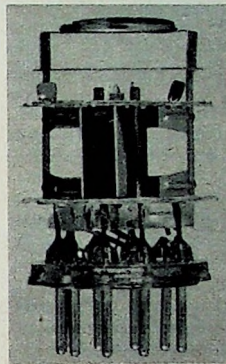


Bild 1. Armatur der PC 88

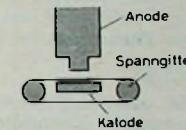


Bild 2. Schematisierter Querschnitt durch die PC 88

UHF-Bereich Instabilitäten auftreten. Gleichzeitig ergibt sich eine geringere Abhängigkeit der Leistungsverstärkung von der Frequenz, was sich besonders im oberen Frequenzgebiet günstig auswirkt.

In einem mit den Röhren PC 88 und PC 86 bestückten Tuner wurde eine Leistungsverstärkung der Vorstufe zwischen 15 und 20 gemessen. Das ist etwa das Doppelte der mit der PC 86 erreichbaren Verstärkung. Dieses günstige Ergebnis ließ sich trotz der gegenüber der PC 86 nicht vergrößerten Steilheit durch die kleine Ausgangskapazität $C_{a(g+s)}$ von 1,7 pF (3,1 pF bei der PC 86) erreichen. Aus diesem Grunde und wegen der kleinen Rückwirkungskapazität kann man nämlich einen größeren Außenwiderstand wählen.

Ein recht günstiger Abschwächungsfaktor wurde durch eine zweckmäßige Sockelschaltung erreicht, da auf die Verwendung der Röhre in selbstschwingenden Mischstufen keine Rücksicht genommen zu werden brauchte. Das Steuergitter ist fünffach herausgeführt, so daß sich wegen der kleinen Zuleitungsinduktivität eine Selbstneutralisierungsfrequenz von 700 ... 800 MHz ergibt. Dadurch erhält man bei einer Arbeitsfrequenz von 900 MHz einen etwa dreimal größeren Abschwächungsfaktor als bei der PC 86. Durch die Möglichkeit, das HF-Bandfilter günstiger auszulagern, läßt sich auch die Selektion verbessern.

Der Reflexionsfaktor am Antenneneingang ist wegen der geringeren Rückwirkung etwas kleiner. Das trägt zur Verbesserung des in der Vorstufe entstehenden Eigenrauschens bei. Durch die höhere Leistungsverstärkung wird außerdem der auf den Eingang des Tuners bezogene Anteil des Mischstufenrauschens reduziert (s. a. S. 142).

Die kleinen Ausgangs- und Rückwirkungskapazitäten wurden durch eine unsymmetrische Stellung des Steuergitters zur

Katode erreicht. Bild 2 zeigt (übertrieben dargestellt) den grundsätzlichen Aufbau. Elektrisch wird nur eine Seite der Katode ausgenutzt, so daß sich eine kapazitätsarme Anode ergibt. Die Gegenseite der Katode ist nicht bedeckt; der dieser Seite gegenüberliegende Teil des Gitters verursacht jedoch nur eine geringe Erhöhung der unkritischen Eingangskapazität C_{gk} .

Durch diese Maßnahme wird aber die wirksame Katodenoberfläche halbiert, und das hat einen entsprechenden Steilheitsverlust zur Folge, der durch Abstandsverringern und höhere spezifische Strombelastung der verbleibenden Katodenoberfläche ausgeglichen werden muß. Daher ist in den Grenzwerten der maximal zulässige Katodenstrom nur wenig höher als der für den praktischen Betrieb empfohlene Wert.

Für die Bestückung von Konvertern wird auch eine EC 88 gefertigt werden. Ihre Heizdaten sind 6,3 V, 0,18 A; die übrigen Werte entsprechen denen des P-Typs.

PCF 86

Die VHF-Misch- und Oszillatorröhre PCF 86 unterscheidet sich von den Typen PCF 80 und PCF 82 vor allem durch das als Spanngitter ausgebildete Steuergitter des Pentodenteiles. Die damit erreichte Geradeaus-Steilheit ist 12 mA/V gegenüber 6,2 mA/V der PCF 80-Pentode. Entsprechend ergeben sich für die Mischsteilheit und die Mischverstärkung in der praktischen Schaltung ebenfalls etwa die doppelten Werte.

Durch die vergleichsweise kurze I_a-U_{g1} -Kennlinie, also einen kleinen erforderlichen Gitterspannungshub zwischen $U_{g1}=0$ und dem zur Sperrung der Röhre erforderlichen Wert, erreichte man, daß der Oszillatorspannungsbedarf mit 1,7 V_{eff} gegenüber 2,4 ... 3 V_{eff} bei der PCF 80 und ähnlichen Werten der PCF 82 recht niedrig ist (diese Angaben gelten für maximale Mischsteilheit; in der Praxis stellt man auf etwas höhere Werte ein). Das kommt der Störstrahlungssicherheit des VHF-Tuners zugute. Außerdem ist eine Bedämpfung des Oszillatorkreises, etwa durch Nachstimmindien, in bezug auf die für die Pentode erforderliche Schwingamplitude weniger kritisch.

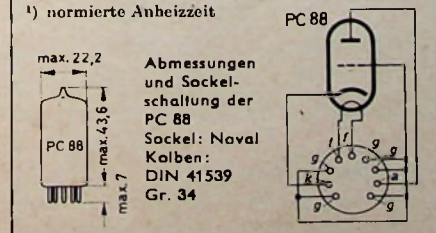
Eine hohe Steilheit hat eine entsprechende Verringerung des realen Eingangswiderstandes zur Folge, die im wesentlichen von der Induktivität der Katodenzuleitung abhängt. Die Pentodenkatode wurde daher, wie es zum Beispiel bei ZF-Röhren üblich ist, an zwei Sockelstifte geführt. Um nun mit der vorhandenen Anzahl von Sockelstiften auszukommen und eine Kolbenkappe zu vermeiden, verband man die Triodenkatode mit der Pentodenkatode. Die Systeme sind daher nicht mehr vollständig getrennt, aber es wird eine induktivitätsarme Erdung ermöglicht.

Die Gitter-Anodenkapazität des Pentodenteiles ist mit 12 mpF (Mittelwert) etwas kleiner als die der PCF 80 (etwa 15 mpF). In Geradeaus-Schaltung ergibt sich daher eine etwa 1,4mal höhere Verstärkung, so daß der Pentodenteil bei UHF-Empfang zur ZF-Vorverstärkung herangezogen werden kann. Unter dieser Voraussetzung läßt sich ein Fernsehgerät mit zwei ZF-

Tab. I. Vorläufige technische Daten der PC 88

UHF-TRIODE für Fernseh-Eingangsstufen in Gitterbasischaltung			
Heizung indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Serienseisung ¹⁾			
$I_f = 300 \text{ mA}$		$U_f \approx 4 \text{ V}$	
Kapazitäten (äußere Abschirmung mit Gitter verbunden)			
C_{gk}	3,3 pF	C_{ak}	45 mpF
$C_g(k+f)$	3,8 pF	$C_a(k+f)$	55 mpF
C_{ag}	1,8 pF		
Kenndaten			
U_a	160 V	S	14 mA/V
R_k	100 Ω	μ	65
I_a	12,5 mA		
Grenzwerten			
$U_{a0} \text{ max.}$	550 V	$-U_g \text{ max.}$	50 V
$U_a \text{ max.}$	230 V	$R_g \text{ max.}$	500 k Ω
$N_a \text{ max.}$	2 W	$U_{fk} \text{ max.}$	100 V
$I_k \text{ max.}$	13 mA	$R_{fk} \text{ max.}$	20 k Ω

¹⁾ normierte Anheizzeit



Abmessungen und Sockelschaltung der PC 88
Sockel: Noval
Kolben: DIN 41539
Gr. 34

Tab. II. Vorläufige technische Daten der PCF 86

Triode – Pentode zur Verwendung als Misch- und Oszillatorröhre in Fernsehempfängern bis 220 MHz

Heizung indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Parallel- oder Serienschaltung¹⁾

$$I_f = 300 \text{ mA} \quad U_f \approx 8 \text{ V}$$

Kapazitäten (ohne äußere Abschirmung)

Pentodenteil	Triodenteil
C_i 6,0 pF	$C_g(k+f)$ 2,2 pF
C_o 3,5 pF	$C_a(k+f)$ 1,1 pF
C_{g1} 12 mpF	C_{ag} 2,2 pF
C_{g1g2} 1,7 pF	

zwischen Trioden- und Pentodenteil

$CaPaT$ 140 mpF	C_{g1PgT} < 10 mpF
$CaPgT$ < 30 mpF	C_{g1PaT} < 10 mpF

Kennzahlen

Pentodenteil	Triodenteil
U_a 170 V	U_a 100 V
U_{g2} 150 V	U_g -3,0 V
U_{g1} -1,2 V	I_a 14 mA
I_a 10 mA	S 5,5 mA/V
I_{g2} 3,3 mA	μ 17
S 12 mA/V	
r_a > 350 kΩ	
μ_{g2g1} 70	
r_{eq} 1 kΩ	
r_i (200 MHz) 3 kΩ ¹⁾	

Betriebsdaten

Pentodenteil als Mischstufe

U_a 190 V	U_{oszeff} 2,3 V
U_{bg2} 190 V	I_a 8,5 mA
R_{g2} 18 kΩ	I_{g2} 2,7 mA
R_{g1} 100 kΩ	S_c 4,5 mA/V

Triodenteil als Oszillator

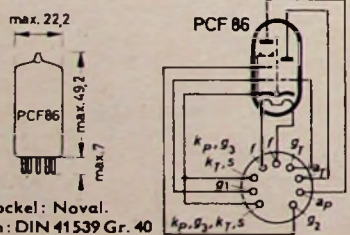
U_{ba} 190 V	U_{oszeff} 4,5 V
R_a 8,2 kΩ	I_a 12 mA
R_g 10 kΩ	S_{eff} 3,5 mA/V

Grenzdaten

Pentodenteil	Triodenteil
U_{a0} max. 550 V	U_{ba} max. 250 V
U_a max. 250 V	U_a max. 125 V
N_a max. 2,0 W	N_a max. 1,5 W
U_{bg2} max. 300 V	I_k max. 15 mA
U_{g2} max. 150 V	R_g max. 600 kΩ
N_{g2} max. 0,5 W	
I_k max. 18 mA	
R_{g1} max. 500 kΩ	
U_{fk} max. 100 V	

¹⁾ normierte Anheizzeit

²⁾ Die Katoden beider Systeme sind in der Röhre verbunden.



Stufen aufbauen, wenn diese zum Beispiel mit EF 183 und EF 184 bestückt sind, und es ist eine der Rauschzahl des UHF-Tuners angepaßte Gesamtverstärkung des Empfängers erreichbar. Der Triodenteil der PCF 86 unterscheidet sich nur geringfügig von dem der PCF 80.

Wie aus Bild 3 hervorgeht, ist der Aufbau der PCF 86 recht kompakt. Das Spannungsgitter ermöglicht ein kurzes System, so daß günstige Voraussetzungen für die Mi-

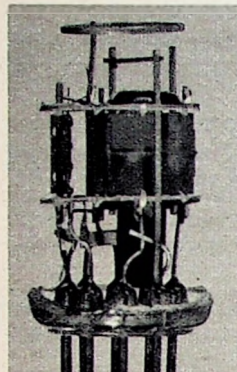


Bild 3. Armatur der PCF 86

krofonesicherheit der Röhre gegeben sind. Sie erfüllt auch die hohen Anforderungen von Fernsehsystemen mit AM-Ton.

PCL 85

Die ursprünglich für die 90°-Vertikalablenkung entwickelte Endröhre PCL 82 mußte nach Einführung der 110°-Technik an der Grenze ihrer Leistungsfähigkeit betrieben werden, wenn man nicht unhandlich große Ausgangstransformatoren wählen wollte. Die gegenüber der AW 53-88 um etwa 5% geringere Ablenkleistung der Rechteck-Bildröhre AW 59-90 erleichtert zwar die Weiterverwendung der PCL 82, jedoch bietet die neue PCL 85 höhere Spitzenströme, so daß sich besonders kleine Ausgangsübertrager (zum Beispiel auf Kern EI 60/20) verwenden lassen, oder die größere Leistungsreserve kommt einer verbesserten Lebensdauererwartung zugute. Der Pentodenteil der PCL 85 kann mit etwa 40% höherem Spitzenstrom belastet werden, während die Schirmgitterverlustleistung wegen des durch Schattenstellung erreichten hohen Verhältnisses I_a/I_{g2} niedrig bleibt.

Eine Verwendung der PCL 85 in Niederfrequenzstufen ist nicht vorgesehen. Daher konnte bei der Festlegung der Sockelschaltung und der Kennlinien für Trioden- und Pentodenteil auf Kompromisse verzichtet werden.

Konstruktiv erforderte die höhere Belastbarkeit der Pentode eine Verlängerung des

Tab. III. Vorläufige Daten der PCL 85

Triode – Pentode mit getrennten Katoden

Heizung indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Serienschaltung

$$I_f = 300 \text{ mA} \quad U_f = 18 \text{ V}$$

Kapazitäten

Triodenteil	Pentodenteil
C_{g1} < 120 mpF	C_{ag1} < 600 mpF
	C_{g1f} < 200 mpF

zwischen Trioden- und Pentodenteil

$CaTg1P$ < 80 mpF	C_{gTaP} < 30 mpF
-------------------	---------------------

Dynamische Kennzahlen

Pentodenteil ¹⁾	Triodenteil
U_a 50 65 V	U_a 100 V
U_{g2} 170 210 V	U_g 0 V
$-U_{g1}$ 1 1 V	I_a 10 mA
I_{as} 200 285 mA	S 5,5 mA/V
I_{g2s} 35 45 mA	μ 50
	r_a 9 kΩ

Betriebsdaten

Pentodenteil als Endröhre für die vertikale Ablenkung, Spannungs- und Stromwerte im Aussteuermaximum:

Um den Röhrentoleranzen, dem Absinken der Röhrenkennwerte während der Lebensdauer und einem Abfall der Netzspannung um 10% Rechnung zu tragen, soll die Schaltung entworfen werden für einen Höchstwert des Anoden Spitzenstromes von 60% des Kennlinienwertes für $U_{g1} = -1 \text{ V}$.

Grenzdaten

Pentodenteil	Triodenteil
U_{a0} max. 550 V	U_{a0} max. 550 V
U_a max. 250 V	U_a max. 250 V
U_a ($U_{g2} = 150 \text{ V}$) min. 40 V ¹⁾	N_a max. 0,5 W
U_a ($U_{g2} = 190 \text{ V}$) min. 52 V ¹⁾	I_k max. 15 mA
U_{as} max. 2000 V ²⁾	I_{ks} max. 100 mA ³⁾
N_a max. 7 W	I_{ks} max. 200 mA ⁴⁾
N_a max. 9 W ⁵⁾	R_g (feste Vorspg.) max. 1,0 MΩ
U_{g20} max. 550 V	R_g (autom. Vorspg.) max. 3,3 MΩ
U_{g2} max. 250 V	U_{fk} max. 200 V ⁶⁾
N_{g2} max. 1,5 W	R_{fk} max. 20 kΩ
N_{g2} max. 2,0 W ⁷⁾	
I_k max. 75 mA	
R_{g1} (feste Vorspg.) max. 1,0 MΩ	
R_{g1} (autom. Vorspg.) max. 2,2 MΩ ⁸⁾	
U_{fk} max. 200 V ⁹⁾	
$-R_{fk}$ max. 20 kΩ	

¹⁾ Die angegebenen U_{g2} -Werte gelten bei Netzspannung. Zwischenwerte können linear interpoliert werden.

²⁾ Diese Werte (eingeschränkte Normalgrenzdaten) dürfen mit einer Röhre mit den publizierten Daten (Nominalröhre) unter keinen Umständen unterschritten werden.

³⁾ Impulsdauer max. 4% einer Periode, max. 0,8 ms

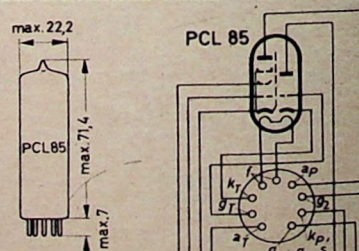
⁴⁾ Gilt auch für stabilisierte Schaltungen.

⁵⁾ Bei $U_{fk} = 150 \text{ V}$ ist der äquivalente Gitterstrom < 10 mA bei Z_{g1k} (50 Hz) < 500 kΩ, $C_{g1f} = 0,2 \text{ pF}$, ohne negative Rückkopplung.

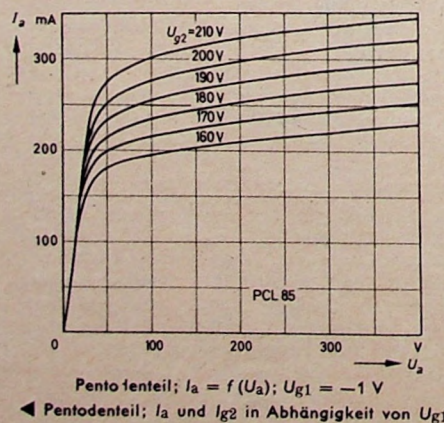
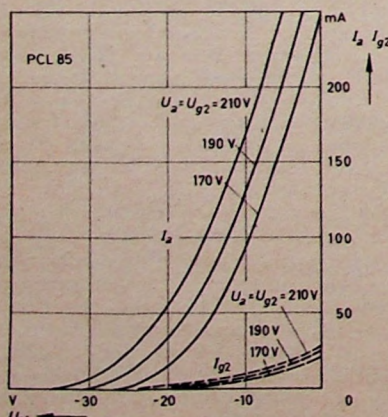
⁶⁾ Impulsdauer max. 2% einer Periode, max. 0,2 ms

⁷⁾ Während der Anheizzeit darf die Gleichspannungskomponente von U_{fk} (k pos.) bis auf max. 315 V ansteigen.

⁸⁾ Messung nur im Impulsbetrieb zulässig; es ist darauf zu achten, daß die Grenzwerke von N_a und N_{g2} nicht überschritten werden.



Abmessungen und Sockelschaltung der PCL 85



Systems, um eine genügend große Kathodenoberfläche zu erreichen. Um aber keine zu lange und in bezug auf Mikrofonie anfällige Triode zu erhalten, wurde wie bei der E/PCL 86 eine Balkonkonstruktion [1] verwendet, bei der die Triode kürzer ist als der Pentodenteil.

Die Belastungsverhältnisse der Endröhre ändern sich bei Schwankungen der Netzspannung und infolge Streuung der Einzelteile stark in Abhängigkeit von der jeweiligen Schaltung, nämlich ob zum Beispiel eine Stabilisierung erfolgt oder nicht. Um nun nicht Sicherheitsabstände für die Grenzdaten vorsehen zu müssen, die der ungünstigsten Schaltung angemessen sind, enthalten die technischen Daten neben den „Normalgrenzdaten“ noch „eingeschränkte Normalgrenzdaten“ [2], die eine besonders bei Netzüberspannung in bestimmten Schaltungen auftretende übermäßige Zusatzbelastung unter Kontrolle bringen sollen.

PL 500

An die Zeilen-Endröhre müssen besonders hohe Anforderungen in bezug auf Spitzenstrom, Spitzenspannung an der Anode und Belastbarkeit der Elektroden gestellt werden. Obgleich die PL 36 diesen Bedingungen genügt, wurde eine neue Röhre entwickelt, die eine noch etwas größere Ablenkleistung liefern kann, und zwar für die Geräte, in denen man die PL 36 nur unter bestimmten Voraussetzungen benutzen konnte. Besonders in 4-Normen-Geräten und solchen, die mit kurzer Horizontal-Rückschlagzeit arbeiten, ist die PL 500 (Bild 4) vorteilhaft. Sie läßt sich

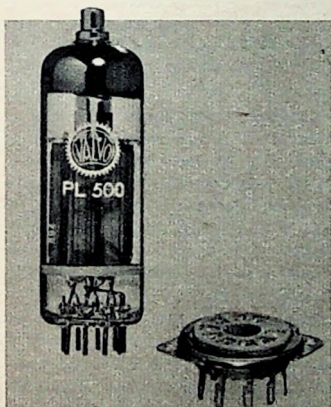


Bild 4. Ansicht der PL 500 mit Fassung

aber auch in allen anderen Empfängern verwenden, da sie hier nicht voll ausgenutzt wird und daher eine längere Lebensdauer erwarten läßt.

Die PL 36 war die letzte Röhre im Fernsehgerät, die noch nicht in Allglastechnik gebaut werden konnte. Da eine Zeilen-Endröhre mit hoher Verlustleistung im Novalkolben nicht unterzubringen ist, wurde ein neuer Kolben für die Allglastechnik, der Magnoval-Kolben, eingeführt. Der Sockel dieser Röhre hat, ebenso wie der der Novalröhre, 10-1 Stifte aus Nickel, die jedoch auf einem Teilkreisdurchmesser von 17,45 mm (wie beim Oktalsockel) angeordnet sind. Da ein besonderer Formstoffsockel nicht mehr vorhanden ist, entfallen auch die entsprechenden Lötstellen. Die Abmessungen der PL 500 (Kolbendurchmesser 31 mm, Über-alles-Länge 104 mm) sind etwas kleiner als die der PL 36.

Die Anode wurde als sogenannte Kammeranode ausgebildet, das heißt, sie ist in vertikale Kammern aufgeteilt, die als Falle für Sekundärelektronen wirken

(s. Titelbild). Die Sekundärelektronen fliegen nicht, wie bei einer gewöhnlichen Anode, teilweise zum Schirmgitter, sondern werden zum größten Teil von den Kammerwänden wieder aufgefangen. Die wenigen Elektronen, die aus den Kammer-

Tab. IV. Vorläufige Daten der PL 500

Endpentode in Allgas-Magnoval-Ausführung, zur Verwendung als Endröhre für die Horizontalablenkung vorwiegend unter Verwendung von Stabilisierungsschaltungen mit Regelung über das Steuergitter

Heizung indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Serienspeisung
 $I_t = 300 \text{ mA}$ $U_t = 28 \text{ V}$

Dynamische Kenndaten¹⁾

U_a	75 V	I_{as}	440 mA
U_{g2}	200 V	I_{g2s}	37 mA
U_{g1}	-10 V		

Grenzdaten

U_{a0}	max. 550 V	I_k	max. 250 mA
U_a	max. 250 V	R_{g1}	max. 2,2 M Ω ²⁾
U_{as}	max. 7000 V	U_{fk}	max. 200 V
U_{g20}	max. 550 V	R_{fk}	max. 20 k Ω
U_{g2}	max. 250 V		

N_a , N_{g2} , $N_a + N_{g2}$ s. untenstehendes Diagramm

Betriebsdaten

In Stabilisierungsschaltungen mit Regelung über das Steuergitter (Betrieb oberhalb des Knies)

U_b	190	230	V
$R_{g2 \text{ min}}^4)$	1,5	2,2	k Ω
U_{g2}	120	140	160
$U_a^{5)}$	53	57	61
$U_{g1}^{6)}$	-10	-10	-10
$I_{as}^{7)}$	180	240	300
	300	360	420
	300	360	420
	300	360	420

In nicht stabilisierten Schaltungen (Ansteuerung bis unter Knies)

U_b	190	230	V
$R_{g2 \text{ min}}$	2,2	2,2	k Ω
$U_{g1}^{6)}$	+1	+1	V
$I_{as}^{7)}$	230	320	mA

¹⁾ Messung nur im Impulsbetrieb zulässig; es ist darauf zu achten, daß die Grenzwerte von N_a und N_{g2} nicht überschritten werden.

²⁾ Gilt auch für stabilisierte Schaltungen.

³⁾ Diese Werte dürfen mit einer Röhre mit den publizierten Daten (Nominalröhre) unter keinen Umständen überschritten werden.

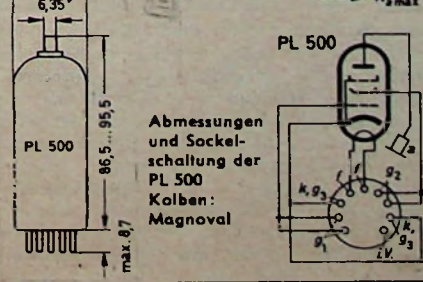
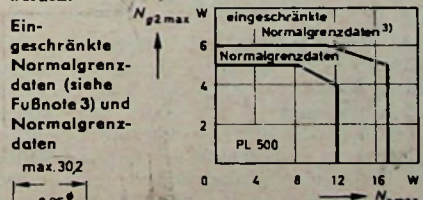
⁴⁾ Minimaler Schutzwiderstand zur Verhinderung unzulässiger Schirmgitterbelastungen während des Anheizens.

⁵⁾ am Ende der Ansteuerung

⁶⁾ Bei Nennwert der Speisespannung; bei 10% Unterspannung arbeitet die Röhre gerade noch oberhalb des Knies.

⁷⁾ Der Mindestwert der Gittervorspannung zur Sperrung während des Rücklaufs beträgt -120 V.

⁸⁾ Um den Röhrentoleranzen, dem Abklingen der Röhrenkennwerte während der Lebensdauer und dem Abfall der Netzspannung um 10% Rechnung zu tragen, dürfen die angegebenen Werte bei Nennwert der Speisespannung nicht überschritten werden.



Tab. V. Vorläufige Daten der ECH 84

Triode - Heptode für Impulstrennstufen mit Störinverter und für Sinusoszillatoren

Heizung indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Parallel- oder Serienspeisung¹⁾

$U_t = 6,3 \text{ V}$ $I_t = 300 \text{ mA}$

Kapazitäten

Heptodenteil	Triodenteil
C_{ag1}	C_i
$< 9 \text{ mpF}$	3,0 pF
	C_{ag}
	1,1 pF

zwischen Trioden- und Heptodenteil

C_{g1HgT}	$< 0,1 \text{ pF}$	C_{aHgT}	$< 0,08 \text{ pF}$
C_{g1HaT}	$< 0,08 \text{ pF}$	C_{aHaT}	$< 0,25 \text{ pF}$
C_{g3HaT}	$< 0,13 \text{ pF}$		

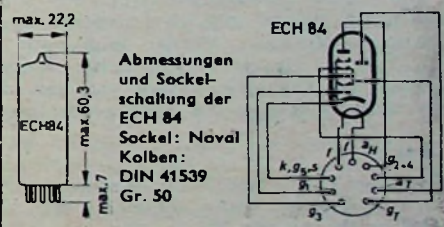
Kennzahlen

Heptodenteil	Triodenteil
U_a	135 V
U_{g3}	0 V
U_{g2+4}	14 V
U_{g1}	0 V
I_a	1,7 mA
I_{g2+4}	0,9 mA
S_{g1}	2,2 mA/V
S_{g3}	0,6 mA/V
$U_{g3} (U_{g1} = 0 \text{ V})$	
	($I_a = 20 \mu\text{A}$)
	-2,0 V
$U_{g1} (U_{g3} = 0 \text{ V})$	
	($I_a = 20 \mu\text{A}$)
	-2,0 V

Grenzdaten

Heptodenteil	Triodenteil
U_{a0}	max. 550 V
U_a	max. 250 V
N_a	max. 1,7 W
U_{g2+40}	max. 550 V
U_{g2+4}	max. 250 V
N_{g2+4}	max. 0,8 W
I_k	max. 12,5 mA
R_{g1}	max. 3 M Ω
R_{g3}	max. 3 M Ω
U_{fk}	max. 100 V
R_{fk}	max. 20 k Ω

¹⁾ normierte Anheizzeit



wänden austreten, drängt die Raumladung im gebündelten Elektronenstrom zurück. Wie Bild 5 zeigt, ergibt sich dadurch ein sehr großes Verhältnis I_a/I_{g2} . Da die maximal zulässige Schirmgitterverlustleistung oft indirekt den Anodenstrom beschränkt,

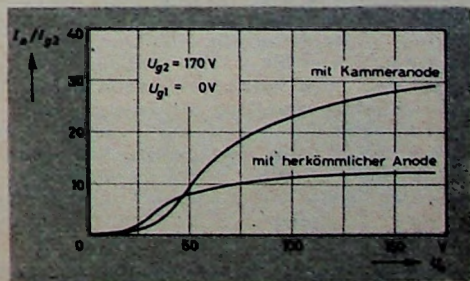


Bild 5. Das Verhältnis I_a/I_{g2} der PL 500

wird durch die Kammeranode die entnehmbare Ablenkleistung erheblich vergrößert. Ebenso wie bei der PCL 85, enthalten die Grenzdaten der PL 500 einige Werte, die nach den Regeln der eingeschränkten Normalgrenzdaten zu behandeln sind.

In den vergangenen Jahren fand die Rundfunkempfängerröhre ECH 81 wegen der für viele Schaltungen zweckmäßigen Kombination Triode-Heptode immer mehr auch in Fernsehgeräten Verwendung, obwohl ihre Eigenschaften auf die technischen Anforderungen der Rundfunkgeräte abgestimmt sind. Es war daher naheliegend, eine neue, für die speziellen Belange der Schaltungen in Fernsehgeräten ausgelegte Kombinationsröhre zu entwickeln. Die neue ECH 84 ist geeignet, die ECH 81 in Impulsabtrennstufen und Generatorschaltungen für die Horizontalablenkung zu ersetzen.

Die Kennlinien der „Hochvoltrohre“ ECH 81 weisen bei Betrieb mit den niedrigen Elektrodenspannungen (etwa 10 V) in Abtrennstufen aus verschiedenen Gründen verhältnismäßig große Streuungen auf. Daher wurde die Heptode der ECH 84 so ausgelegt, daß die an den Gittern g_1 und g_2 für Sperrung des Anodenstromes erforderliche negative Spannung mit etwas höherer und damit in bezug auf Streuungen günstigerer Spannung U_{g2+4} erreicht wird. Außerdem sind die Sperrpunkte der beiden Steuergitter wegen der Verwendung von Gittern mit konstanter Steigung besser definiert.

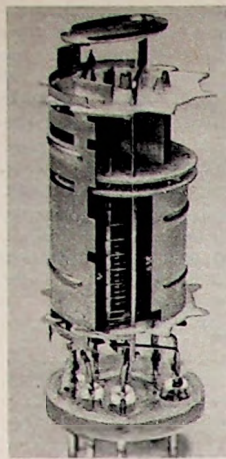
Während die Heptodenkennlinien vor allem auf die Erfordernisse der Impulsabtrennung abgestimmt wurden, waren die Kenndaten der Triode im Interesse der Schaltung als Sinusoszillator zur Ansteuerung der PL 36 oder PL 500 zu ändern. Die höhere Trioden-Steilheit ergibt in der Reaktanzstufe einen guten Regelleffekt und bewirkt im Impuls-Nachverstärker eine ausreichend steile Anstiegflanke des Sperrimpulses.

(Über die Anwendung und Schaltung der ECH 84 im Fernsehempfänger zur Impulsabtrennung und zur Steuerung der Horizontal-Endstufe gibt der nebenstehende Aufsatz Hinweise. Ferner folgt noch im nächsten Heft ein ausführlicher Beitrag über die Dimensionierung von mit der ECH 84 ausgerüsteten Sinusgeneratoren.)

EM 87

Mit der EM 87 wird eine Anzeigeröhre in die Fertigung aufgenommen, die sich äußerlich von der EM 84 nicht unterscheidet; Kolbengröße und Sockelschaltung sind gleich. Sie weist jedoch eine größere Ablenkempfindlichkeit auf. Die Schließspannung, also die Spannung, die erforderlich ist, damit sich die beiden Leuchtbalken gerade berühren, beträgt nur -10 V gegenüber -22 V bei der EM 84. Bei weiterer Aussteuerung überschneiden sich die Balken, zum Beispiel um 1,5 mm bei -15 V. Diese Werte gelten für eine Leuchtschirmspannung von 250 V. Die Schließspannung läßt sich noch verringern, wenn man die Leuchtschirmspannung erniedrigt, jedoch geht dabei die Helligkeit zurück. Um Flecken auf dem Leuchtschirm, die durch statische Aufladungen entstehen, zu vermeiden, sollte die Leuchtschirmspannung aber nicht niedriger als 170 V gewählt werden.

Wegen ihrer hohen Ablenkempfindlichkeit eignet sich die EM 87 besonders gut für Tonbandgeräte, bei denen die Überschneidung der Leuchtbalken von einer bestimmten Aussteuerung an die beginnende Übersteuerung des Tonbandes anzeigt. Aber auch in Rundfunkempfängern, besonders in solchen mit mehreren ZF-Stufen, läßt sich die EM 87 verwenden, da hier die maximale Regelspannung oft weit unter 20 V liegt. (Schluß auf Seite 158)



ECH 84 • Ihre Anwendung und Schaltung im Fernsehempfänger

DK 621.385:621.397.62

Die Heptode-Triode ECH 84 ist eine neue Verbundröhre, die für den Einsatz in Impulsabtrennschaltungen mit Störaustastung und als Sinusgenerator zur Steuerung der Horizontal-Endstufe in Fernsehgeräten entwickelt wurde. Die Röhre ist als Nachfolgetyp der ECH 81 besonders auf die genannten Verwendungszwecke zugeschnitten. Die Verdrehung in gedruckten Platten, besonders bei Impulsabtrennschaltungen, kann so gelegt werden, daß Übersprechen zwischen dem Impulsabtrenngitter und den Anoden von Heptode und Triode vermieden wird. Die beiden Röhrensysteme sind elektrisch voneinander entkoppelt. Dies ermöglicht auch andere Impulsschaltungskombinationen. Sehr angenehm ist, daß man die seither bei Verwendung der ECH 81 erprobten Schaltungen mit geringen Änderungen übernehmen kann und dafür einige Vorteile einlöst. Es werden Schaltungen mit der ECH 84 angegeben und dabei auf die Unterschiede im Vergleich mit der ECH 81 hingewiesen.

1. Impulsabtrennung

Die Bilder 1 und 2 zeigen zwei Impulsabtrennschaltungen: die eine mit großem Anodenwiderstand und sehr niedriger Anodenspannung, die andere mit kleinem Außenwiderstand. Auf der Gitterseite der Heptode sind dagegen keine Unterschiede vorhanden.

Die Synchronimpulse werden aus dem Videosignal abgetrennt. Dem dritten Gitter wird das BAS-Signal so zugeführt, daß die Impulse ins Positive gerichtet sind. Der während der Impulse fließende Gitterstrom lädt die Kapazitäten negativ auf. Das Videosignal liegt also potentialmäßig

verkürzt, so daß die Synchronisierimpulse aus einem kleinen Videosignal einwandfrei abgetrennt werden können. Auch die Störaustastung wird wirksamer, weil die I_a-U_{g1} -Kennlinie kürzer ist. Dabei wurde das Regelgitter der ECH 81 durch ein Gitter konstanter Steigung bei der ECH 84 ersetzt.

Mittels der mit Hilfe des Spannungsteilers R_1, R_2 über die Gitter-Katodenstrecke niedriggehaltenen Anodenspannung und durch den großen Wert des Widerstandes R_1 erreicht man in der Anordnung nach Bild 1 einerseits eine Begrenzung der Impulsdächer durch den Anodenstrom und könnte die allerdings hochohmigen Impulse direkt zur Synchronisation verwenden. Andererseits werden die Impulse etwas verlängert, was meistens wegen der Bildlage in horizontaler Ablenkrichtung erwünscht ist. Diese Verlängerung erfolgt auf folgende Weise. Die Anodenspannung der Heptode sinkt während der Impulse bis nahe 0 V. An der hinteren Flanke der Impulse, also wenn die Röhre wieder gesperrt ist, werden die Röhren- und Schaltkapazitäten auf der Anodenseite über den großen Widerstand R_1 mit großer Zeitkonstante gegen die volle Batteriespannung aufgeladen, solange bis die durch den Spannungsteiler eingestellte Anodenspannung erreicht ist. Das ergibt eine Verschleifung der Rückflanken. Die Vorderflanken werden dagegen nur unmerkbar flacher, da während der Impulse – die Heptode wird unterhalb des Knies, also mit kleinem Innenwiderstand betrieben – die Entladung dieser Kapazitäten mit sehr kleiner Zeitkonstante erfolgt. Durch die

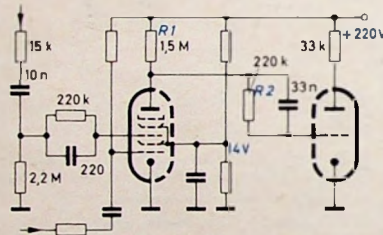


Bild 1. Impulsabtrennung mit ECH 84, doppelte Begrenzung in Heptode und Triode

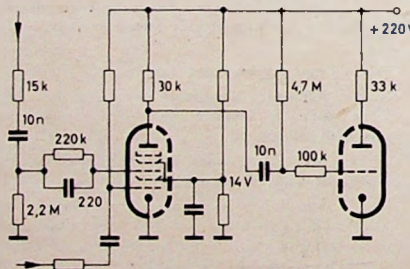


Bild 2. Impulsabtrennung mit ECH 84, Begrenzung in der Triode

am Gitter so, daß die Dächer der Synchronimpulse im Gitterstrom (Gitterspannung nahe 0 V) anstoßen. Der Bildinhalt liegt dagegen – mit Hilfe der kleinen Schirmgitterspannung ist die Kennlinie sehr kurz – unterhalb des unteren Knicks, so daß nur während der Dauer der Synchronimpulse Anodenstrom fließen kann.

Am Abtrenngitter, dem dritten Gitter, steht bei der neuen ECH 84 mehr Gitterstrom bei vergleichbaren Betriebsbedingungen als bei der ECH 81 zur Verfügung. Dabei hat sich sowohl die Gitterstromsteilheit als auch der maximale Endwert des Gitterstromes erhöht. Dies ist für die Bemessung der Entladezeitkonstante und für die saubere Impulsabtrennung bei sehr großem Videosignal günstig. Gleichzeitig wurde die I_a-U_{g3} -Kennlinie bei einer Schirmgitterspannung von 14 V

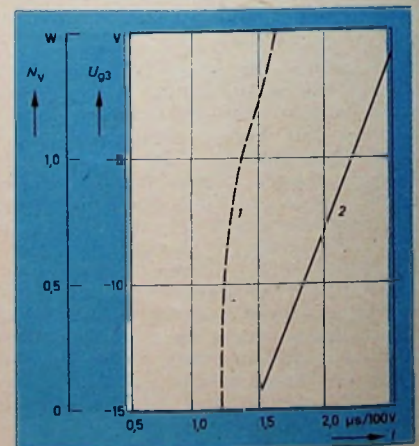


Bild 3. Verlustleistung während des Sperrvorganges der Zeilen-Endstufe. Kurve 1: Steilheit der Sperrflanke = $f(U_{g3})$ für $f = \text{konst.}$ (Steuer-generator mit ECH 84 nach Bild 4); Kurve 2: Abschaltverluste $N_v = f(\text{Steilheit der Sperrflanke})$

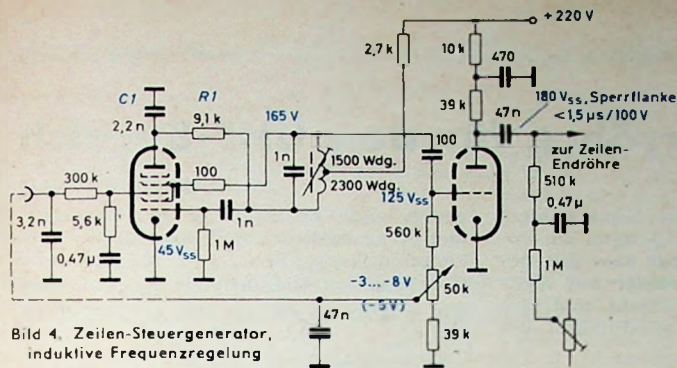


Bild 4. Zeilen-Steuer-Generator, induktive Frequenzregelung

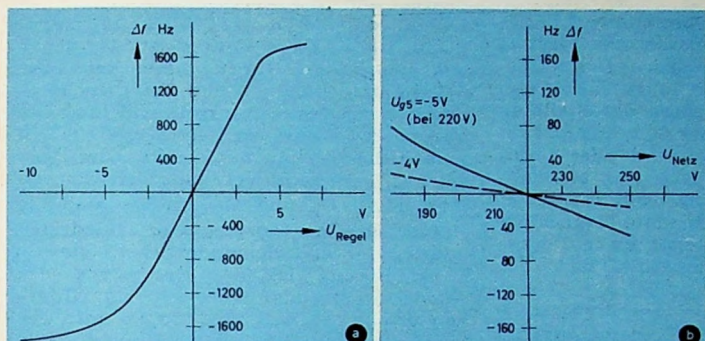


Bild 5. Induktive Frequenzregelung: (a): $\Delta f = f(U_{\text{Regel}})$, $U_B = 220 \text{ V}$, $U_{g3} = -5 \text{ V}$ (bei $U_{\text{Regel}} = 0 \text{ V}$); (b): $\Delta f = f(U_{\text{Netz}})$, $U_{g3} = -4 \text{ V}$ (bei $U_{\text{Regel}} = 0 \text{ V}$)
(— $R1 = 9.1 \text{ Ohm}$), (---) Regelsteilheit 220 Hz/V ($\cong R1 = 12 \text{ kOhm}$)

weitere Begrenzung am Gitter der Triode werden die abgetrennten Synchronimpulse sowohl an der Basis (im Gitterstrom) als auch an den Dächern (am unteren Kennlinienknick) beschnitten, und die an der Triodenanode stehenden Impulse sind bei richtigem zeitlichem Beginn - an der Basis stärker als an den Dächern - verlängert.

In der Schaltung nach Bild 2 werden die am dritten Gitter der Heptode abgetrennten Impulse lediglich verstärkt, und man muß daher ein breites Frequenzband übertragen, um eine genügend große Flankensteilheit für die nur $6 \mu\text{s}$ breiten Horizontalimpulse zu erreichen. Der Anodenwiderstand muß wegen dieser Forderung verhältnismäßig klein gewählt werden (etwa 30 kOhm). Die notwendige Amplitudenbegrenzung erfolgt hier am unteren Kennlinienknick der Triode, deren I_a-U_{g3} -Kennlinie ganz wesentlich verkürzt wurde. Die Amplitude der Impulse darf daher auch entsprechend kleiner sein als bei der ECH 81.

An Hand dieses Schaltbeispiels sei darauf hingewiesen, daß man Störungen in der Länge der Abschnidekennlinie (Schwanzströme) am dritten Gitter der Heptode weitgehend durch den am Gitter der Triode bei der Begrenzung fließenden Gitterstrom ausgleichen kann. Kommt bei kleinem Videosignal Bildinhalt zur Anode der Heptode, dann ist für diesen Fall die I_a-U_{g3} -Kennlinie zu kurz.

Für die Steuerung der Triode bleibt der Bildinhalt so gut wie unwirksam, solange Gitterstrom fließt, da dann der Innenwiderstand der Gitter-Katodenstrecke klein gegen den im Gitterkreis liegenden Widerstand von 100 kOhm ist. Sobald jedoch der Gitterstrom durchlaufen ist, wird der Gittereingangswiderstand sehr hochohmig, und die Spannungsteilung für die Steuerspannung fällt nicht mehr ins Gewicht.

In beiden Schaltungsbeispielen ist die vergrößerte Steilheit der Heptode, besonders am dritten Gitter, und der vergrößerte maximale Anodenstrom von Vorteil.

Im Datenblatt wird für die ECH 84 eine Schirmgitterspannung von 14 V empfoh-

len, und es ist zweckmäßig, diesen Wert auch anzuwenden, da bei sehr kleinen Schirmgitterspannungen die Röhrenstreuungen - besonders im Anodenstrom - zunehmen, und die Funktion der Schaltung darunter leiden kann.

In den Schaltbeispielen nach den Bildern 1 und 2 liegt im Anodenkreis der Triode ein Widerstand. Auf Schaltungsvarianten an der Anode der Triode wurde verzichtet, weil die Auslegung und Bemessung an dieser Stelle weitgehend von den nachfolgenden Synchronisationsschaltungen abhängt.

2. Sinusgenerator

Zur Steuerung der Horizontal-Endstufe werden heute hauptsächlich Sinusgeneratoren benutzt. Im Fall der ECH 84 erweist sich eine Schaltung als günstig, bei der der Oszillator zwischen Schirmgitter, Gitter und Katode der Heptode schwingt. Mit der großen Wechselamplitude am Schirmgitter (etwa 150 V_{ss}) wird das Gitter der nachfolgenden Triode stark übersteuert. Der an der Anode der Triode entstehende ins Negative gehende Impuls wird so geformt, daß seine Vorderflanke zur raschen Sperrung der Endröhre am Ende des Horizontalhinlaufes sehr steil bleibt und die Rückflanke durch ein RC-Glied zur Steuerung der Endröhre während des Hinlaufes geeignet verflacht wird. Die Länge des Impulses ist durch die Zeitkonstante der RC-Kombination am Gitter der Triode festgelegt.

Mit der ECH 84 erreicht man Werte für die Steilheit der Sperrflanke, die kleiner sind als $1.5 \mu\text{s}/100 \text{ V}$, und man sieht aus Bild 3, daß die durch die endliche Flankensteilheit verursachte zusätzliche Anodenverlustleistung der Horizontal-Endpentode bis etwa $2 \mu\text{s}/100 \text{ V}$ wenig ins Gewicht fällt und unter $1.5 \mu\text{s}/100 \text{ V}$ vernachlässigbar ist. Die Steilheit der Flanke hängt unter anderem von der Steuerspannung am Gitter der Triode ab. Man braucht zu einem Wert von $1.5 \mu\text{s}/100 \text{ V}$ etwa 130 V_{ss} Steuerspannung und könnte (das ist aber nicht notwendig) zum Beispiel durch Transformation mittels des

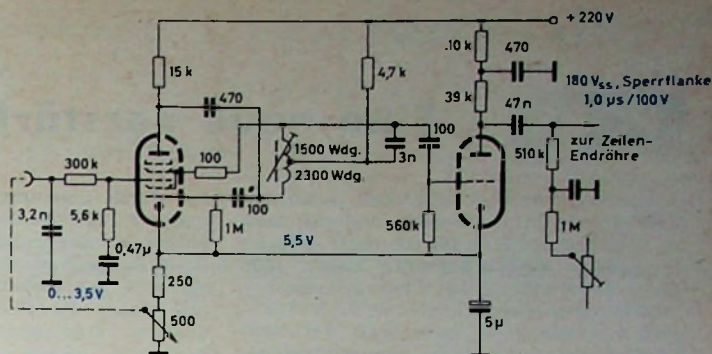


Bild 6. Zeilen-Steuer-Generator mit ECH 84, kapazitive Frequenzregelung

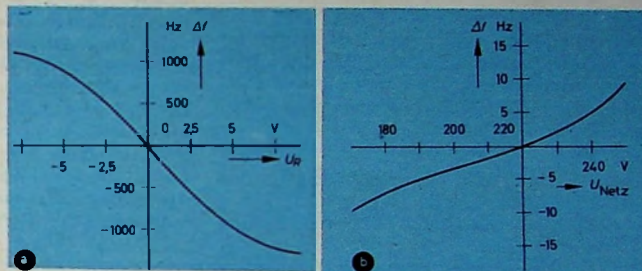


Bild 7. Kapazitive Frequenzregelung: (a): $\Delta f = f(U_{\text{Regel}})$, $U_B = 220 \text{ V}$, $U_{g3} = -4 \text{ V}$ (bei $U_{\text{Regel}} = 0 \text{ V}$); (b): $\Delta f = f(U_{\text{Netz}})$, $U_{g3} = 4 \text{ V}$ (bei 220 V)

Rückkopplungstransformators eine höhere Steuerspannung und damit eine größere Steilheit erreichen.

Verglichen mit der ECH 81 ist die Verbesserung deutlich. Sie konnte durch eine wesentliche Verkürzung der I_a-U_{g3} -Kennlinie erreicht werden. Auch die notwendige Steueramplitude zur sicheren Sperrung der Horizontal-Endröhre wird ohne weiteres erreicht (bei $U_B = 220 \text{ V}$ etwa 170 V_{ss}).

Am dritten Gitter der Heptode wird mit Hilfe einer Reaktanzschaltung die Frequenz des Sinusgenerators geregelt. Mit größerer Steilheit am dritten Gitter der Heptode der ECH 84 steigt auch die Frequenzregelsteilheit der Schaltung.

In den Bildern 4 und 6 sind zwei Schaltvorschlge angegeben. Der Hauptunterschied besteht darin, daß bei dem Generator nach Bild 4 die Reaktanzschaltung induktiv wirkt, bei dem nach Bild 6 dagegen kapazitv.

Die Abhängigkeit der Generatorfrequenz von der Netzspannung ist den Bildern 5 und 7 zu entnehmen. Sie ist gering und selbstverständlich abhängig von der gewählten Frequenzregelsteilheit. In beiden Fällen, induktive und kapazitive Frequenzverstimung, sind Regelsteilheit und Frequenzhub groß. Beide Schaltungen sind also für jede Art von Synchronisation sehr gut geeignet.

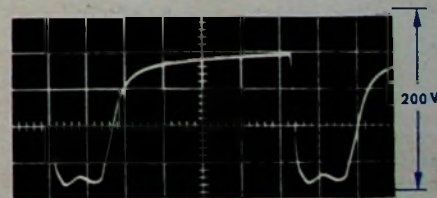


Bild 8. Ansteuerimpuls für die Zeilen-Endröhre (Schaltungen nach den Bildern 4 und 6)

Wird beispielsweise eine vollautomatische Schaltung gewählt, dann kann der entsprechende Frequenzregler durch einen Festwiderstand ersetzt werden. Im Bild 8 ist ein Oszillogramm des mit den Generatoren nach den Bildern 4 und 6 erzeugten Ansteuerimpulses wiedergegeben.

PC 88 • Eine neue Verstärkerröhre für den UHF-Bereich

DK 621.385:621.397.62.029.63

Die bereits seit einiger Zeit gefertigte UHF-Triode PC 86 beweist, daß sich auch in Novaltechnik eine für den UHF-Bereich brauchbare Verstärkerröhre bauen läßt. Unter Verwendung der dabei gewonnenen Erfahrungen wurde jetzt eine neue UHF-Vorröhre, die PC 88, entwickelt, die ebenfalls in Spanngittertechnik ausgeführt ist und einen Novalsockel hat. Sie weist gegenüber dem älteren Typ einige beachtliche Vorteile – höhere Verstärkung, geringere Rückdämpfung und bessere Stabilität gegen Selbsterregung – auf, die dazu beitragen dürften, die Entwicklung und Fertigung der UHF-Kanalwähler zu erleichtern und ihre Qualität weiter zu verbessern.

Als seinerzeit mit der Entwicklung der PC 86 begonnen wurde, lagen noch keine praktischen Erfahrungen über UHF-Ein-

die durch Streuungen des Kanalwählers und der Röhre bedingt sind, kann das anteilige Mischerrauschen bei dem mit der PC 86 bestückten Kanalwähler auf mehr als 50 % der Gesamtanzahl ansteigen und daher die Grenzempfindlichkeit bedeutend verschlechtern.

Bei einer HF-Röhre für Fernsehempfänger ist die bei einer bestimmten Bandbreite erreichbare Leistungsverstärkung von Interesse. Eine Steigerung des Verstärkungs-Bandbreitenprodukts kann nun entweder durch Vergrößern der Steilheit, durch Verminderung der Röhrenkapazität (hier der Ausgangskapazität) oder durch gleichzeitige Anwendung beider Maßnahmen erfolgen. Im vorliegenden Fall bietet die an zweiter Stelle genannte Möglichkeit die größeren Vorteile. Mit einer Herabsetzung der Röhrenkapazität läßt sich

weitgehende Entkopplung von Eingangs- und Ausgangskreis sind sowohl die Verkopplungskapazität $C_{a(k+f)}$ als auch die Gitterzuleitungsinduktivität L_g so klein wie möglich zu halten. Die Verkleinerung von $C_{a(k+f)}$ und L_g kann jedoch nicht ohne Berücksichtigung der übrigen Systemkapazitäten und Zuleitungsinduktivitäten erfolgen, da die Kurzschluß-Resonanzfrequenz der Strecke Gitter-Anode wegen der geforderten Durchstimmbarkeit über das gesamte Band IV und Teile des Bandes V (bis 800 MHz) ausreichend über der oberen Bereichsgrenze liegen muß. Durch zusätzliche Abschirmung darf zum Beispiel $C_{a(k+f)}$ nicht verringert werden, da man damit C_k und C_a erhöhen und die Kurzschluß-Resonanzfrequenz erniedrigen würde. Der entscheidende Schritt zur C-Verkleinerung ist die Halbierung der Anode durch einen Schnitt in der Gittersteg-Ebene, so daß ein System mit nur einer Anodenhälfte entsteht. Auf diese Weise läßt sich der Systemanteil von C_{ag} und $C_{a(k+f)}$ halbieren. Da die Katode jetzt nur noch auf einer Seite benutzt wird, kann man sie asymmetrisch in das Gitter setzen und dadurch auch C_{gk} verkleinern. Bild 1 zeigt den kapazitätsarmen Aufbau des Röhrensystems.

Das geforderte kleine L_g erreicht man, indem möglichst viele Anschlußstifte als Gitterzuleitung benutzt werden. In einer Triode mit Neunstiftsockel lassen sich maximal fünf Stifte für den Gitteranschluß verwenden. Das bedeutet allerdings gegenüber der PC 86 das Weglassen je eines Katoden- und Anodenanschlusses. Die dadurch bedingte Herabsetzung der Eingangs- und Ausgangs-Kurzschluß-Resonanzfrequenzen wird annähernd durch die erwähnte Verminderung von C_a und C_k wieder ausgeglichen.

Bild 2 zeigt die Anschlußverteilung und innere Leitungsführung, mit der minimale Gitterinduktivität erreicht wird. Außerdem kann man erkennen, daß jeweils zwei Gitterzuleitungen die Anodenzuleitung vom Katoden- und Heizfadenanschluß abschirmen. Außer diesen Besonderheiten wurden selbstverständlich von der PC 86 alle die Maßnahmen übernommen, die geeignet waren, die Zuleitungsinduktivitäten der Röhre zu verkleinern. Es wurde also wieder ein sehr kleiner Abstand zwischen unterer Glimmerplatte und Glasboden benutzt, und als Elektrodenableitung verwendet man breite, versilberte Bändchen. Durch geeignete Führung dieser Bändchen, besonders der fünf Gitterzuleitungen, war es möglich, die Kapazitätsanteile der Zuleitungen dieser Röhre sehr klein zu halten.

Die Halbierung des Systems setzt zunächst den Anodenstrom und damit die Steilheit herab, weil die ausgenutzte Katodenoberfläche gegenüber der PC 86 nur noch halb so groß ist. Durch einen gegenüber der PC 86 verkleinerten Gitter-Katodenabstand wurde die Steilheit im Arbeitspunkt aber wieder auf den in Hinblick auf hohe Leistungsverstärkung zu fordernden Wert von 13,5 mA/V gebracht.

Die wichtigsten geometrischen Veränderungen gegenüber der PC 86 sind in Tab. I zusammengestellt. Man erkennt, daß die PC 88 einen noch kleineren Gitter-Kato-

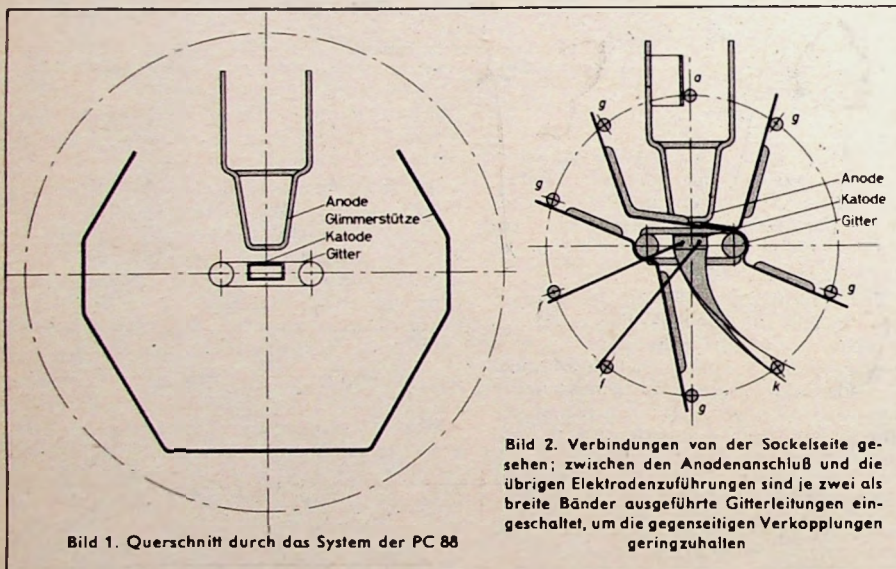


Bild 1. Querschnitt durch das System der PC 88

Bild 2. Verbindungen von der Sockelseite gesehen; zwischen den Anodenanschlüssen und die übrigen Elektrodenanschlüssen sind je zwei als breite Bänder ausgeführte Gitterleitungen eingeschaltet, um die gegenseitigen Verkopplungen gering zu halten

gangsteile mit HF-Vorstufe, deren Aufwand den bei Fernsehempfängern üblichen nicht übersteigt, vor. Nachdem nun schon längere Zeit derartige Kanalwähler gefertigt werden, ließen die inzwischen vorliegenden Erfahrungen den Wunsch entstehen, gewisse Eigenschaften der PC 86 zu verbessern.

Die erste Forderung ist die nach einer höheren Rückdämpfung, damit die sehr strengen Störstrahlungsbedingungen der Post auch ohne besondere Neutralisations- oder Kompensationsschaltungen mit ausreichendem Sicherheitsabstand eingehalten werden können. Außerdem sind höhere Leistungsverstärkung und, um diese auch ausnutzen zu können, eine verbesserte Stabilität wünschenswert. Für die Verwendung der PC 86 in der Gitterbasis-Vorstufe war eine Neutralisation der Anoden-Katodenkapazität empfohlen worden. Aus Gründen der Fertigungsvereinfachung läßt man diese aber meistens fort und erreicht die nötige Stabilität durch Bedämpfung des Anodenkreises der PC 86. Da diese Bedämpfung den gesamten Streubereich der Steilheit und der Anoden-Katodenkapazität überdecken muß, lassen sich im allgemeinen Verluste an Leistungsverstärkung nicht vermeiden. Hierdurch und durch weitere Verstärkungsverluste,

nämlich gleichzeitig eine wirksame Verbesserung der Rückdämpfung erreichen.

In Gitterbasisschaltung wird die Rückdämpfung durch den bei kalter Röhre zwischen Anode und Katode meßbaren Blindleitwert

$$Y_{ak} = j \left[\omega \cdot C_{ak} - \frac{1}{\omega^3 \cdot L_g \cdot C_{ag} \cdot C_{gk}} - \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{ag}} + \frac{1}{C_{gk}} \right) \right]$$

maßgeblich beeinflusst. Um eine hohe Rückdämpfung zu erreichen, muß man daher neben C_{ag} , C_{gk} und C_{ak} auch die Gitterinduktivität L_g möglichst kleinhalten. Eine kleine Anoden-Katodenkapazität ist außerdem noch im Hinblick auf eine gute Stabilität wichtig.

1. Systemaufbau und Sockelanschluß-Verteilung

Um mit der neuen UHF-Eingangsröhre in Gitterbasisschaltung eine größere Rückwirkungsfreiheit bei möglichst höherer ausnutzbarer Leistungsverstärkung gegenüber der bisher verwendeten PC 86 zu erhalten, waren neue Probleme beim Aufbau des Systems und bei der Verteilung der Sockelanschlüsse zu lösen. Für eine

Tab. I. Geometrische Daten der PC 88 und PC 86

	PC 88	PC 86
Wirksame Katodenoberfläche	0,1	0,2 cm ²
Gitter-Katodenabstand (elektrisch)	35	55 μm
Gitter-Anodenabstand (elektrisch)	346	365 μm
Gitterdraht-Durchmesser	8	10 μm
Gittersteigung	48	56 μm

denabstand hat als die bisher für Fernseh-zwecke verwendeten Spanngittertypen PC 86, PCC 88 und EF 184. Der kleine Abstand erfordert, daß die Toleranzen der maßbestimmenden Teile (Gittersteg-Durchmesser, Katodenschicht und Fixierung des Gitter-Katodenloches im Glimmer) nur noch wenige μm sein dürfen, wenn die Kenndaten in den üblichen Grenzen liegen sollen. Die elektrischen Daten der PC 88 und PC 86 enthält Tab. II.

2. Schaltungstechnik

2.1 Allgemeine Gesichtspunkte

Wie bereits erwähnt, erfordert die Anwendung der PC 88 eine möglichst induktivitätsarme Gittererdung. Die interne Induktivität zwischen Gitter und Preßsteller konnte durch den Aufbau und die gewählte Sockelschaltung auf etwa 0,5 μH gebracht werden. Unter diesen Umständen kommt der Fassung und der Art ihrer Verbindung mit der übrigen Schaltung große Bedeutung zu. Im Bild 3 ist die reziproke Rückdämpfung a bei verschiedenen Arten der Verbindung der Gitterfahnen mit Masse, die Bild 4 zeigt, dargestellt. Hierbei wurde eine handelsübliche UHF-Fassung zugrunde gelegt. (Die Rückdämpfung $1/a = U_a/U_k$ bezieht sich auf gleiche Eingangs- und Ausgangs-impedanzen, zum Beispiel 60 Ohm, und wird bei Resonanz des Anodenabstimmkreises gemessen, das heißt, die Schwingkreis-Selektion ist in $1/a$ nicht enthalten.)

Die Kurven im Bild 3 lassen eine von der Ausführung der Gittererdung abhängige Lage des Minimums erkennen. Gleichzeitig erhält man unterschiedliche Dämpfungswerte an den Enden des Fernsehbandes. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, den Dämpfungsverlauf innerhalb gewisser Grenzen dem jeweils vorliegenden Bereich der zu unterdrückenden Oszillatorfrequenzen anzupassen. Die bei der Gitterbasisschaltung wirksame Rückwirkungskapazität $C_{a(k+f)}$ (hochliegender Heizfaden) konnte mit rund 55 mpF sehr geringgehalten werden. Im Interesse einer guten Stabilität und um nicht die Rückdämpfung im unteren Teil des UHF-Bereiches zu verschlechtern, sollte man eine Erhöhung durch zusätzliche Fassungs- und äußere Schaltkapazitäten vermeiden.

Tab. II. Datenvergleich PC 88 — PC 86

	PC 88	PC 86
Heizung		
U_g	etwa 4,0	3,8 V
I_g	300	300 mA
Kapazitäten ohne äußere Abschirmung		
C_{gk}	3,2	3,6 pF
$C_{g(k+f)}$	3,7	3,9 pF
C_{ag}	1,2	2,0 pF
C_{ak}	50	200 mpF
$C_{a(k+f)}$	75	300 mpF
Kapazität mit äußerer Abschirmung am Gitter		
$C_{a(k+f)}$	55	250 mpF
$C_{(k+f)g}$	3,8	4,2 pF
C_{ag}	1,8	3,1 pF
Kenndaten		
U_a	160	175 V
U_g	—	—1,6 V
R_k	100	— Ω
I_a	12,5	12 mA
S	13,5	14 mA/V
μ	65	68
Grenzdaten		
U_{a0}	max. 550	550 V
U_a	max. 230	220 V
N_a	max. 2	2,2 W
I_k	max. 13	20 mA
$-U_g$	max. 50	50 V
R_g (U_g durch R_k)	max. 1	1 MΩ
R_{fk}	max. 20	20 kΩ
U_{fk}	max. 100	100 V

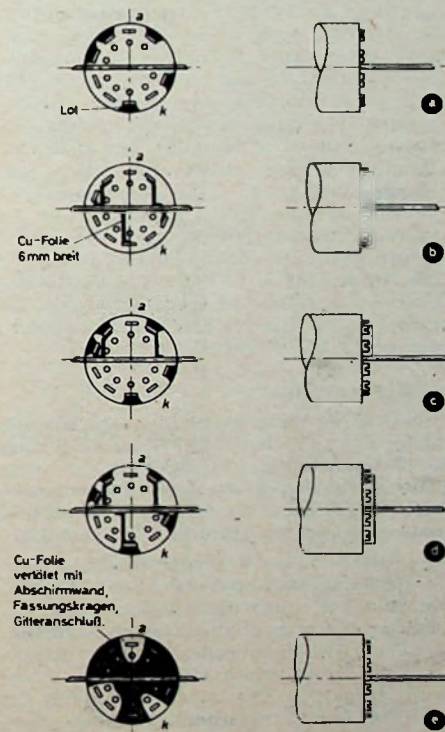


Bild 3. Verlauf der reziproken Rückdämpfung $a = U_k/U_a$ für die im Bild 4 dargestellten Fälle der Gittererdung

Bild 4 (oben). Verschiedene Möglichkeiten zur Erdung des Gitters; a) Gitterfahnen am Abschirmkragen der Fassung verlötet ($f_{\min} = 700$ MHz), b) Gitterfahnen an der Trennwand über 6 mm breite Cu-Bändchen geerdet ($f_{\min} = 670$ MHz), c) wie a), jedoch Gitteranschlüsse 6, 7 und 9 zusätzlich an der Trennwand geerdet ($f_{\min} = 760$ MHz), d) Anordnung a) und b) kombiniert ($f_{\min} = 640$ MHz), e) Gitterfahnen mit Abschirmkragen und Trennwand durch in die Fassung eingelegte Cu-Folie verbunden ($f_{\min} > 900$ MHz)

2.2 Eingangskreis

Für die breitbandige Anpassung des Röhreneingangs an die Antenne hat sich der bei der PC 86 bewährte π -Kreis auch bei der PC 88 als geeignet erwiesen. Es zeigte sich, daß die dort gebräuchliche Bemessung kaum abgeändert zu werden braucht, um ein geringes Stehwellenverhältnis zu bekommen.

2.3 Anodenkreis

Wegen der geringen inneren Verkopplungen erreicht man mit der PC 88 eine gegenüber der PC 86 wesentlich höhere Verstärkung, ohne daß die Gefahr von Instabilitäten entsteht. Diese Verstärkungssteigerung läßt sich natürlich nur so weit ausnutzen, wie die erforderliche Durchlaßbreite von minimal 8 MHz erhalten bleibt. Es wurde bereits erwähnt, daß das gegenüber der PC 86 vergrößerte Verstärkungs-Bandbreitenprodukt nicht durch erhöhte Steilheit, sondern durch weitgehende Herabsetzung der in der Gitterbasisschaltung wirksamen Ausgangskapazität $C_{a(g+s)}$ erreicht wurde. Um den möglichen Verstärkungsgewinn voll ausnutzen zu können, ist es daher notwendig, die gesamte, auf die Anoden-Gitterstrecke bezogene Kreiskapazität kleinzuhalten. Besonders alle die Anodenzuleitung zum Topfkreis belastenden Kapazitäten, beispielsweise auch die der Fassung, sind im Hinblick auf mögliche Kapazitätsverkleinerungen kritisch zu betrachten, da sie in die effektive Kreiskapazität stark eingehen.

Besondere Beachtung erfordert der sogenannte Knotentrimmer zur Einstellung der unteren Frequenzgrenze. Er ist an einer Stelle des Topfkreis-Innenleiters angebracht, die bei der höchsten Frequenz vom Spannungsminimum erreicht wird und daher verhältnismäßig dicht am Anodenanschluß liegt. Seine Kapazität hat aber nur bei der Frequenz für die Verstärkeigenschaften keine Bedeutung, bei der er sich tatsächlich im Spannungsminimum befindet. Bei anderen Frequenzen beeinflusst er die effektive Kreiskapazität sowie die an die Anode transformierte Kreisimpedanz und damit die Verstärkung erheblich. Das geht auch aus Bild 5 hervor, das den Verstärkungsverlauf eines mit der PC 88 bestückten UHF-Verstärkers zeigt. Kurve 1 gilt für den Fall, daß man einen in üblicher Weise dimensionierten Topfkreis verwendet. Durch den Einfluß des Knotentrimmers erhält man ein Verstärkungsminimum bei etwa 700 MHz. Bei höheren Frequenzen steigt die Verstärkung wieder an, da dann der Knotentrimmer in zunehmendem Maße unwirksam wird.

Läßt man den Trimmer fort, so ergibt sich Kurve 2, die mit Ausnahme der höchsten Frequenzen einen Verstärkungsgewinn gegenüber Kurve 1 zeigt. Allerdings kann man jetzt nicht mehr den gesamten Frequenzbereich bis herab zu 470 MHz über-



Bild 5. Leistungsverstärkung einer UHF-Vorstufe; 1 — mit Topfkreis üblicher Bemessung (wie bei der PC 86), 2 — ohne Knotentrimmer, 3 — Topfkreis 10 mm verlängert (mit Knotentrimmer), 4 — wie 3, jedoch Topfkreis 15 mm verlängert

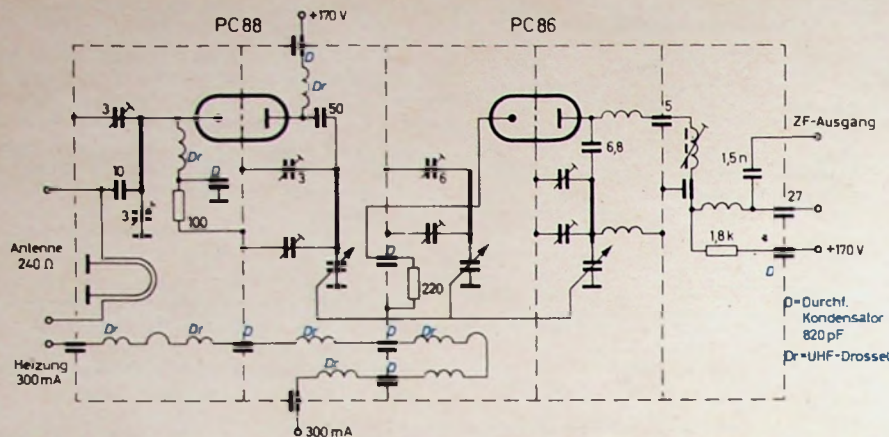


Bild 6. UHF-Kanalwähler mit der PC 88 als Vorrohre

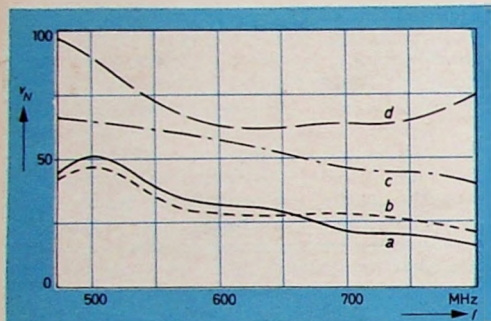


Bild 7. Leistungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz, gemessen an zwei Tunern vor und nach der Umstellung auf die PC 88 in der Vorstufe; a = Tuner 1 mit PC 86, b = Tuner 2 mit PC 86, c = Tuner 1 mit PC 88, d = Tuner 2 mit PC 88

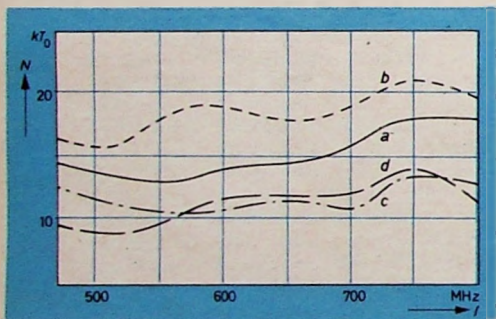


Bild 8. Verlauf der Grenzempfindlichkeit; a = Tuner 1 mit PC 86, b = Tuner 2 mit PC 86, c = Tuner 1 mit PC 88, d = Tuner 2 mit PC 88

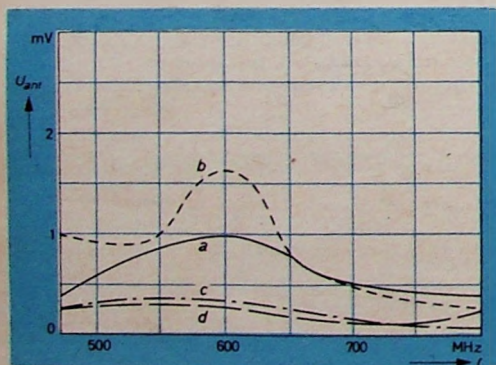


Bild 9. Verlauf der Oszillatorschaltung an 60 Ohm Antennenimpedanz; a = Tuner 1 mit PC 86, b = Tuner 2 mit PC 86, c = Tuner 1 mit PC 88, d = Tuner 2 mit PC 88; mit PC 88 Maximalwerte stark reduziert

streichen. Bei einem weiteren Versuch (Kurve 3) wurde der Topfkreis um 10 mm verlängert und mit dem Knotentrimmer wieder $f_{\text{min}} = 470$ MHz eingestellt. Da die Kapazität des Knotentrimmers jetzt klein gewählt werden konnte, erhielt man immer noch eine günstigere Verstärkung als

beim ersten Versuch (Kurve 1). Ein weitere Verlängerung des Topfkreises (Kurve 4) bringt jedoch kaum noch eine wesentliche Verstärkungszunahme, sondern nur eine Beschneidung des Durchstimmbereiches am oberen Ende. Im Hinblick auf eine möglichst geringe Baulänge des Topfkreises wird man in der Praxis an Stelle der Länge den Wellenwiderstand verändern.

2.4 Neutralisierung

Wegen der geringen inneren Verkopplungen im UHF-Bereich keine Schwingneigung. Man kann daher sowohl auf eine besondere Neutralisierung als auch auf die bei der PC 86 meistens angewendete zusätzliche Bedämpfung des Anodenkreises verzichten. Die Leerlaufgüte des primären Bandfilterkreises sollte für gute Leistungsverstärkung sogar möglichst hoch gewählt werden. Auch in bezug auf die Störstrahlungsunterdrückung sind keine Neutralisationsmaßnahmen erforderlich, da die PC 88 für eine sehr wirkungsvolle innere Neutralisation ausgelegt wurde, die in der Bandmitte ein Maximum der Rückdämpfung zur Folge hat.

3. Meßergebnisse

Um die Veränderungen der elektrischen Daten festzustellen, wenn man bei einem UHF-Kanalwähler die PC 86 in der Vorstufe durch die PC 88 ersetzt, wurden mehrere Valvo-Tuner im Originalzustand und nach dem Umbau (Bild 6) durchgemessen.

Die Bilder 7 bis 9 zeigen die Meßdaten zweier umgestellter Tuner. Man erkennt im Bild 7 deutlich die Zunahme der Leistungsverstärkung, die sich bei unveränderter HF-Bandbreite von etwa 10 bis 13 MHz ergibt. Diese erhöhte Vorverstärkung führt über die Herabsetzung des anteiligen Mischerrauschens zu einer Verbesserung der Grenzempfindlichkeit (Bild 8).

Für die Rauschmessungen stand ein Rauschgenerator mit asymmetrischem Ausgang zur Verfügung. Die Anpassung an den symmetrischen 240-Ohm-Anschluß des Kanalwählers erfolgte über einen zwischengeschalteten Guanella-Übertrager. Die Kurven im Bild 8 gelten für das gesamte System Signalquelle - Übertrager - Kanalwähler.

Zur Bestimmung der Oszillatorabstrahlung über die Antenne wurde an Stelle der Störfeldstärke die Klemmenspannung am Antenneneingang gemessen, da hierbei die von der Vorstufe praktisch unbeeinflusste Chassis-Strahlung nicht interessiert. Bild 9 zeigt, daß wegen der hohen Rückdämpfung der PC 88 der Maximalwert der Oszillatorschaltung stark reduziert wird. Die Tatsache, daß sich die Abstrahlung nicht

im gesamten Frequenzgebiet gleichmäßig vermindert, ist auf die im Valvo-UHF-Kanalwähler eingebaute Kompensationschaltung für die Oszillatorschaltung zurückzuführen¹⁾, die nach der Umdimensionierung des Bandfilters unverändert gelassen wurde und daher nicht optimal eingestellt war.

Um die durch den Übergang auf die PC 88 zu erreichende Störstrahlungsverminderung für sich zu erfassen, wurde ein ohne Kompensationsmaßnahmen aufgebauter Versuchskanalwähler ebenfalls mit beiden

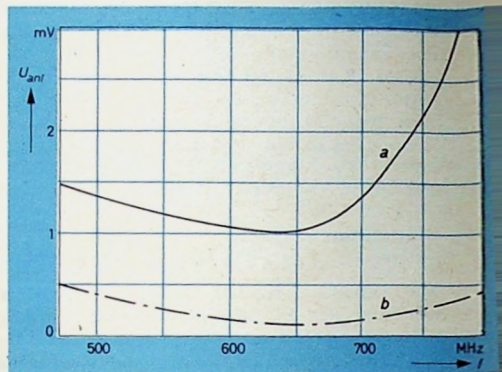


Bild 10. Oszillatorschaltung an 60 Ohm Antennenimpedanz in Abhängigkeit von der Frequenz; Kanalwähler ohne Kompensationsmaßnahmen; a = mit PC 86, b = mit PC 88

Röhrentypen durchgemessen. Aus Bild 10 geht hervor, daß sich mit der PC 88 als Vorstufenröhre - geringe Chassis-Strahlung vorausgesetzt - auch ohne Kunstschaltungen die Störstrahlungsbedingungen der Post mit gutem Sicherheitsabstand einhalten lassen.

¹⁾ Otten, W.: Ein UHF-Kanalwähler. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 1, S. 10-11

PERSÖNLICHES

E. Mästling 85 Jahre

Am 23. Februar 1961 wurde der Seniorchef der EMUD Rundfunk- und Fernsehgeräte-Werke, Ernst Mästling, 85 Jahre. Der Jubilar hat die Entwicklung des Rundfunks von Anfang an mitgemacht und gehört mit zu den Pionieren der deutschen Rundfunk- und Fernsehgeschichte. Seit Produktionsbeginn im Jahre 1923 wurden von seiner Firma, die heute über 700 Angehörige beschäftigt, nahezu 1 1/2 Millionen Rundfunk- und Fernsehgeräte gefertigt. Der immer noch aktiv Tätige hat trotz seines hohen Alters zahlreiche Pläne. Seine ganze Aufmerksamkeit widmet er dem technischen Fortschritt und der Rationalisierung von Produktion und Vertrieb im Rahmen eines umfassenden Modernisierungsprogramms.

K. Kenter 25 Jahre bei Telefunken

Sein 25jähriges Dienstjubiläum bei der Telefunken GmbH beging am 1. Februar Direktor Karl Kenter, Leiter des Anlagenwerkes Ulm. Von seinem Eintritt bei Telefunken bis zum Kriegsende war er in leitender Stellung als Fabrikationsingenieur tätig. Nach 1945 verstand er es als technischer Leiter des Einkaufs, dank seiner umfassenden Kenntnisse



auf dem Gebiet des Großsenderbaues und der Fertigung von elektroakustischen Anlagen, auch die schwierigsten Materialfragen zu klären. 1950 übernahm Direktor Kenter die technische Leitung des damaligen Rundfunkwerkes Berlin/Schwedenstraße. Der Vorstand des Unternehmens ernannte ihn 1954 zum Betriebsdirektor. Mit der technischen Leitung des Anlagenwerkes Ulm wurde er 1956 betraut.

Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Stabilisierter Zentralnetzteil

1. Aufgabe

Die gesamte Stereo-Anlage enthält Spannungsverstärker, Entzerrer für verschiedene Schallplatten-Abtaster, Verstärker für ein Magnetongerät und verschiedene Tuner [3, 4]. Da alle diese Einheiten einen sehr niedrigen Speiseleistungsbedarf haben, liegt es nahe, sie aus einem gemeinsamen Netzteil zu versorgen. Die einzelnen Einheiten erhalten keine Schalter für die Betriebsspannung, sie sind also nach dem Einschalten des Netzteils dauernd in Betrieb. Wegen der praktisch unbegrenzten Lebensdauer der Transistoren ist das ohne weiteres zulässig.

Die Verwendung eines Zentralnetzteils an Stelle vieler kleiner Netzteile in den einzelnen Verstärkern bringt erhebliche Vorteile. Die Verstärker lassen sich sehr klein aufbauen, die Gefahren der Brummeinstreuung und der unzulässigen Erwärmung bei längerem Betrieb (Netztransformator, Kontrollämpchen) werden vermieden, und der finanzielle Aufwand ist wesentlich geringer.

Im Mustergerät wurde die Ausgangsspannung des Netzteils mit $U_0 = 27\text{ V}$ und der maximal entnehmbare Strom mit $I_{0\text{ max}} = 750\text{ mA}$ festgelegt. Da jede Verstärkereinheit nur etwa 10...50 mA benötigt, können bei Erweiterung der Anlage noch weitere Einheiten von demselben Netzteil versorgt werden. In den einzelnen Verstärkern sind Siebteile vorhanden, die für die verschiedenen Stufen die erforderlichen Betriebsspannungen liefern.

2. Forderungen

Die Ausgangsspannung soll unabhängig von der Anzahl der versorgten Verbraucher und eventuellen Netzspannungsschwankungen annähernd konstant bleiben. Es kommt daher nur eine Schaltung mit Spannungsstabilisierung in Betracht. Da die Transistorverstärker aber gegen Betriebsspannungsschwankungen verhältnismäßig unempfindlich sind, braucht die Konstanz der Ausgangsspannung nicht sehr hoch zu sein. Besonders strenge Forderungen sind aber hinsichtlich Brummspannung und Wechselstrom-Innenwiderstand zu stellen, die auch bei Vollast nur sehr kleine Werte annehmen dürfen. Außerdem darf die im Netzgerät erzeugte Wärme nicht zu groß sein, und die gewünschten Eigenschaften sollen mit möglichst kleinem Aufwand erreicht werden.

3. Schaltung

Aus den verschiedenen Möglichkeiten, eine Spannung zu stabilisieren, wurde eine Methode ausgewählt, die es gestattet, mit einfachen Mitteln eine besonders niedrige Brummspannung zu erreichen. Wie das Blockbild Bild 1 zeigt, wird die Differenz zwischen der Ausgangsspannung und einer

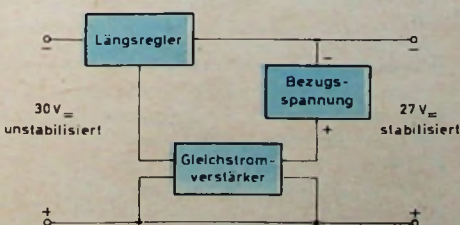


Bild 1. Blockbild des Zentralnetzteils

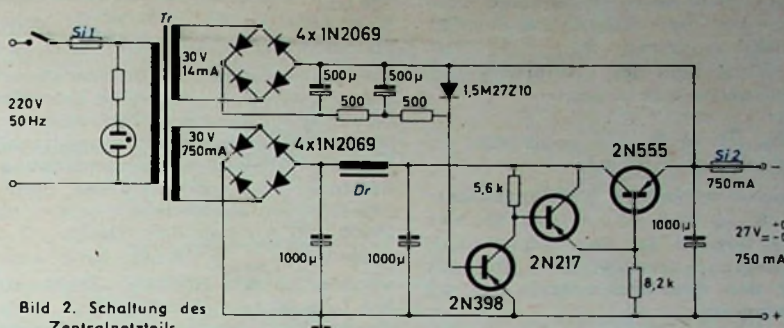


Bild 2. Schaltung des Zentralnetzteils

festen Bezugsspannung in einem Gleichstromverstärker verstärkt und dem Längsregler in einer derartigen Phasenlage zugeführt, daß sich am Eingang des Gleichstromverstärkers immer die geringstmögliche Differenzspannung einstellt. Da die gesamte Ausgangsspannung zur Regelung herangezogen wird, liegt ihre Welligkeit in voller Größe am Eingang des Differenzverstärkers; der Innenwiderstand und die Welligkeit der Bezugsspannung müssen natürlich verschwindend klein sein. Die mit dieser Anordnung erreichbare Brummspannung ist daher besonders niedrig. Die unstabilisierte Gleichspannung liefert ein Netzteil üblicher Schaltung; die Bezugsspannung erzeugt eine Zenerdiode (Bild 2).

3.1 Bauelemente, Dimensionierung

3.1.1 Netztransformator

Da an die Genauigkeit der Spannungen keine großen Anforderungen gestellt werden, wird hier auf eine genaue Durchrechnung verzichtet; die Verwendung einfacher Näherungsformeln ohne nachträgliche Korrektur genügt für diesen Zweck. Um die Erwärmung des Transformators klein zu halten, wurde er stark überdimensioniert (maximale Induktion $B_{\text{max}} = 9000\text{ G}$).

Auf der Sekundärseite werden folgende Spannungen und Ströme benötigt $U_{1\text{ sek}} = 30\text{ V}$, $I_{1\text{ sek}} = 750\text{ mA}$ und $U_{2\text{ sek}} = 30\text{ V}$, $I_{2\text{ sek}} = 14\text{ mA}$ zur Erzeugung der Bezugsspannung. Das ergibt eine zu übertragende Leistung von $P \approx 22,9\text{ W}$. Der dafür erforderliche Eisenquerschnitt ist (ohne Berücksichtigung der Verluste)

$$F_e = C \sqrt{\frac{P \cdot G_e / G_k}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot i}} = 700 \sqrt{\frac{22,9 \cdot 3}{50 \cdot 9000 \cdot 2,5}} = 5,4\text{ cm}^2$$

In dieser Formel bedeutet C eine Transformatorkonstante ($C = 700$ für Einphasentransformatoren), P die primäre Scheinleistung, G_e / G_k das Verhältnis Eisen- zu Kupfergewicht ($G_e / G_k = 3$ für Dynamoblech IV), f die Netzfrequenz, B_{max} die maximale Induktion und i die Stromdichte (gewählt $i = 2,5\text{ A/cm}^2$). Es wurde ein Kern M 74/32 mit einem Eisenquerschnitt von $F_e = 7,4\text{ cm}^2$ gewählt (Kernblech M 74 × 0,35 ohne Luftspalt, Dynamoblech IV, Paketdicke 32 mm). Für diesen Kern und die maximale Induktion $B_{\text{max}} = 9000\text{ G}$ ergibt sich die Windungszahl je Volt zu

$$n_v = \frac{10^6}{4,44 \cdot f \cdot B_{\text{max}} \cdot F_e} = 6,5\text{ Wdg./V}$$

Die Windungszahlen sind daher unter Be-

rücksichtigung der Spannungsabfälle primär:

$$U_{\text{pr}} = 220\text{ V}, n_{\text{pr}} = 1420\text{ Wdg. } 0,30\text{ mm CuL}$$

sekundär:

$$U_{1\text{ sek}} = 30\text{ V}, n_{1\text{ sek}} = 200\text{ Wdg. } 0,75\text{ mm CuL}$$

$$U_{2\text{ sek}} = 30\text{ V}, n_{2\text{ sek}} = 200\text{ Wdg. } 0,30\text{ mm CuL}$$

und die ohmschen Widerstände der Wicklungen

$$\text{primär: } R_{\text{pr}} = 47\text{ Ohm}$$

$$\text{sekundär: } R_{1\text{ sek}} = 1,2\text{ Ohm}, R_{2\text{ sek}} = 9\text{ Ohm}$$

3.1.2 Netzdrossel

Aus räumlichen Gründen wurde der gleiche Kern wie für den Netztransformator verwendet, jedoch mit Kernblech M 74 × 0,35, Luftspalt 0,5 mm, Dynamoblech IV. Die Paketdicke ist 32 mm, der Eisenquerschnitt $F_e = 7,4\text{ cm}^2$. Der Wickelkörper wird mit 0,60-mm-CuL-Draht vollgewickelt. Damit ergibt sich ein ohmscher Widerstand der Wicklung von $R_{\text{Dr}} = 6,7\text{ Ohm}$.

3.1.3 Gleichrichter

Als Leistungsgleichrichter arbeiten vier Siliziumdioden in Brückenschaltung, die sich durch einen sehr kleinen Widerstand in Flußrichtung und geringe Erwärmung auszeichnen. Die maximale Sperrspannung des hier verwendeten Typs 1N2069 (Texas Instruments) ist 200 V, der maximal zulässige Gleichstrom 750 mA bei 25° C (je Einheit). Diese Werte werden im vorliegenden Fall nicht annähernd erreicht.

Zur Gewinnung der Bezugsspannung werden vier Dioden desselben Typs verwendet. Hier könnte man aber auch Germaniumdioden mit geringerer Belastbarkeit einsetzen.

3.1.3.1 Berechnung der Begrenzungswiderstände

Beim Einschalten stellt die kapazitive Last der entladenen Siebkondensatoren einen Kurzschluß dar. Da die Siliziumdioden nur einen sehr kleinen Widerstand in Durchlaßrichtung haben, kann der Einschaltstromstoß leicht hohe Werte annehmen und die Gleichrichter zerstören. Man muß daher einen Begrenzungswiderstand einbauen, der den auftretenden Stromstoß in den zulässigen Grenzen hält.

Der größte Einschaltstromstoß tritt auf, wenn im Zeitpunkt des Einschaltens die Wechselspannung ihren Scheitelwert hat. Der für diesen Grenzfall erforderliche Widerstand ergibt sich zu

$$R_B = \frac{U_{\text{sek}} \cdot \sqrt{2}}{I_{\text{stoss}}}$$

Dabei ist I_{stoss} der maximal zulässige Spitzstrom der Diode (bei einer Dauer von

4 ms). Mit $U_{sek} = 30 \text{ V}$ und $I_{stoss} = 30 \text{ A}$ (für die 1N2069) erhält man als Mindestwert $R_{Bmin} = 1,414 \text{ Ohm}$.

Wenn der im Gleichrichter liegende Wicklungswiderstand des Netztransformators genügend groß ist, kann auf einen zusätzlichen Begrenzungswiderstand verzichtet werden. Der Widerstand der Sekundärwicklung beträgt $R_{1sek} = 1,2 \text{ Ohm}$ und der Widerstand der Primärwicklung, auf die Sekundärseite bezogen,

$$R_{pr}' \approx \frac{R_{pr}}{n^2} \approx R_{pr} \cdot \frac{n_1^2}{n_2^2} \approx 9,3 \text{ Ohm}$$

Der gesamte wirksame Wicklungswiderstand ist $R_{wTr} \approx 1,2 + 9,3 = 10,5 \text{ Ohm}$, also wesentlich größer als der erforderliche Mindest-Begrenzungswiderstand. Das gilt auch für den Gleichrichter für die Bezugsspannung.

3.1.4 Siebung

Die zu stabilisierende Gleichspannung wird durch ein reichlich dimensioniertes Siebglied (Drossel und zwei Elektrolytkondensatoren) geglättet. Den größten Teil der „Siebung“ übernimmt allerdings die Stabilisierungsanordnung. Parallel zur Ausgangsspannung liegt ein weiterer Siebkondensator mit großer Kapazität. Um eine besonders geringe Welligkeit der Bezugsspannung zu erreichen, speist man die Zenerdiode über ein doppeltes Siebglied.

3.1.5 Bezugsspannung

Die Bezugsspannung liefert eine Silizium-Zenerdiode 1,5M27Z10 (Motorola). Diese Diode hat bei einem Zenerstrom von 14 mA eine Zenerspannung von $27 \text{ V} \pm 10\%$; die Belastbarkeit ist 1,5 W bei 25°C , die Zenerimpedanz $< 20 \text{ Ohm}$.

3.1.6 Transistoren

Die Wahl des als Längsregler einzusetzenen Leistungstransistors hängt von den größten Werten für $-U_{CE}$ und P_{CE} ab, die der Transistor verarbeiten muß. Die jeweils zwischen Kollektor und Emitter auftretende Spannung ist die Differenz zwischen der konstanten Ausgangsspannung und der je nach Belastung verschiedenen hohen, dem Längsregler angebotenen Spannung. Sie erreicht ihren größten Wert bei Leerlauf. Unter Vernachlässigung des sehr kleinen Verbrauchs des Gleichstromverstärkers erhält man dafür

$$-U_{CEmax} = \hat{U}_{1sek} - U_0 = 30 \cdot \sqrt{2} - 27 \approx 15,4 \text{ V}$$

Der Längsregler nimmt die Verlustleistung

$$P_{CE} = (-U_{CE}) I_0$$

(I_0 ist der jeweils entnommene Strom) auf. Bei Vernachlässigung der endlichen Größe des Lade- und Siebkondensators und unter Annahme eines konstanten Spannungsabfalls von $U_D = 0,5 \text{ V}$ an jeder Diode des Brückengleichrichters ergibt sich die bei Belastung auftretende Spannung $-U_{CE}$ zu

$$-U_{CE} = \hat{U}_{1sek} - 2U_D - U_0 - (R_{wTr} + R_{Dr}) I_0$$

$$-U_{CE} = 14,4 - 17,2 I_0$$

Damit wird

$$P_{CE} = (-U_{CE}) I_0 = 14,4 I_0 - 17,2 I_0^2$$

Den größten auftretenden Wert für P_{CE} erhält man, wenn man diese Gleichung differenziert und gleich Null setzt.

$$\frac{dP_{CE}}{dI_0} = 0 = 14,4 - 17,2 \cdot 2 I_0$$

Das Maximum tritt bei $I_0 = \frac{14,4}{2 \cdot 17,2} \approx 418 \text{ mA}$

auf und hat den Wert $P_{CEmax} \approx 3,02 \text{ W}$. Die nachträglich ermittelten Meßwerte be-

stätigten die Richtigkeit dieser Näherungsrechnung.

Für die endgültige Ausführung wurde ein pnp-Germanium-Leistungstransistor 2N555 (Motorola) gewählt, dessen zulässige Maximalwerte ($-U_{CEmax} = 20 \text{ V}$, $-I_{Cmax} = 3 \text{ A}$, $P_{CEmax} = 10 \text{ W}$ bei $T_j = 90^\circ \text{C}$, $\alpha_e = 65$, $R_i = 1,0^\circ \text{C/W}$, $T_{jmax} = 90^\circ \text{C}$) erheblich über den hier geforderten liegen.

Die Transistoren des Gleichstromverstärkers müssen vor allem eine hohe Stromverstärkung aufweisen. Da zwischen Kollektor und Emitter des Eingangstransistors fast die gesamte Ausgangsspannung des Netzteils liegt, wird an dieser Stelle der pnp-Germanium-Hochspannungstransistor 2N398 (RCA) mit den Daten $-U_{CEmax} = 105 \text{ V}$, $-I_{Cmax} = 100 \text{ mA}$ und $\alpha_e = 60$ verwendet. An der Kollektor-Emitterstrecke des folgenden Transistors tritt etwa die gleiche Spannung auf wie am Längsregler, also maximal 15,4 V. Der hier eingesetzte Transistor 2N217 (RCA) hat die Daten $-U_{CEmax} = 25 \text{ V}$, $-I_{Cmax} = 70 \text{ mA}$ und $\alpha_e = 75$. Die verwendeten Transistoren werden also alle weit unter ihrer zulässigen Belastbarkeit betrieben.

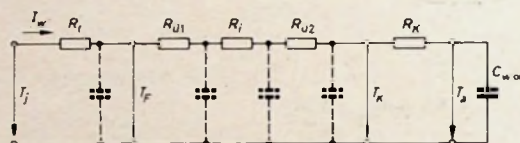


Bild 3. Wärme-Ersatzschaltung

An Stelle der im Mustergerät verwendeten amerikanischen Transistoren lassen sich natürlich auch andere Typen mit ähnlichen Daten einsetzen. Dabei ist vor allem zu beachten, daß die Grenzwerte des betreffenden Transistors genügend über den jeweils auftretenden Maximalwerten liegen. Ohne Schaltungsänderungen kann man zum Beispiel folgende deutschen Transistoren verwenden:

OC 72 (Valvo) an Stelle von 2N217 (RCA),
OC 77 (Valvo) an Stelle von 2N398 (RCA)
und OC 35 (Valvo) an Stelle von 2N555 (Motorola).

Als Längsregler können auch die Typen OC 30 (Valvo) oder TF 80/30 (Siemens) benutzt werden. Wegen ihres sehr hohen Wärmewiderstandes R_i wird aber die Kristalltemperatur im Betrieb höher sein als in dem im Abschnitt 4 berechneten Fall. Hinzu kommt, daß die zulässigen Maximalwerte für die Kristalltemperatur T_{jmax} und den Kollektorstrom $-I_{Cmax}$ verhältnismäßig niedrig sind. Die Sicherheit, daß diese Transistoren eine Überlastung überstehen, ist also wesentlich kleiner als bei Verwendung der Typen 2N555 oder OC 35.

Die gesamte Gleichstromverstärkung der Stabilisierungsanordnung liegt bei etwa 76 dB. Sie ist maßgebend für die geringe Welligkeit der Ausgangsspannung und den kleinen Innenwiderstand.

3.1.7 Überlastungsschutz

Der als Längsregler wirkende Transistor muß vor Überlastung durch Stromstöße, zum Beispiel durch Kurzschluß der Ausgangsspannung, geschützt werden. Von der Verwendung einer sehr flink arbeitenden elektronischen Sicherung wurde wegen des großen Aufwandes Abstand genommen. Die Einschaltung einer normalen, flinken Schmelzsicherung für 750 mA zwischen dem letzten Siebkondensator und dem Verbraucher schützt den Längsregler aber hinreichend, da diese im Falle eines Stromstoßes mit Sicherheit bereits durchgebrannt ist, bevor der Stromstoß im Längsregler die zulässige Höhe von 3 A erreicht hat.

Außerdem verringert der sehr große Siebkondensator am Ausgang die Steilheit der Flanke des Stoßes. Der Längsregler ist allerdings nicht gegen einen Kurzschluß dieses Kondensators gesichert. Primärselbst schützt – wie üblich – eine Schmelzsicherung Transformator und Gleichrichter.

3.2 Endgültige Schaltung

Bild 2 zeigt die vollständige Schaltung des Zentralnetzteils. Zur Betriebsanzeige dient ein Glühlämpchen, das über einen entsprechenden Vorwiderstand an der Netzspannung liegt.

4. Wärmeableitung

Die durch die Kollektorverlustleistung im Kristall des Längsregler-Transistors entstehende Wärme muß nach außen abgeführt werden, um eine unzulässige Erwärmung des Kristalls zu verhindern. Das Problem der Wärmeableitung läßt sich sehr einfach an Hand eines elektrischen Ersatzschaltbildes lösen. Für das Wärmeverhalten einer Anordnung, bei der der Leistungstransistor unter Beilage eines Isolierplättchens auf einer Kühlfläche montiert ist, erhält man die im Bild 3 darge-

stellte Ersatzschaltung. Darin bedeutet T_j die Kristalltemperatur, T_F die Temperatur des Transistorflansches, T_K die Kühlflächentemperatur an der Montagestelle des Transistors, T_a die Temperatur der umgebenden Luft, R_i den inneren Wärmewiderstand des Transistors, R_{d1} den Wärmeübergangswiderstand zwischen Befestigungsflansch des Transistors und der Glimmerscheibe, R_i den Wärmewiderstand des Isolierplättchens, R_{d2} den Wärmeübergangswiderstand zwischen Glimmerplättchen und Kühlfläche, R_K den Wärmewiderstand der Kühlfläche, $C_{w\infty}$ die (unendlich große) Wärmekapazität der umgebenden Luft und I_w den Wärmestrom. Die gestrichelt gezeichneten Wärmekapazitäten der einzelnen Elemente können bei Betrachtung der stationären Verhältnisse unberücksichtigt bleiben.

R_{d1} und R_{d2} hängen von der Güte der wärmeübertragenden Oberflächen ab; sie lassen sich durch Verwendung von Silikonfett stark verringern. Im Durchschnitt liegen die Werte bei $0,1^\circ \text{C/W}$. Der Wärmewiderstand eines 0,05 mm dicken Glimmerplättchens ist $R_i \approx 0,5^\circ \text{C/W}$.

Für die Ersatzschaltung gilt mit $I_w = P_{CE}$

$$T_j = P_{CE} (R_i + R_{d1} + R_i + R_{d2} + R_K) + T_a$$

Aus dieser Gleichung läßt sich ausrechnen, wie groß der zulässige Wärmewiderstand R_{Kmax} der Kühlfläche werden darf, wenn bei der höchsten auftretenden Kollektorverlustleistung die maximal zulässige Kristalltemperatur nicht überschritten werden soll.

$$R_{Kmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{CE}} - (R_i + R_{d1} + R_i + R_{d2})$$

Mit den Werten $T_{jmax} = 90^\circ \text{C}$, $R_i = 1,0^\circ \text{C/W}$ für den 2N555 sowie $T_a = 25^\circ \text{C}$, $P_{CE} = 3,02 \text{ W}$, $R_{d1,2} = 0,1^\circ \text{C/W}$ und $R_i = 0,5^\circ \text{C/W}$ wird $R_{Kmax} \approx 19,82^\circ \text{C/W}$.

Dieser Wärmewiderstand kann zum Beispiel durch ein 2 mm dickes Kühlblech aus

Aluminium mit etwa 20 cm² Fläche (Oberfläche einer Seite) realisiert werden. Dabei muß das Kühlblech senkrecht stehen und die Kühlluft auf beiden Seiten ungehindert Zutritt haben.

Es empfiehlt sich jedoch, den Transistor möglichst unterhalb seiner maximalen Kristalltemperatur zu betreiben. Das läßt

6. Aufbau

Da mit Ausnahme des Leistungstransistors alle verwendeten Halbleiter-Bauelemente freie Drahtanschlüsse haben, lassen sich die gesamte Gleichrichterschaltung, die Bezugsspannungserzeugung mit der Zenerdiode und der Gleichstromverstärker auf einer kleinen geätzten Schaltplatte anord-

und nicht, wie im Bild 11 (Nr. 1/61, S. 11) angegeben, von 15 dB. Im Bild 17 (Nr. 2/61, S. 54) ist die Elektrode des unteren Transistors, an der R_1 liegt, der Emitter; R_1 führt an den Kollektor. Außerdem muß es auf Seite 17 bei der Berechnung für den Kollektorkreis bei maximaler Belastung richtig $R_{A1} = R_A$ heißen.

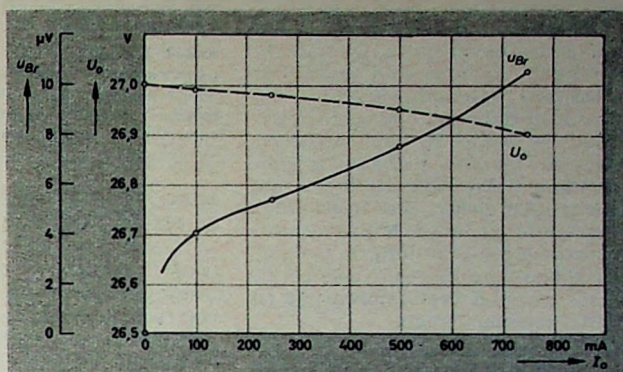
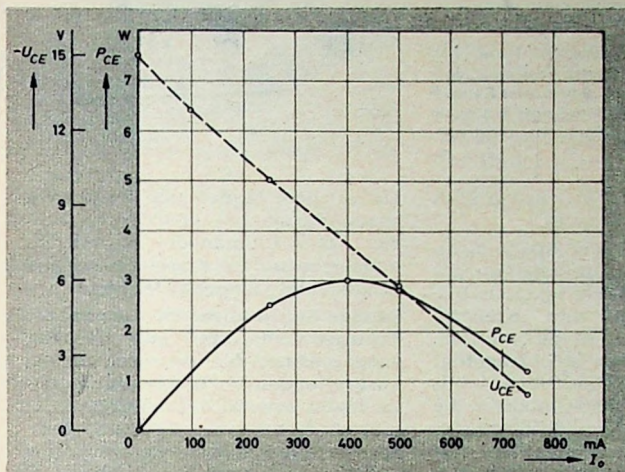


Bild 5. U_o und U_{Br} in Abhängigkeit von I_c

Bild 4. Meßwerte für P_{CE} und $-U_{CE}$

sich durch eine größere Kühlfläche erreichen, was aber oft auf räumliche Schwierigkeiten stößt. Besonders günstig ist die Verwendung eines speziellen Transistor-Kühlers, zum Beispiel Delco-Heat Sink (Delco Radio Division, General Motors, Biel, Schweiz) mit $R_K = 2,1^\circ \text{C/W}$ oder Modine-Transistor Cooler „1E-1155B“ (Modine Manufacturing Co., Racine, Wisconsin, USA) mit $R_K = 2,7^\circ \text{C/W}$. Im Mustergerät wird der Kühler von Delco benutzt; die Kristalltemperatur läßt sich dadurch bei maximaler Verlustleistung auf $T_j \approx 36,5^\circ \text{C}$ halten, ein Wert, der wesentlich unter $T_{j\text{max}}$ liegt.

Die Transistoren des Gleichstromverstärkers, die Zenerdiode und die Silizium-Gleichrichter der beiden Brückenschaltungen benötigen keine besondere Kühlung, da die in diesen Bauelementen in Wärme umgesetzten Verlustleistungen wesentlich unter den für den Betrieb in freier Luft bei 25°C angegebenen Grenzwerten liegen.

5. Meßwerte

Bild 4 zeigt die Meßwerte für $-U_{CE}$ und P_{CE} , während im Bild 5 die Ausgangsspannung und die Brummspannung am Ausgang in Abhängigkeit vom entnommenen Strom dargestellt sind. Bei voller Belastung beträgt die Abweichung von der Soll-Ausgangsspannung nur etwa 0,4%, und die Brummspannung ist dabei $u_{Br} \approx 10,5 \mu\text{V}$. Diese Werte dürfen als sehr gut bezeichnet werden. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von Netzspannungsschwankungen ist selbst bei Vollast vernachlässigbar klein.

Die Abweichung von der Soll-Ausgangsspannung wurde mit einem hochohmigen Röhrevoltmeter ($R_i = 11 \text{ MOhm}$) am Eingang des Gleichstromverstärkers gemessen. Zur Messung der Brummspannung diente ein empfindliches Röhrevoltmeter in Verbindung mit einem Meßverstärker bekannter Spannungsverstärkung und vernachlässigbaren Fremdspannungspegels. Es soll noch erwähnt werden, daß Gleichrichter und Stabilisierungsanordnung bei sehr guter Konstanz der Ausgangsspannung Ströme bis 1,5 A liefern können, wenn man den Netztransformator und die Drossel entsprechend größer dimensioniert.

nen, die über eine Steckerleiste mit dem übrigen, konventionell aufgebauten Netzteil verbunden wird. Der Aufbau ist nicht kritisch, es muß aber unbedingt darauf geachtet werden, daß die Kühlfläche, die den Längsregler trägt, auf allen Seiten der vorbeiströmenden Kühlluft ausgesetzt ist.

*

Berichtigung

Die Koordinaten-Transformationsnetzwerke haben eine Verstärkung von -15 dB



In der „Baby“-Einkanalanlage stehen u. a. jetzt zur Verfügung:

① Sender „191/1“: 27,12 MHz, $\approx 2500 \text{ Hz}$ Tonmoduliert, Röhrensender (DL 94) mit Transistor-Spannungswandler, 2 Monozellen, je 1,5 V, Stromaufnahme 50 mA und gelastet 500 mA, Abmessungen $10,5 \times 13,5 \times 5 \text{ cm}$, Gewicht 640 g m. Batt.

② Empfänger „191“: 27,12 MHz, tonmoduliert 2000...3300 Hz, 2 Trans + 2 Tgl, temperaturstabilisiert $-10 \dots +60^\circ \text{C}$, 6-V-Batterie, Stromaufnahme ohne Signal 5 mA und Relais angezogen 25 g, Abmessungen $6,6 \times 3,8 \times 1,7 \text{ cm}$, Gewicht $\approx 55 \text{ g}$.

③ Einkanal-Rudermaschine „190/14“: verwendbar mittels besonderer Steuerscheiben für drei verschiedene Steuersysteme, Elektromotor Zug- bzw. Schubkraft $\approx 300 \text{ g}$, Strom aus 6-V-Empfängerbatterie, Stromaufnahme bei Ruderbewegung $\approx 100 \text{ mA}$, Abmessungen $6,7 \times 3,3 \times 4,2 \text{ cm}$, Gewicht $\approx 80 \text{ g}$.

Schrifttum

- [1] Hunter, L. Ph.: Handbook of Semiconductor Electronics. New York 1956, McGraw-Hill
- [2] Vogelsang, P. J.: Transistor-regulated power supply. Electronics Wld. Bd. 61 (1959) Nr. 6, S. 60
- [3] Aschinger, E.: Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 17, S. 626-628, Nr. 18, S. 665-666, u. Nr. 19, S. 705-707
- [4] Aschinger, E.: Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche - Der Stereo-Konverter. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 24, S. 858-860, Bd. 16 (1961) Nr. 1, S. 11-12, Nr. 2, S. 53-54, Nr. 3, S. 85-86, u. Nr. 4, S. 115-116

Für den Modellbauer

Neue Funkfernsteuerungsanlagen von Metz

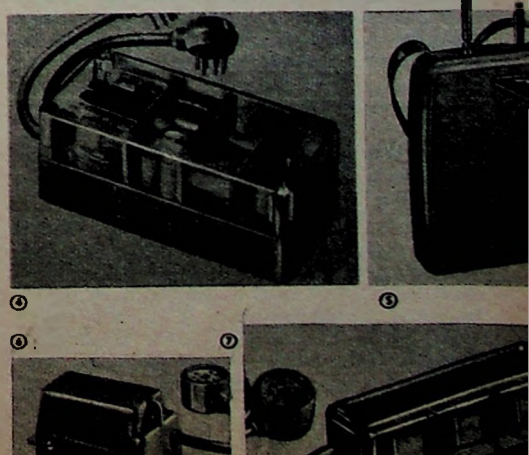
Eine neue Dreikanalanlage enthält außer anderem Zubehör:

④ Empfänger „192/2“: 27,12 MHz, 3 Tonkanäle (2280, 2730, 3300 Hz), 8 Trans + 3 Tgl, temperaturstabilisiert $-15 \dots +60^\circ \text{C}$, 6-V-Batterie, Stromaufnahme $\approx 8 \text{ mA}$, $9 \times 3,5 \times 4 \text{ cm}$, Gewicht $\approx 100 \text{ g}$.

⑤ Sender „192/1“: 27,12 MHz, 3 Tonkanäle (2280, 2730, 3300 Hz), 2 R6 + 1 Trans, temperaturstabilisiert $-10 \dots +60^\circ \text{C}$, 4 Monozellen je 1,5 V, Stromaufnahme 60 mA und gelastet 400 mA, Abmessungen $14,5 \times 19,5 \times 5 \text{ cm}$, Gewicht 1150 g m. Batt.

⑥ Zweikanal-Rudermaschine „192/3“: Transistoren-Umschaltung, Elektromotor Zug- bzw. Schubkraft über 500 g, Stromversorgung aus 6-V-Empfängerbatterie, Stromaufnahme während der Ruderbewegung $\approx 100 \text{ mA}$, $6 \times 3,2 \times 4,7 \text{ cm}$, Gewicht $\approx 95 \text{ g}$.

⑦ Relaiszusatz „192/4“: Zum Anschluß an Dreikanal empfänger für drei Relaisausgänge zur Betätigung beliebiger Rudermaschinen.



Einfache automatische Taste

Ein länger andauernder Telegrafie-Funkverkehr erfordert eine ziemliche Kraftanstrengung des ausübenden Operators. Die Anstrengung kann so weit gehen, daß der gefürchtete Telegrafie-Krampf eintritt. Man suchte daher nach Möglichkeiten, den Tastbetrieb etwas zu automatisieren. Es entstanden manche halbautomatische und ganzautomatische Konstruktionen auf mechanischer oder elektrischer Basis (Bug). So werden unter anderem Multivibrator- und Sperrschwinger-Schaltungen benutzt. Die nachstehend beschriebene Taste arbeitet ohne Röhren und Transistoren und ist somit völlig netzunabhängig.

Eine Taste entsprechend dem Prinzip-Schaltbild nach Bild 1 ist beispielsweise bereits für die Tastung von Morseübungsgeräten verwendbar. Den Grundbestandteil bildet ein Relais mit zwei Wicklungen. Weiter werden Niedervolt-Elektrolytkondensatoren und eine Niedervolt-Spannungsquelle benötigt. Als Relais eignen sich unter anderem Siemens-Telegrafrelais „Trls 67u“ und „Trls 54a“.

Wenn sich der Tasthebel *T* in Mittellage befindet, wird keine der beiden Relaispulen erregt. Der Minuspol der Batterie hat über den Ruhekontakt *a* Masseverbindung. Wird *T* betätigt, dann wird je nach Rechts- oder Linkslage *C1* oder *C2* auf-

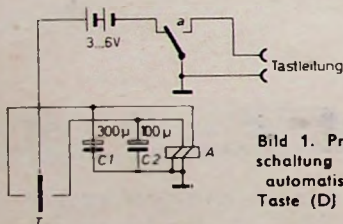


Bild 1. Prinzipschaltung einer automatischen Taste (D) 2 VA)

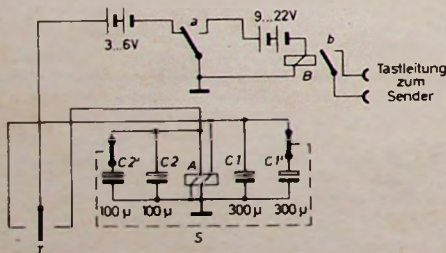


Bild 2. Schaltung der erweiterten Taste. *S* geschlossen: längere Impulsdauer = Normallastung; *S* geöffnet: kürzere Impulsdauer = Schnellastung (high speed)

geladen. Das Relais zieht an; *a* tastet den Sender und schaltet gleichzeitig die Batterie von Masse ab. Der jeweils aufgeladene Kondensator entlädt sich gemäß der Zeitkonstante über die erregte Relaispule und das Relais fällt ab, wenn der Kondensator entladen ist. Liegt der Tasthebel *T* immer noch in Arbeitsstellung, dann erfolgt eine erneute Kondensatoraufladung mit einer dazugehörenden Zeichengabe.

C1 und *C2* werden gemäß dem Strich/Punkt-Verhältnis von 1 : 3 ausgewählt. Für eine wahlweise zweite Gebergeschwindigkeit lassen sich zu *C1* und *C2* nach Bild 2 weitere Kondensatoren (*C1'*, *C2'* usw.) parallel schalten. Die beiden benötigten Schalter können zu einem einzigen Umschalter *S* zusammengefaßt werden; im

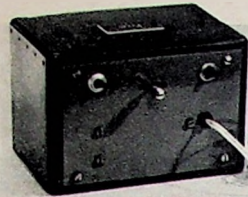
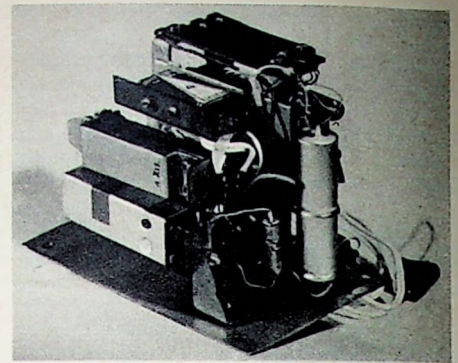


Bild 3. Außenansicht der automatischen Taste (Abmessungen 180 x 125 x 125 mm)

Bild 4. Innenansicht der automatischen Taste. Von unten nach oben: polarisiertes Relais, Tastrelais, darüber 9-V-Transistor-Batterie zum Betrieb des Relais *B* (die 4,5-V-Batterie zum Betrieb von Relais *A* ist nicht erkennbar); rechts: einige Niedervolt-Elektrolytkondensatoren



Mustergerät (Bilder 3 und 4) wurden noch getrennte Kippschalter benutzt.

Bei der Tastung höherer Spannungen (zum Beispiel Gittersperrspannungstastung) ergaben sich Schwierigkeiten. Das polarisierte Relais neigte zum „Kleben“. Um eindeutige Verhältnisse zu schaffen, wurde ein weiteres Relais *B* hinzugefügt (Bild 2). Das zweite Relais übernimmt dann mit dem zugehörigen Kontakt *b* die eigentliche Sendertastung und trennt die zu tastende Spannung völlig von der Automatik.

Für Werkstatt und Labor

Niederspannungsnetzgeräte ohne Transformator

Ladegeräte für Akkumulatoren-Batterien mit niedriger Spannung, bei denen die Wechselspannungsreduzierung durch einen verlustarmen kapazitiven Vorschaltwiderstand erfolgt, haben sich vor allem für elektrische Taschenlampen und Rasierapparate seit langem bewährt. Die Schaltungstechnik derartiger Geräte wurde in der FUNK-TECHNIK bereits mehrfach besprochen [1, 2, 3, 4]. Ähnliche Schaltungen, die klein, leicht und wenig aufwendig sind, lassen sich aber auch für die Stromversorgung anderer Niederspannungsgeräte, insbesondere von solchen mit Transistorbestückung verwenden.

Denkt man sich die Batterie durch einen Widerstand *R* ersetzt (Bild 1), so wird dieser von einem pulsierenden Gleichstrom durchflossen, und der höchste Spannungswert, der an ihm auftritt, ist

$$U_{sp} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot R$$

Legt man die Gleichrichterkombination (Graetzschaltung) für diese Sperrbeanspruchung aus, so ist diese Betriebsweise durchaus zulässig. Daran ändert sich auch nichts, wenn dem Widerstand ein Kondensator *C* parallelgeschaltet wird, um die Gleichspannung zu glätten. Die aus dem Verbraucherwiderstand und dem Ladekondensator bestehende RC-Kombination verhält sich in bezug auf die Gleichrichterschaltung nicht anders als ein Akkumulator mit der Spannung

$$U_m = I_m \cdot R = 0,9 \cdot I_{eff} \cdot R$$

Im Gegensatz zu den üblichen Gleichrichterschaltungen mit einer Wechselstrom-

Da auf dem Markt eine Reihe von Kleinspannungsquellen (9-V-Transistoren-Batterie, 22-V-Kleinanode) erhältlich sind, kann man unter verschiedenen geeigneten Relais seine Auswahl treffen.

Infolge der kleinen Abmessungen und der Freiheit vom Netz eignet sich das Gerät ausgezeichnet für den sich immer mehr ausbreitenden Portabel- und Mobilbetrieb. Es bietet sowohl dem Amateur mit „normaler“ Gebeweise als auch dem „high-speed“-Mann manche Erleichterung.

W. Meyer-Stüve, DL 1 GA

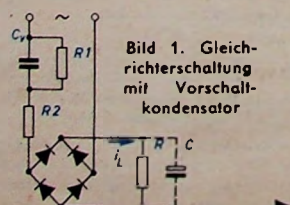
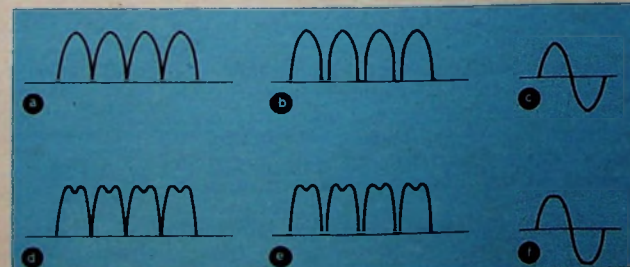


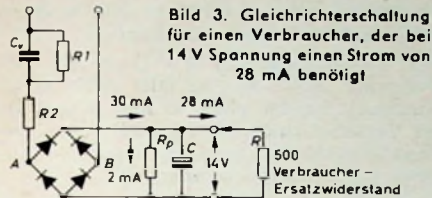
Bild 2. Zeitlicher Verlauf des Ladestromes in der Schaltung nach Bild 1



Widerstand von

$$R = \frac{14}{28 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ Ohm}$$

ersetzen (Bild 3). Da man bei der Auswahl des Vorschaltkondensators an die genormten Kapazitätswerte gebunden ist, wird nach Tab. I ein Kondensator $C_v = 0,5 \mu\text{F}$ gewählt. Diesen durchfließt bei



Tab. I. Kapazitiver Widerstand sowie Effektivwert des Wechselstromes und Mittelwert des gleichgerichteten Stromes bei 220 V für verschiedene Vorschaltkondensatoren

C_v [μF]	R_c [kOhm]	I_{eff} [mA]	I_m [mA]
0,05	64	3,7	3
0,1	32	7	6,2
0,2	16	14	12,6
0,5	6,4	34	30,6
1	3,2	70	62
2	1,6	140	124

220 V Netzspannung ein Blindstrom von $34 \text{ mA}_{\text{eff}}$, da man hier wegen der vektoriellen Addition von Blindwiderstand ($6,4 \text{ kOhm}$) und ohmschem Lastwiderstand (500 Ohm), bei der

$$R_{\text{ges}} = \sqrt{R_c^2 + R^2}$$

gilt, R^2 gegen R_c^2 vernachlässigen kann. Der Wechselstrom von $34 \text{ mA}_{\text{eff}}$ transportiert die gleiche Elektrizitätsmenge wie ein Gleichstrom von (Tab. I u. [4])

$$I_m = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} = 0,9 \cdot I_{\text{eff}} \approx 30 \text{ mA}$$

Da nur 28 mA benötigt werden, sind 2 mA durch einen Parallelwiderstand am Verbraucher vorbeizuleiten. Der zusätzliche Parallelwiderstand R_p (Bild 3) ist also

$$R_p = \frac{14}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 7 \text{ kOhm}$$

Diesen Widerstand kann man zu 10 kOhm wählen und justierbar ausführen, um die Kapazitätstoleranzen des Vorschaltkondensators auszugleichen. R_p läßt sich auch parallel zu den Wechselstromklemmen A und B des Gleichrichters anordnen, besonders wenn der überschüssige Strom größer ist.

Um ausreichend niedrige Brummspannung zu erhalten, muß der Ladekondensator C so groß sein, daß die aus dem Kapazitätswert und dem Lastwiderstand berechnete Zeitkonstante

$$\tau[s] = R[\text{MOhm}] \cdot C[\mu\text{F}]$$

mehrfach größer ist als die Dauer einer Halbperiode ($1/100 \text{ s}$). Im vorliegenden Fall würde man auf einen Wert von $50 \dots 100 \mu\text{F}$ kommen.

Für die Auswahl der Gleichrichter ist maßgebend, daß an einem Diodenpaar (der Graetzschaltung) während der Sperrhalbperiode die Gleichspannung von 14 V liegt. Hinzu kommt der Spannungsabfall an den beiden anderen in Durchlaßrichtung beanspruchten Dioden beim Scheitelwert des Wechselstromes $34 \text{ mA}_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \approx 48 \text{ mA}$, der bei Verwendung von Germaniumdioden etwa $2 \times 2,5 = 5 \text{ V}$ beträgt.

Damit ergibt sich eine Sperrspannungsbelastung von insgesamt 20 V . Diese Spannung würde sich auf die beiden in einem Zweig liegenden Dioden verteilen, so daß ein Diodentyp mit maximal 20 V Sperrspannung ausreichend wäre, selbst wenn man berücksichtigt, daß sich die Spannung infolge der stark streuenden Sperrkennlinien unterschiedlich verteilt. Für die Dioden muß ferner ein Scheitelwert des Durchlaßstromes von 48 mA und ein Richtstrom vom halben Wert des benötigten Gleichstromes, also $30/2 = 15 \text{ mA}$, zugelassen sein. Man wird zweckmäßigerweise sogenannte Allzwekdioden (OA 81, OA 85, OA 91 oder OA 95) verwenden, für die für die Dauer einer Sekunde ein maximaler Stromstoß von 500 mA zugelassen ist. Daraus und aus dem Scheitelwert der Netzwechselspannung ($220 \sqrt{2} \approx 310 \text{ V}$) ergibt sich dann die Größe von R2, der den Strom im Einschaltmoment begrenzen soll [4].

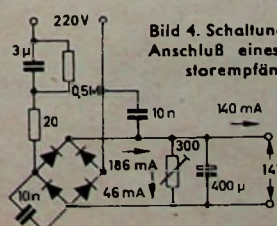
R2 soll etwa 500 Ohm sein, da der Widerstand der Dioden bei der Stoßbelastung mit etwa 100 Ohm anzusetzen ist. Er verhindert auch schädliche Auswirkungen von Schaltspannungsstößen, die am 220-V -Netz für einige Millisekunden in einer Höhe von 1000 V auftreten können. Bei der Verwendung von Selengleichrichtern genügt für R2 ein Widerstand von etwa der halben Größe. Der Widerstand R1 ($0,5$ bis 1 MOhm) beseitigt Restladungen, die nach dem Abschalten auf dem Kondensator C_v verbleiben könnten.

Als Nachteil der hier beschriebenen Niederspannungsnetzgeräte mit Vorschaltkondensator ist zu erwähnen, daß eine galvanische Trennung vom Netz nicht besteht und außerdem bei einem Ausfall der Last die Gleichrichter zerstört werden können. Um das zu verhindern, kann man parallel zu den Klemmen A und B im Bild 3 einen VDR-Widerstand schalten, der die Spannung begrenzt. In vielen Fällen wird jedoch bereits der Parallelwiderstand R_p für eine ausreichende Spannungsbegrenzung an den Dioden sorgen. In dem gewählten Beispiel ist R_p (7 kOhm) etwa so groß wie der kapazitive Widerstand des Vorschaltkondensators. Ohne Verbraucher würde an ihm eine Spannung von $154 \text{ V}_{\text{eff}}$

oder 220 V auftreten. Zwei der genannten Universalioden (OA 91 und OA 95), die in der Graetzschaltung in Reihe liegen, haben in Sperrrichtung eine zulässige Spitzenspannung von $2 \times 115 = 230 \text{ V}$. Damit könnte also bei längerem Betrieb der Anordnung ohne Last nur der Ladekondensator beschädigt werden, eine kurze Überlastung bei begrenztem Strom übersteht er jedoch in den meisten Fällen.

Im Bild 4 ist die Schaltung eines praktisch ausgeführten und längere Zeit erprobten Netzgerätes für einen größeren Transistorempfänger dargestellt. Die 10-nF -Kondensatoren dienen zur Unterdrückung der Brumm-Modulation beim Eindringen von HF-Energie aus dem Lichtnetz. Als Ventil wurde in diesem Falle ein Selengleichrichter benutzt.

Für elektrische Geräte, die eine wechselnde Last darstellen, kann man derartige Netz-



geräte ebenfalls verwenden, wenn man den Widerstand R_p hinreichend klein macht und den Vorschaltkondensator im Vergleich zum Nutzstrom überdimensioniert. Das sei an einem Beispiel erläutert:

Man geht bei Sollwert-Schaltern, die früher ausschließlich nach Art der Fallbügelregler mit mechanischer Zeigerabstufung ausgeführt wurden, mehr und mehr zur induktiven, kapazitiven oder lichtelektrischen Abtastung der Zeigerstellung eines elektrischen Meßinstrumentes über. Beispielsweise lassen sich durch eine am Zeiger befestigte Dämpfungsfolie bei einer bestimmten Zeigerstellung ein Abreißen der Schwingungen eines Transistoroszillators und ein plötzlicher Anstieg oder Rückgang des Kollektorstromes erreichen, wodurch ein Relais anspricht. Eine derartige Anordnung soll eine Spannung von 5 V und in dem einen Zustand $0,5 \text{ mA}$ und im anderen $3,5 \text{ mA}$ benötigen. Verwendet man eine Schaltung nach Bild 1 mit $C_v = 0,1 \mu\text{F}$, so ist nach Tab. I $I_m \approx 6 \text{ mA}$. Am Verbraucher sind dann $2,5 \text{ mA}$ vorbeizuleiten. Dazu ist ein zusätzlicher Widerstand von 2 kOhm nötig. Geht der Verbraucherstrom auf $0,5 \text{ mA}$ zurück, so steigt die Spannung auf etwa den doppelten Wert, also auf 10 V an. Das dürfte in vielen Fällen bei entsprechender Auslegung der Transistorschaltung tragbar sein.

Die hier beschriebenen Netzgeräte, die sich für die Aufladung von Kleinbatterien bereits als betriebssicher erwiesen haben, werden sich mit zunehmender Verwendung von Transistoren auch in Geräten, die nur niedrige Spannungen und Ströme benötigen, vorteilhaft anwenden lassen. *Berlinois*

Schrifttum

- [1] M ö r s, W.: Netzgleichrichter zum Einbau in Kleinstgeräte. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 634
- [2] Anwendung von gasdichten Kleinsammeln. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 7, S. 219
- [3] Miniatur-Ladegeräte. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 1, S. 24
- [4] Kleinstladegeräte mit Vorschalt-Kondensator. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 13, S. 453

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Februarheft 1961 unter anderem folgende Beiträge:

Neuere Untersuchungen auf dem Gebiet digitaler mechanischer Steuerungs- und Rechenelemente

Ein Prüfender für S-Band-Radargeräte

Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photozellen
Thermische Probleme bei Transistoren

Image-Orthikon-Röhren mit Feldnetz
Der Binistor — ein neues Halbleiterbauelement

INTERKAMA — Internationaler Kongress mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften

Format DIN A4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 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

Der mechanische Teil einer drehbaren UKW- oder Fernsehantenne

Nachdem im Heft 20/1960, S. 726, der mechanische Teil einer drehbaren UKW- oder Fernsehantenne kleinerer Ausführungsform beschrieben wurde, befaßt sich der folgende Beitrag mit einer größeren Anlage, wobei die Einzelteile der ersteren weitgehend Verwendung finden. Grundsätzlich gilt auch hier das in dem genannten Aufsatz Gesagte in bezug auf die Ausführung, das Getriebe, den Antrieb, die Steuerung, die Antennen und die Antennenmastlänge.

Ausführung

Den Aufbau zeigt die Zusammenstellungszeichnung Bild 1. Von der vorhergehenden Anlage übernommen und unverändert erhalten geblieben sind die Teile Schutzkappe 1.2, obere Verschlusskappe 1.3, oberes Kugellager 1.6, untere Verschlusskappe

1.5, unteres Kugellager 1.7 und die Filzringe 1.8.

Aus der Welle 1.1 wurde die obere Welle 2.1 und die untere Welle 2.7 und aus der Hülse 1.4 die obere Buchse 2.3 und die untere Buchse 2.9. Neu hinzugekommen sind die HülSEN 2.4 und 2.8, das Verlängerungsrohr 2.5, das Verbindungsrohr 2.6 und die Zylinderkerbstifte 2.10 und 2.11.

Die beiden Kugellager 1.6 und 1.7 sind durch das Verlängerungsrohr 2.5 und durch das Verbindungsrohr 2.6 gewissermaßen weiter auseinandergerückt. Das Verlängerungsrohr 2.5 trägt die Bezeichnung „Rohr 60 x 5 DIN 2385“. Die Länge desselben darf nach dem letzten Abgangspunkt (bezogen auf die mechanische Festigkeit) maximal 5000 mm betragen. Die stumpfen Enden des Rohres sind flächig zu bearbeiten, damit die Buchsen 2.3 und 2.9

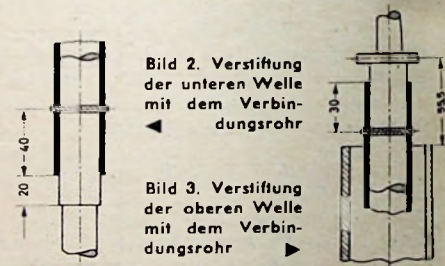
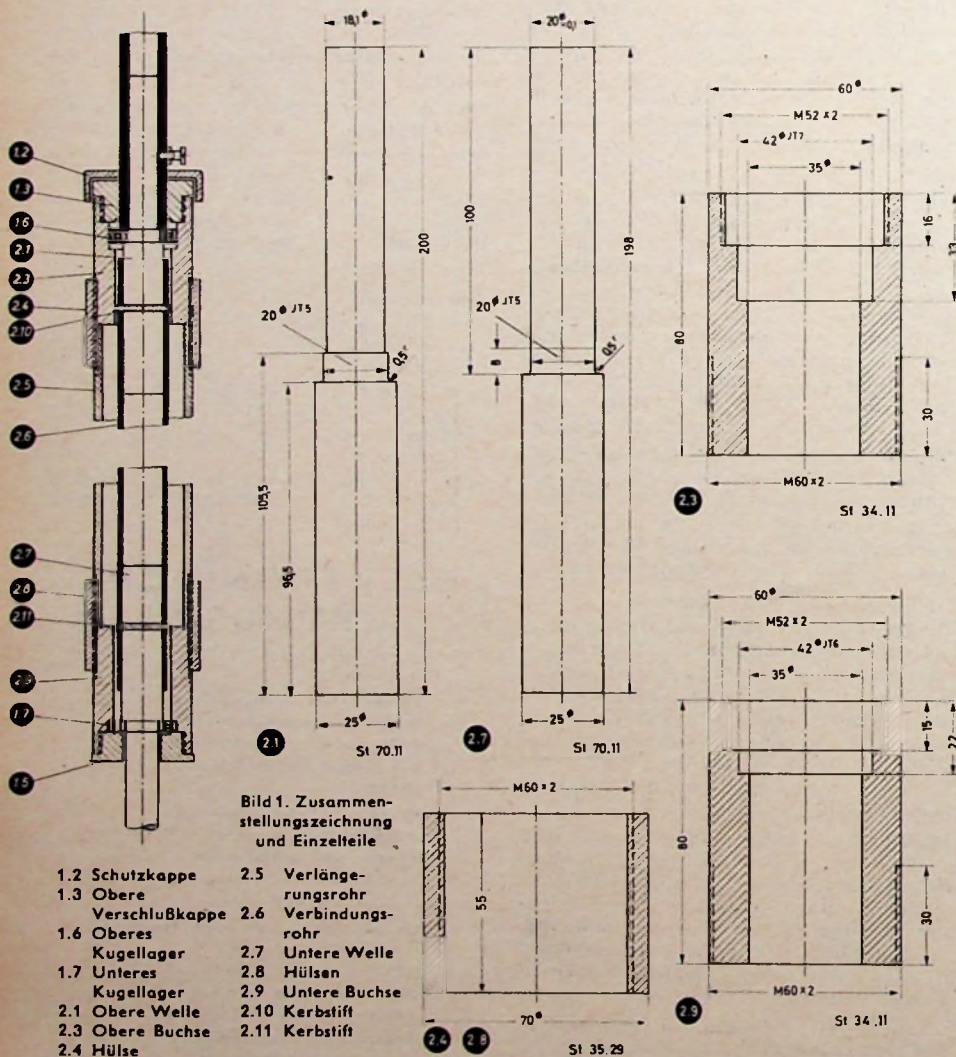
gut aufliegen. Auf beiden Seiten muß auf einer Länge von jeweils 30 mm Gewinde $M\ 60 \times 2$ geschnitten werden, um mit Hilfe der Hülsen 2.4 und 2.8 Rohr und Buchsen miteinander verbinden zu können.

Das Verbindungsrohr 2.6 trägt die Bezeichnung „Rohr 30 x 2,5 DIN 2385“. Es ist prinzipiell immer etwa 80 mm länger als das Verlängerungsrohr 2.5 und muß unbedingt ausgerichtet sein, da sonst die Antenne während des Drehens schlägt.

Es ist darauf zu achten, daß die Wellen 2.1 und 2.7 straff im Rohr sitzen. Wellen und Rohr werden durch Zylinderkerbstifte nach DIN 1473 (4 mm Durchmesser) verstiftet. Die Bohrungen dafür sind zweckmäßigerweise während des Zusammenbaues anzubringen. Dabei dürfen die Kerbstifte nicht wesentlich länger als 30 mm sein, da die Buchsen einen Innendurchmesser von nur 35 mm haben.

Zusammenbau

Man beginnt mit der Verstiftung der unteren Welle 2.7 mit dem Verbindungsrohr 2.6 gemäß Bild 2 und zieht anschließend das Lager 1.7 auf. Dann wird das Verlängerungsrohr 2.5 mit der unteren Buchse 2.9 durch die Hülse 2.8 verbunden, das Verbindungsrohr von unten in das Verlängerungsrohr eingeschoben und die Verschlußkappe 1.5 in die Buchse eingeschraubt.



In das andere Ende des Verbindungsrohres wird nun die obere Welle so weit eingeschoben, daß sich von der Mitte des oberen Kugellagers bis zum Verlängerungsrohr ein Maß von 55,5 mm ergibt, und die Welle wird dort ebenfalls mit einem Zylinderkerbstift arretiert (Bild 3). Dann kann man die obere Buchse 2.3 mit dem Verlängerungsrohr durch die Hülse 2.4 verbinden, das Lager 1.6 aufziehen und die obere Verschlußkappe 1.3 einschrauben.

Übersteigt die freistehende Länge der Antenne 3 m, dann muß sie gemäß den VDE-Vorschriften abgespannt werden. Man schweißt zu diesem Zwecke an das Verlängerungsrohr, auf dem Umfang entsprechend den gegebenen Bedingungen verteilt, aus stärkerem Rundmaterial gebogene Haken. In welcher Höhe diese anzubringen sind, richtet sich vorwiegend nach der Länge der gesamten Anlage. Auf alle Fälle sollte man den Schwingungsbauch einer möglichen Schwingung wählen, um größtmögliche Dämpfung zu erhalten¹⁾.

Es ist zu empfehlen, alle bereits im Heft 20/1960 gegebenen Hinweise entsprechend zu berücksichtigen.

1) Hesselbach, H.: Windgeräusche von UKW- und Fernsehantennen. Funk-Techn. Bd. 10 (1955) Nr. 14, S. 403-404

und 30-cm-Platten – niemals mehr als zehn Platten übereinanderliegen. Dabei ist darauf zu achten, daß die äußeren Hüllen und gegebenenfalls auch die inneren Taschen oder Plastikhüllen einwandfrei flach liegen, damit keine Unebenheiten vorhanden sind.

Das Übereinanderstapeln in dieser Form hat den Nachteil, daß die Übersichtlichkeit leidet und daß es schwer ist, eine einzelne Platte aus dem Stapel herauszuziehen. Die Schallplatten-Kassette vermeidet diesen Nachteil. Außerdem ist sie raumsparend und garantiert staubfreie Lagerung. Die in fünf Farben erhältliche „Kombi-Box“ von *Polydor* nimmt beispielsweise etwa 15 Platten von 17 cm Durchmesser auf. Mehrere Boxen lassen sich mittels Druckknöpfe auf einfachste Weise miteinander verbinden. Sehr geschmackvoll und zweckmäßig ist auch das Schallplatten-Etui derselben Firma mit Reißverschluß und Trageschlaufe; es nimmt 25 kleine Platten auf. Die Schallplatten-Kas-

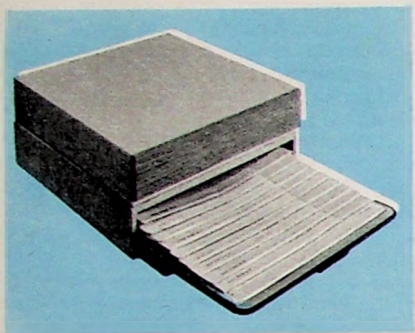


Bild 2. Schallplatten-Kassette der Deutschen Grammophon mit Einschub von zehn Karton-Zwischenlagen

setten der *Deutschen Grammophon* für 25-cm- und 30-cm-Platten (Bild 2) haben sich bereits seit Jahren bewährt. In diesen Kassetten, die sich beliebig kombinieren und auch aufeinanderstellen lassen, liegen bis zu zehn Platten waagerecht übereinander. Sie sind durch einen Einschub von zehn Karton-Zwischenlagen getrennt, der so konstruiert ist, daß sich beim Herausziehen alle Titel mit einem Blick übersehen lassen. Die vordere Verschlussklappe verhindert das Eindringen von Staub. Neuerdings sind diese Kassetten auch in einer Luxusausführung mit Rohleinenbezug und Verschlussklappe aus Teakholz erhältlich.

Für 30-cm-Platten ist auch das Schallplatten-Buch der *Deutschen Grammophon* empfehlenswert. Es handelt sich dabei um neutrale Kassetten mit Rohleinenbezug in dem Format, in dem auch die aus mehreren Platten bestehenden umfangreicheren Musikwerke geliefert werden. Jedes Schallplatten-Buch nimmt bis zu sechs Platten auf. Ein Verziehen der Platten ist hier nicht möglich, da sie in dem engen Raum dicht gepreßt stehen. Ganz Vorsichtige können, sofern weniger als drei Platten in einem Buch untergebracht werden sollen, noch Zwischenlagen aus Pappe einlegen. Ein großer Vorteil dieser Schallplatten-Bücher ist, daß auch große Sammlungen auf relativ kleinem Raum übersichtlich unterzubringen sind, denn ein Beschriftungsetikett auf dem Rücken der Schallplatten-Bücher erleichtert die Orientierung sehr.

Für 17-cm-Platten lassen sich auch die in den Schallplattengeschäften benutzten „Grabbelkästen“ verwenden, wenn man auf eine bestimmte Ordnung der Platten keinen allzu großen Wert legt.

Senkrechte Lagerung

Die „klassische“ Aufbewahrungsart ist die in einem Plattenständer. Während diese Art der Aufbewahrung für die alte Schellackplatte durchaus angebracht und zweckmäßig war, ist sie für die moderne 25-cm- und 30-cm-Kunststoffplatte nicht unbedingt empfehlenswert. Auch scheint es wenig sinnvoll, mo-

derne Platten der oberen Preisklassen im ältesten und zugleich billigsten Aufbewahrungsmittel unterzubringen. Die senkrechte Aufbewahrung bietet aber den Vorteil, daß sich einzelne Platten sehr einfach herausnehmen lassen, und deshalb wird sich diese Art der Aufbewahrung vorläufig noch halten. Platten sollten aber zumindest in ihren Taschen im Plattenständer aufbewahrt werden. Dabei achte man insbesondere auch darauf, ob die vielfach kartonierten Schallplattentaschen sich nicht unter dem Einfluß von Temperatur- und Feuchtigkeitsschwankungen der Luft durchbiegen und dadurch die Schallplatten selbst in Mitleidenchaft ziehen.

Die bekannten Schallplatten-Alben, in denen jede Platte mit ihrer Hülle oder Tasche in einer einzelnen Plastiktasche untergebracht ist, sind sowohl für waagrecht als auch für senkrechte Aufbewahrung geeignet. Vor allem sind sie für 17-cm-Platten sehr zweckmäßig.

Bei Beachtung einiger Vorsichtsmaßnahmen bestehen aber im übrigen keine prinzipiellen Bedenken gegen die Aufbewahrung in senkrechter Stellung. So achte man insbesondere darauf, daß die Platten auch wirklich senkrecht stehen. Es darf keinesfalls vorkommen, daß sie in schräger Lage nur an zwei Rändern aufliegen und die Mitte durchhängt. Dadurch kann jede Platte Schaden nehmen. Will man deshalb in einem Schrank oder Regal entsprechende Aufbewahrungsmöglichkeiten schaffen, so soll die Fachbreite 6...8 cm nicht überschreiten. Zweckmäßig ist es, die senkrechten Zwischenbretter verstellbar zu machen und gegebenenfalls den leeren Raum in einem Fach durch eine Stütze auszufüllen. Um die Platten bequem herausnehmen zu können,

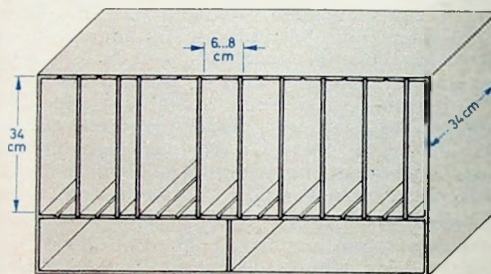


Bild 3. Skizze für ein Regal zur senkrechten Aufbewahrung von Schallplatten

darf die lichte Höhe nicht zu niedrig sein. Für 25-cm- und 30-cm-Platten sieht man zweckmäßigerweise 34 cm Höhe vor, für 17-cm-Platten 19 cm Höhe. Anregungen möge die Skizze im Bild 3 geben. Die waagerechten Fächer können dabei zur Ablage von Kassetten und Alben dienen.

Ein Tisch, auf dessen oberer Platte sich Rundfunkempfänger und Abspielgeräte aufstellen lassen, kann in unterhalb der Tischplatte angebrachten Taschen auch eine nicht zu große Plattensammlung aufnehmen. Die Höhe der Taschen ist ebenso wie bei den Fächern mit 34 cm zu wählen. Als Material ist grobes Leinen, Chintz, Baumwollstoff usw. geeignet.

Im modernen Heim findet man heute vielfach Aufbaumöbel, die sich aus einer Anzahl von Grundelementen und entsprechenden Befestigungen, zum Beispiel Leitern oder Schienen, ganz individuell zusammenstellen lassen. Bei einigen dieser Systeme findet man auch zur Aufbewahrung von Schallplatten geeignete Elemente. So enthält beispielsweise das „string“-System einen Plattenschrank mit Inneneinteilung (32 cm tief, 78 cm breit, 42 cm hoch) sowie mehrere Ablagen, die für Zeitschriften und Schallplatten gleichermaßen geeignet sind.

Ein ganzes Programm an vielseitig zusammenstellbaren Schallplatten-Gestellen hat *Polydor* unter der Bezeichnung „Lano“-System herausgebracht. Die einzelnen Gestelle bestehen aus



Bild 4. An der Wand befestigte „Lano“-Gestelle für die senkrechte Aufbewahrung von Schallplatten

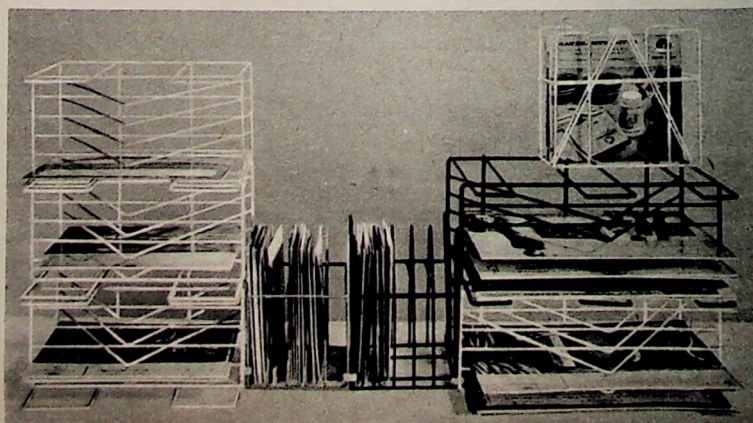


Bild 5. Kombination von „Lano“-Gestellen (*Polydor*)

»... Der Inhalt des Buches stellt für jeden Konstrukteur und Benutzer elektronischer Anlagen ein wertvolles Hilfsmittel dar.«

So urteilt die Zeitschrift
ELEKTRONIK über das Werk

Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH

SPEZIAL- RÖHREN

EIGENSCHAFTEN UND ANWENDUNGEN

INHALT:

Hochvakuumröhren:

Röhren für Verstärker und Meßzwecke — Sende- und Leistungsverstärkerröhren — Katodenstrahlröhren

Gasgefüllte Röhren:

Gasgefüllte Gleichrichterröhren — Thyatronröhren — Ignitronröhren — Stabilisatorröhren — Geiger-Müller-Zählrohre — Relaisröhren

Photozellen:

Symbole — Grundgesetze der Optik und der Photoemission — Katode — Hochvakuumzellen-gasgefüllte Zellen — Photoelektronisches Verhalten der Katode in Abhängigkeit von der Farbtemperatur, der Zeit und anderen Komponenten — Photovervielfacher

Spezialröhren-Vergleichsliste

439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,—DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

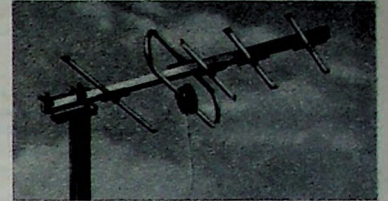
**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde

ELTRONIK bietet für das 2. Fernsehprogramm



Breitband-Antennen für Kanäle 14-30

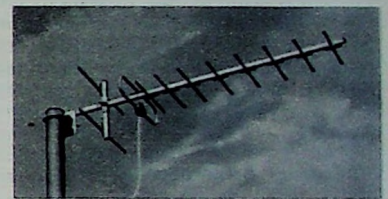
FW 105/14/30
Gewinn = 6,5 dB
DM 20,—



FW 108 R/14-30
Gewinn = 8,5 dB
DM 31,—



FW 111 R/14-30
Gewinn = 10,5 dB
DM 38,—



FW 115 R/14-30
Gewinn = 11,5 dB
DM 53,—



Kanalgruppen-Antennen für Kanalgruppen 14-18, 19-25, 26-30

FW 116 R/...
Gewinn = 12 dB
DM 60,—



FW 123 R/...
Gewinn = 13 dB
DM 76,—



Deutsche Elektronik GmbH.
eine Tochtergesellschaft der
Robert Bosch GmbH.

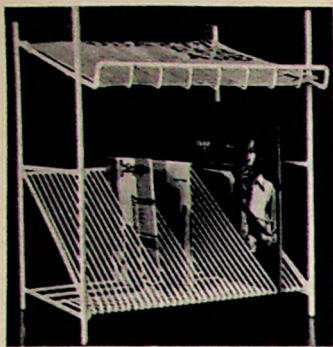
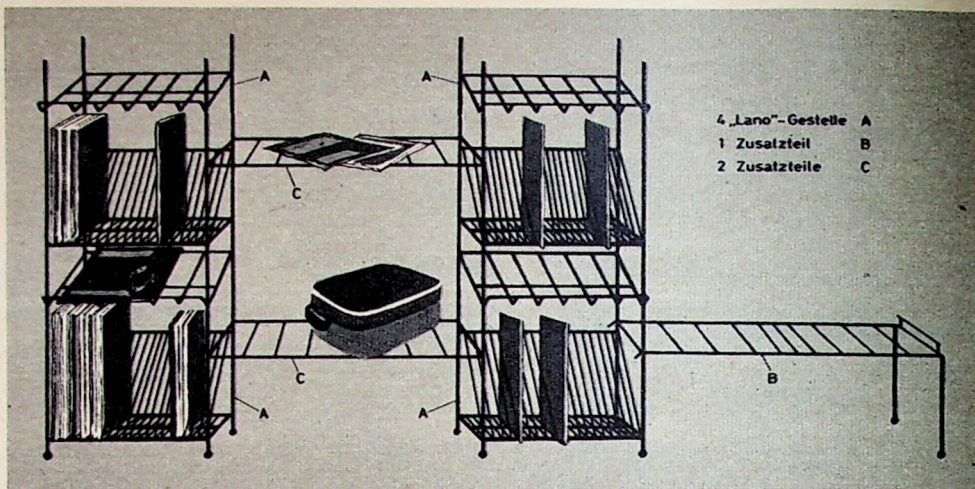


Bild 6. „Lano“-Gestell A (Polydor)

Bild 7. Vorschlag für die Kombination von vier „Lano“-Gestellen A mit zwei Zusatzteilen C (Mitte) und einem Zusatzteil B (rechts außen) zum Aufstellen von Rundfunkempfänger und Abspielgerät



Stahldraht, der nahtlos mit weißem, schwarzem oder rotem Plastik überzogen ist. Diese Elemente lassen sich sowohl in Musiktruhen oder Möbelstücke einbauen als auch senkrecht oder waagrecht aufstellen oder an die Wand hängen. Zur festen Verbindung der einzelnen Elemente untereinander in jeder Richtung dienen Verbindungsstücke aus Kunststoff. Die zur Aufnahme von 17-cm-, 25-cm- und 30-cm-Platten erhältlichen Gestelle („Lano“ 1, 2 bzw. 3) sind so konstruiert, daß sie unabhängig von der Größe kombiniert werden können. Die Bilder 4 und 5 zeigen zwei Beispiele. Interessante Möglichkeiten bietet das „Lano“-Gestell A (Bild 6), das in seinem unteren Teil Schallplatten senkrechtstehend aufnimmt, während oben Platten schrägliegend aufbewahrt oder abgelegt werden können. Auch hier lassen sich mehrere „Lano“-Gestelle kombinieren. Mit Hilfe der Zusatzteile B und C kann man Aufstellmöglichkeiten beispielsweise auch für den Rundfunkempfänger und das Abspielgerät schaffen (Bild 7).

Pflege der Schallplatten

Wenn die modernen Schallplatten auch aus Kunststoff bestehen und wenn man auch gewohnt ist, Kunststoffe als besonders widerstandsfähige und unempfindliche Materialien zu betrachten, so sollte man doch diese Alltagserfahrung nicht auf die Schallplatte übertragen. Ihre feinen Schallrillen bedürfen vielmehr sorgfältigster Behandlung, wenn man lange Zeit Freude an seinen Schallplatten haben will. Ihre größten Feinde sind Wärme und Staub, aber auch Fett und Flüssigkeiten aller Art sind ihrer Qualität nicht gerade zuträglich. Wenn die Platte auf einer feuchtföhlichen Party einmal etwas abbekommen haben sollte, so kann man sie zu reinigen versuchen, indem man sie vorsichtig mit einem in entspanntem Wasser getauchten weichen Lederlappen abwäscht und anschließend in klarem Wasser mit Zusatz von einigen Tropfen Essig abspült. Das sollte aber Ausnahme bleiben. Besser ist es, die Platte vorsichtig zu behandeln. Dazu gehört auch, daß man die Platte im Bereich der Schallrillen nicht mit den Fingern berührt. Dieser Bereich der Platte sollte ein Tabu sein. Die Praxis sieht aber leider anders aus. Trotz allen guten Willens und aller Vorsicht läßt es sich nämlich manchmal nicht vermeiden, die Platte beim Herausnehmen aus der Hülle mit der Hand anzufassen, weil die Innenmaße der Plattentasche so knapp sind, daß sich die Platte nur bei kräftigem Zupacken herausziehen läßt. Gewiß kann und soll man an die Toleranzen einer Verpackung keine übertriebenen Forderungen stellen, es wäre aber empfehlenswert, die Toleranzen etwas „aufzubohren“.

Zur Schonung der Platte trägt auch die sorgfältige Pflege des Tonabnehmers bei. Abgesehen von der selbstverständlichen Vorsicht beim Aufsetzen, ist der Zustand der Abtastnadel sorgfältig zu überwachen. Auch beim Saphir ist die Lebensdauer nicht unbegrenzt. Sehr vorsichtige Leute wechseln deshalb den Saphir regelmäßig schon nach 30 ... 70 Betriebsstunden oder nehmen von vornherein eine Diamantnadel, die rund die zehnfache Abspielzeit erreicht. Man vergesse auch die laufende Reinigung der Abtastnadel während des Betriebes nicht, indem man sie in kürzeren Abständen – unter Umständen nach dem Abspielen etwa jeder 30-cm-Platte – mit einem kleinen Bürstchen säubert, das Bestandteil mancher Platten-Necessaires ist und auch im allgemeinen wohl stets zur serienmäßigen Ausstattung guter Musiktruhen gehört.

Die moderne Kunststoffplatte ist gegenüber der Schellackplatte nicht nur wegen ihrer feineren Schallrillen gegen Staub besonders empfindlich, sondern sie hat auch die unangenehme Eigenschaft, sich elektrostatisch aufzuladen. Jeder kennt die kleinen knisternden Fünkchen, mit denen sich die Ladungen der Platte

ausgleichen, wenn man leicht mit der Hand über ihre Oberfläche fährt. Das elektrische Feld der Platte zieht nun begierig Staub aus der Umgebung der Platte an. Die Beseitigung dieses Staubes, der sich beim Abspielen als Knistern und Kratzen äußert, ist deshalb eine der wichtigsten Aufgaben der Plattenpflege und zugleich Voraussetzung für gute Wiedergabe.

Nichts wäre falscher als der Versuch, hierfür ein übliches Staubtuch benutzen zu wollen. Damit würde man genau das Gegenteil erreichen: Unter dem Einfluß der Reibung läßt sich die Platte stark auf (Reibungselektrizität). Die von der Industrie angebotenen und entsprechend präparierten „antistatischen“ Tücher sind dagegen sehr zu empfehlen, denn sie beseitigen weitgehend die elektrische Aufladung der Platten und verringern dadurch die auf die Staubkörnchen einwirkenden Haftkräfte, so daß sie beim Abreiben der Platte in Richtung der Schallrillen vom Tuch mitgenommen werden können.



Bild 8. „Antistatic-Spray“ in Sprühflasche mit Plattentuch (Polydor)

Ein solches „Antistatik“-Tuch läßt im Laufe der Zeit an Wirkung nach und muß ersetzt werden. Unter Umständen sind deshalb flüssige Reinigungsmittel, die auf ein Tuch oder ein Plastikschwämmchen aufgetragen werden, zweckmäßig. Bei der Auswahl des Reinigungsmittels ist aber eine gewisse Vorsicht am Platze, damit man ein Präparat erhält, das die Plattenoberfläche mit Sicherheit nicht angreift. Man halte sich deshalb an bewährte Markenfabrikate. Ein neues Antistatik-Mittel brachte vor kurzer Zeit Polydor auf den Markt (Bild 8). Man besprüht aus etwa 20 bis 30 cm Entfernung die Platte ganz leicht und wischt anschließend mit dem jeder Flasche beiliegenden Tuch leicht in Richtung der Schallrillen nach. Eigene ausgedehnte Versuche haben gezeigt, daß „Antistatic-Spray“ sich auch unter besonders ungünstigen Verhältnissen hervorragend bewährt.

Wenn man auch während des Abspielens noch Staubkörnchen aus der Schallrinne entfernen will, kann man sich mit Vorteil des bereits im Heft 9/1960, Seite 344, besprochenen Staubwischerarms „Rexon-Automatik“ bedienen, der nachträglich leicht an jedem Abspielgerät anzubringen ist. Der ähnlich wie ein Tonarm ausgebildete und um eine vertikale Achse drehbare „Rexon“-Arm trägt an seinem plattenseitigen Ende einen Einsatz, der genauso wie der Tonarm auf die Anfangsrillen gesetzt wird und sich beim Abspielen langsam zur Plattenmitte bewegt. Die Wirkung beruht darauf, daß der Einsatz sich bei der Reibung auf ein höheres Potential als die Platte auflädt und dadurch die Staubkörnchen elektrostatisch von der Platte „absaugt“. Da die Schallrinne unmittelbar vor der Abtastung gereinigt wird, kann selbst der während des Abspielens aus der Luft angezogene Staub sich nicht störend bemerkbar machen. Der „Rexon“-Arm hat sich seit einem Jahr in ausgedehnten eigenen Versuchen ganz ausgezeichnet bewährt. Bei Wechslerbetrieb läßt er sich leider nicht verwenden, da er jedesmal von Hand auf die Anfangsrillen gesetzt werden muß. Da Störungen durch verstaubte Rillen sich aber besonders bei Aufnahmen aus dem Bereich der Kunstmusik wegen deren großen Dynamikumfangs bemerkbar machen, bedeutet das praktisch keine Einschränkung der Anwendungsmöglichkeiten des Staubwischerarms. Diese Art von Musik wird vorwiegend auf 25-cm- und 30-cm-Platten angeboten, und für solche Platten ist im allgemeinen Wechslerbetrieb nicht notwendig. -th

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Händel, Orgelkonzerte Nr. 9 B-dur, Nr. 10 d-moll, Nr. 11 g-moll, Nr. 12 B-dur

Karl Richter, Orgel, und sein Kammerorchester

Die Orgelkonzerte Händels sind nur selten im Konzertsaal zu hören, weil dort kaum geeignete Orgeln zu finden sind. Um so mehr begrüßt der Musikfreund deshalb diese Aufnahme aus einer Serie von drei Platten mit den 12 Orgelkonzerten op. 4 und op. 7. Die meisten der Händelschen Orgelkonzerte sind Bearbeitungen eigener älterer Werke. So beginnt das Orgelkonzert Nr. 9 op. 7,3 mit einer Reminiszenz an das Alleluja aus dem „Messias“. Die Akustik der Markus-Kirche in München, in der diese Aufnahmen entstanden, ist ausgezeichnet in den Dienst der Technik gestellt worden, denn man entdeckt beim Abhören dieser Platte Feinheiten, die in der Kirche vielfach verlorengehen. Die Tiefen sind zum Glück nicht überbetont, und so kommt der schöne im Raum stehende Klang des ausge dehnten Orgelwerkes plastisch zur Geltung. Sehr eindrucksvoll ist neben der Einleitung der Streicher im ersten Satz beispielsweise die Orgel einleitung des zweiten Satzes.

Die anderen drei Konzerte stehen diesem nicht nach. Das d-moll-Konzert wird vielfach als das wertvollste der Händelschen Orgelkonzerte bezeichnet, während das heitere in g-moll musikalisch in mancherlei Hinsicht interessant ist. So ist beispielsweise in der sich in wichtigen Schritten anbahnenden Steigerung das Volumen der Orgel besonders harmonisch in das Klanggeschehen eingebaut.

Decca SXL 20003 (Stereo)

Puccini, Turandot (Arien und Szenen)

Inge Borkh (Turandot), Renata Tebaldi (Liu), Mario del Monaco (Kalaf), Nicola Zaccaria (Timur); Chor und Orchester der Accademia di Santa Cecilia, Rom; Dirigent: Alberto Erede.

Mit seinem letzten Werk erreichte Puccini noch einmal einen Höhepunkt. Auf der Suche nach neuen Stoffen stieß er 1920 auf die Gestalt der eismürrten Prinzessin Turandot. Der exotische Stoff bot ihm die Möglichkeit zu manchmal geradezu raffinierten Klangeffekten. Die große Orchesterbesetzung wird ergänzt durch Xylophon, Gong, Glocken, Harfen, Celesta und Orgel, hinzu kommt eine

Bühnenmusik mit zehn Blechbläsern, Schlagzeug und zwei Saxophonen. Während Puccini sonst die ausgesprochene Solistenoper bevorzugt, bezieht er hier den Chor stark in die Handlung ein. So findet man zahlreiche Stellen, an denen sich die ganze impressionistische Zauberwelt des Klangs voll entfalten kann.

Es war Puccini nicht vergönnt, sein Werk zu vollenden. Am 29. November 1924 riß der Tod ihm die Feder aus der Hand. Nach zahlreichen hinterlassenen Skizzen vollendete sein Schüler Alfano das Werk mit dem großen Schlußduett.

Die vorliegende Platte bringt aus der Decca-Gesamtaufnahme (SXL 2078/80) die schönsten und bekanntesten Arien und Szenen. Die technisch gute Aufnahme bringt den Wohlklang der schönen Stimmen namhafter Solisten ebenso schön zur Geltung wie die Dramatik des Chors und das fernöstliche Kolorit der Musik. Die Stereo-Basis ist sehr breit angelegt, so daß man auch in kleineren Wiedergaberäumen einen guten Eindruck von dem Geschehen auf der Bühne erhält. Insbesondere überrascht an manchen Stellen die akustische Tiefe. Dynamik und Frequenzumfang sind gut, und der diffizile Klang der Schlaginstrumente wird ebenso wie die Pizzikato-Effekte der Streicher sehr gut wiedergegeben. Die gute Stereo-Wirkung kommt der Auflösung der Massenchöre zugute; aber

ebenso auch den ausgezeichneten Stimmen der Solisten.

Decca SXL 20315-B. (Stereo)

's Awful Nice

Ray Conniff und sein Orchester

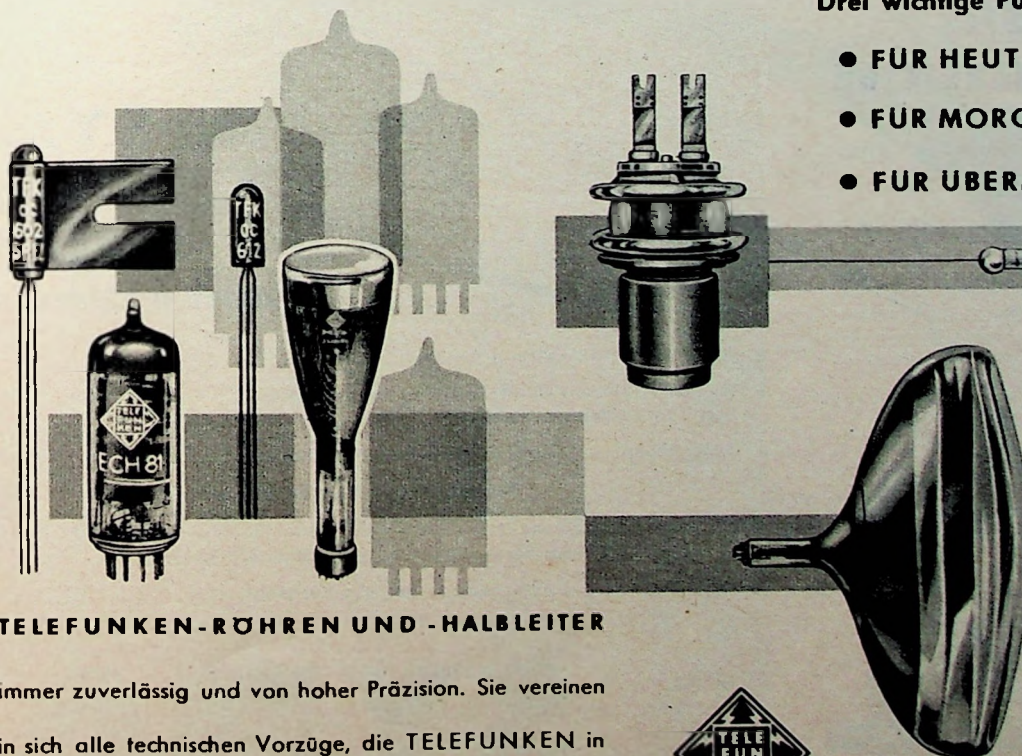
Unter den führenden Orchestern und Bands gibt es einige, die man schon nach den ersten Takten erkennt. Zu ihnen gehört Ray Conniff, der seit seinem ersten Musizieren in einer Band seiner High School in einem grandiosen Aufstieg in die Spitzengruppe der internationalen Orchester aufgerückt ist. Arrangements, die keine Möglichkeit der Klangfarbenbildung auslassen, sind ein besonderes Kennzeichen seiner Musik. Kurz zusammengefaßt: Es sind Meisterleistungen von Sound, Rhythmus und Harmonie, die jedoch ein Nichts wären ohne die Musiker, von denen jeder einzelne ein Spitzenkünstler seines Fachs ist.

Auf dieser Platte hört man zwölf der besten Stücke. So verschieden sie in ihrer Grundkonzeption auch sein mögen, so gemeinsam ist ihnen allen der typische Ray-Conniff-Stil. In technisch überzeugender Manier hat der Tonmeister es verstanden, den Sound festzuhalten und mit einer ebenso ausgeklügelten wie gekonnten Polymikrofonie jedes einzelne Instrument so gut zur Geltung zu bringen, daß man diese rauschfreie Aufnahme als eine Meisterleistung moderner Mono-Aufnahmetechnik bezeichnen muß.

Philips B 07368 L (Mono)

Drei wichtige Punkte

- FÜR HEUTE FERTIGEN
- FÜR MORGEN ENTWICKELN
- FÜR ÜBERMORGEN FORSCHEN



TELEFUNKEN-RÖHREN UND -HALBLEITER

immer zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer fast 60-jährigen steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU



TELEFUNKEN

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernseh-Bildröhren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Transistoren
Spezialröhren
Mikrowellen-Röhren
Oszillographen-Röhren
Klein-Thyratrons
Kaltkathoden-Röhren
Photozellen
Stabilisatoren
Senderröhren
Vakuum-Kondensatoren

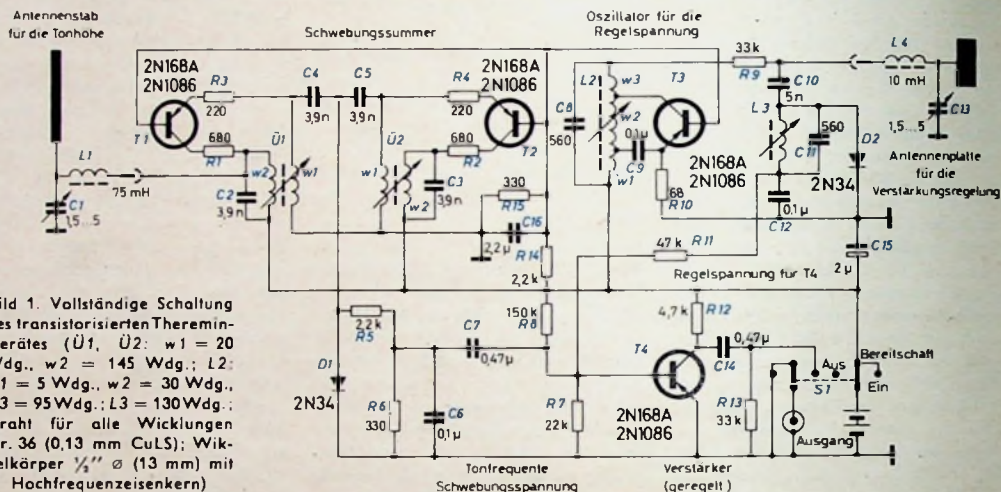
Ein einfaches Theremin-Gerät für den Selbstbau

Als der russische Physiker Professor Theremin vor mehr als dreißig Jahren auf europäischen und amerikanischen Bühnen sein elektronisches Musikgerät vorführte und diesem die ganz ungewohnt klingende „Äthermusik“ entlockte, waren die Elektronik und die Hochfrequenztechnik noch weitgehend unbekannte Wissensgebiete. Die Verblüffung, die Theremin mit seinen Vorführungen bei dem Publikum hervorrief, war besonders groß, weil er das Gerät spielte, ohne es zu berühren. Die „Äthermusik“ entstand lediglich durch Bewegungen der Hand im freien Raum vor einem auf dem Gerät befestigten senkrechten Metallstab.

Heute weiß jeder Radiobastler, daß die Handkapazität ausreicht, um einen Hochfrequenzkreis zu verstimmen, und daß man durch Annäherung der Hand die Resonanzfrequenz des Schwingkreises immer stärker verändern kann. Auf diesem Prinzip beruht die Arbeitsweise des Theremin-Gerätes. Ebenso einfach wie das Prinzip sind auch Schaltung und Aufbau des Gerätes, so daß man es sich ohne größeren Aufwand selbst herstellen kann. Durch die Verwendung von Transistoren läßt sich das Gerät klein und leicht halten. Da es ein sehr vielseitiges Musikinstrument ist und sich nach einiger Übung mit einem variationsfähigen, rechteigmäßigen Klangbild spielen läßt, kann die Beschäftigung mit dem Gerät ein ebenso unterhaltsamer wie lehrreicher Zeitvertreib sein.

Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung des transistorisierten Theremin-Gerätes. Der Ton wird durch einen Schwebungssummer erzeugt, der aus zwei Hochfrequenzgeneratoren mit T1 und T2 besteht. Beide Generatoren arbeiten mit einer Grundfrequenz von rund 150 kHz. Während aber die Frequenz des Generators mit T2 stets gleichbleibt, kann die des zweiten Generators (T1) beim Spielen verändert werden.

Bild 1. Vollständige Schaltung des transistorisierten Theremin-Gerätes (Ü1, Ü2: w1 = 20 Wdg., w2 = 145 Wdg.; L2: w1 = 5 Wdg., w2 = 30 Wdg., w3 = 95 Wdg.; L3 = 130 Wdg.; Draht für alle Windungen Nr. 36 (0,13 mm CuLs); Wickelkörper 1/4" ø (13 mm) mit Hochfrequenzkern)



KONSTRUKTEURE!

RÜSTEN SIE IHRE TRANSISTOR-EMPFÄNGER AUS...

...MIT SYMA
TELESKOP-ANTENNEN
beliebig schwenkbar

- ★ Mechanische Ausführung patentiert
- ★ Außergewöhnlich stabile Teleskopglieder garantieren leichtes Auseinanderziehen und Zusammenschieben
- ★ Antennenspitze geschützt durch Plastik-Zierknopf

Verschiedene Ausführungen

- ★ Für Transistorempfänger — sieben verchromte Glieder — ineinandergeschoben 16 cm lang, auseinandergezogen 1 m lang (Standard-Modell)
- ★ Für tragbare Fernsehempfänger und alle Fernsehkanäle

SYMA

51, 59, rue du Port, AUBERVILLIERS (Seine) FRANCE
FLA. 39-39

Vertretungen für die Bundesrepublik zu vergeben!

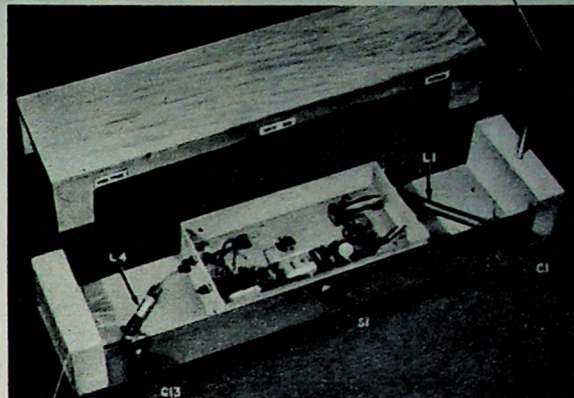
Um einen brauchbaren Tonumfang des Musikinstrumentes zu erhalten, muß sich die Schwingfrequenz von T 1 wenigstens um einige Kilohertz, also um einige Prozent der Grundfrequenz, durch die Handkapazität variieren lassen. Die Handkapazität überschreitet aber kaum jemals den Wert von einem Pikofarad und reicht daher im allgemeinen nicht einmal aus, um die Frequenz von T 1 um 0,1 % zu ändern. Die Wirkung der Handkapazität muß also vergrößert werden. Diese Aufgabe erfüllt die hochinduktive, verlust- und kapazitätsarme Spule L 1, die mit dem kleinen Kondensator C 1 und dem Antennenstab einen Reihenresonanzkreis bildet. Die Resonanzfrequenz dieses Kreises ist etwas niedriger als die Grundfrequenz (150 kHz) des Generators T 1, so daß die durch den Reihenresonanzkreis gebildete Nebenschlußimpedanz für den Schwingkreis U 1, C 2 kleiner ist als die des Antennenstabes allein. Auf diese Weise arbeitet man gleichsam auf der steilen Flanke der Resonanzkurve, da eine kleine Verschiebung der Resonanzfrequenz des Reihenresonanzkreises durch die Handkapazität gegen den Antennenstab eine verhältnismäßig große Änderung der Nebenschlußimpedanz für U 1, C 2 und damit der Schwingfrequenz von T 1 hervorruft.

Die beiden Generatoren T 1 und T 2 des Schwebungssummers sind durch die Kondensatoren C 4 und C 5 recht stark miteinander gekoppelt. Diese starke Kopplung hat zwei hier sehr erwünschte Wirkungen: Die beiden Generatoren haben die Neigung, sich gegenseitig zu synchronisieren, und außerdem treten gewisse Zieherschaltungen auf. Dadurch ist gewährleistet, daß beide Generatoren mit genau der gleichen Frequenz schwingen und das Instrument daher keine Tonfrequenz erzeugt, wenn die Hand vom Antennenstab entfernt ist. Wird der Generator T 1 durch die Handkapazität so weit verstimmt, daß eine tonfrequente Differenzspannung an R 6 auftritt, so hat das durch die starke Kopplung verursachte geringe Mitziehen des anderen Generators zur Folge, daß die tonfrequente Spannung eine etwa dreieckige Kurvenform hat, also sehr obertonreich ist, was dem Instrument seinen charakteristischen Klang verleiht.

Das Gerät weist noch eine Verstärkungsregelung besonderer Art auf, die nicht nur die Lautstärke bestimmt, sondern auch den Ton beim Übergang von einer Tonhöhe zu einer anderen unterdrückt. Da die Tonhöhe vom Abstand der Hand vom Antennenstab abhängt, würde sich die Frequenz des Tones bei Abstandsänderungen bis zu der neuen Tonhöhe stetig ändern, das Gerät würde also „herauf- oder herunterheulen“. Daher darf kein Ton hörbar sein, bis die Hand die der neuen Tonhöhe entsprechende Lage eingenommen hat. Diese Lautstärkeregelung erfolgt mit der anderen (meistens linken) Hand, die vor einer zweiten, plattenförmigen Antenne bewegt wird. Diese Antennenplatte ist, ähnlich wie der Antennenstab für die Tonhöhe, Teil eines Reihenresonanzkreises L 4, C 13, der parallel zu dem Schwingkreis L 3, C 11 liegt, dem über R 9 die Schwingspannung des

mit einer festen Frequenz schwingenden Oszillators T 3 zugeführt wird. Der Reihenresonanzkreis ist so abgestimmt, daß seine Eigenfrequenz mit der von T 3 sowie mit der Eigenfrequenz des Kreises L 3, C 11 übereinstimmt, wenn die Hand von der Antennenplatte entfernt ist. Der Reihenresonanzkreis hat dann eine sehr kleine Impedanz und schließt praktisch L 3, C 11 kurz, so daß an der Diode D 2 auch keine Gleichspannung, die gleichzeitig über den Spannungsteiler R 11, R 7 die Basisvorspannung von T 4 darstellt, entstehen kann. Bei Annäherung der Hand an die Antennenplatte wird der

Antennenstab für Tonhöhe



Antennenplatte für Lautstärkeregelung

Bild 2. Aufbau des Theremin-Gerätes

Reihenresonanzkreises L 4, C 13 gegen die Frequenz des Oszillators T 3 verstimmt, seine Impedanz steigt an, und an D 2 tritt eine Gleichspannung auf, die sich bei extremer Annäherung bis auf etwa -5 V erhöht. Die zunehmende negative Vorspannung an der Basis von T 4 setzt seinen Kollektorstrom immer mehr herab und sperrt T 4 schließlich ganz. Auf diese Weise kann die Amplitude der Tonfrequenzspannung am Kollektor von T 4 zwischen 0 und 0,5 V nur durch Bewegungen einer Hand vor der Antennenplatte variiert werden.

Die beiden Antennen sollen einen gegenseitigen Abstand von wenigstens 50 cm haben und mindestens 1 m vom Erdboden entfernt



„Bitte ein Tonband!“

Empfehlen Sie mit gutem Gewissen MAGNETOPHONBAND BASF! Tonbandfreunde in mehr als 100 Ländern schätzen es.

Tonbandfreunde sind wissensdurstig! Fordern Sie deshalb bei uns die kostenlosen Informationsschriften an.

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten, z. B. GEMA, Bühnenverlage, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw., gestattet.

Magnetophonband



oberflächenvergütet	=	spiegelglatte Oberfläche
magnetisch stabil	=	kein Aufnahmeschwund
kopierfest	=	echofrei
voll dynamisch	=	naturgetreuer Klang

REF

ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE UND LICHTQUELLEN

jetzt auf 1000 qm Messefläche
im Haus der Rundfunk- und
Fernsehgeräte-Technik

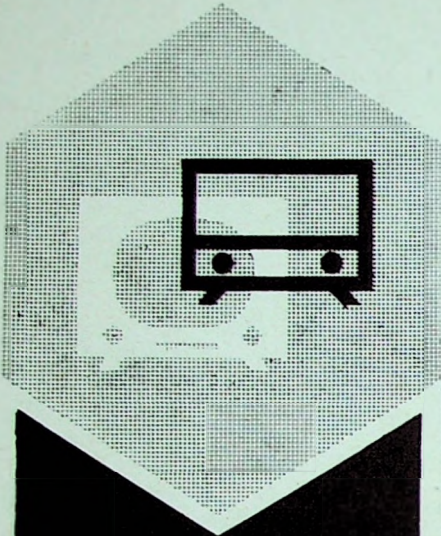
LEIPZIG C1 • NEUMARKT 9-19

(Städtisches Kaufhaus)

Deutsche Demokratische Republik

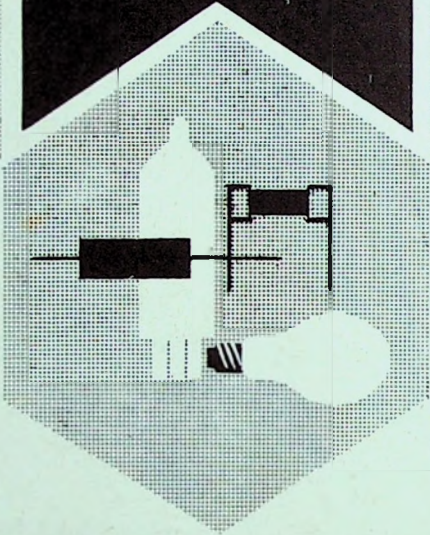


REF



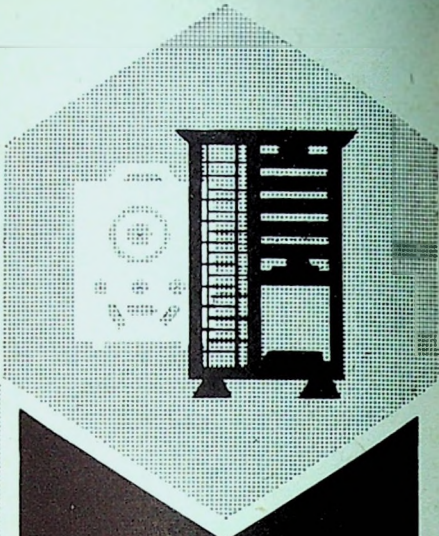
RFT

VVB R-F-T
BAUELEMENTE UND
VAKUUMTECHNIK
BERLIN O 17



RFT

VVB R-F-T
RUNDFUNK UND
FERNSEHEN
DRESDEN N 6



RFT

VVB R-F-T
NACHRICHTEN-
UND MESSTECHNIK
LEIPZIG C 1

100 Neuentwicklungen bei 600 R-F-T Exponaten

In dieser bemerkenswerten Proportion stellt die R-F-T Schwachstromtechnik der Deutschen Demokratischen Republik ihr weit gespanntes Fertigungsprogramm auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1961 in zwei insgesamt 4500 qm großen Kollektivausstellungen und auf gesonderten Einzelständen vor und greift damit eindrucksvoll in den internationalen friedlichen Wettbewerb ein.

Die 48 hier ausstellenden R-F-T Betriebe stehen Ihnen, wie allen Fachleuten dieses wichtigen Industriezweiges der Elektrotechnik, mit einem Stab versierter Fachkräfte in Leipzig zur Verfügung.

R-F-T Kollektivausstellungen:
 Techn. Messe: Halle 18 und Halle 15
 Innenstadt: Messehaus Rundfunk- und Fernseh-
 geräte-Technik
 Leipzig C1, Neumarkt 9-19
 Deutsche Demokratische Republik



Unter diesem Zeichen
finden Sie
zur Leipziger Messe
alle interessanten Neuheiten
der volkseigenen
Elektroindustrie

COUPON

An R-F-T Werbung, Leipzig C1, Barfußgässchen 2-8

Senden Sie bitte kostenfrei Ihre R-F-T Neuheiten-Sonderdruckschriften

Name

Firma

Adresse

Land

Bemerkungen



Betrifft Hochfrequenz- und Ultraschallgeneratoren

Unsere bekannte und bewährte F-Serie der Industrie-Trioden wurde nach oben erweitert durch je einen Typ für die drei forcierten Kühlarten
FTL 12-1 Luftkühlung 12 kW
FTW 12-1 Wasserkühlung 20 kW
FTS 12-1 Siedekühlung 20 kW

Anodenverlustleistung
 Ausgangsleistung Osz. C 24 kW bei 30 MHz

Für diese in das BROWN BOVERI-Röhrenhandbuch noch nicht aufgenommenen Typen liefern wir allen Interessenten auf Wunsch gern ausführliche Datenblätter.

BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

BBC

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szebehelyi, Hamburg-Gr. Plottbek, Grottenstraße 24. Tel.: 82 71 37

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

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Verkäufe

NORDFUNK Elektronik-Versand
 Neue Anschrift:
 Bremen, Herdentorsteinweg 43
 1 Minute vom Hauptbahnhof

Kraftverstärker 75 Watt, Telefunken, 3 Feho Trichter - Breitbandlautsprecher, 12,5 Watt wegen Geschäftsaufgabe zu verkaufen Elektro Dorn, Ramholz 10, Kr. Schlüchtern/Hessen.

4 Hochspannungstransformatoren fabrikneu, SN 25/1, Schaltung SFJ
 U/primär: 110/220 V U/sekundär: 1 kV
 I/primär: 0,2/0,1 A I/sekundär: 25 mA

6 Schoeller Einbaulüfter, gebraucht VWV 1422 mit Kunststoffflügeln 2200 U/min. 220 V AC 20 W

34 Laufwerksteller passend zu ELAC-Miraphon-10-Geräten

14 Raumtemperatur-Feinfühler K und P, Typ F 14... 28°

13 motorbetriebene Stellglieder K und P ausgebaut aus FSL-Relais Erregerwicklung 8 V, 50 Hz

preisgünstig zu verkaufen

ELECTROLA GES. MBH
 Köln-Braunsfeld, Maarweg 149

Radiogeschäft in Oberbayern

seit 30 Jahren gut eingeführt, zu verkaufen oder verpachten. Tüchtiger Fachmann Voraussetzung. Angebote erbeten unter F. P. 8357

Unterricht



Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik erwerben Sie sich durch den Christiani-Fernlehrgang Radio-technik, 25 Lehrbriefe, 850 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Lehrplan und Informationsschrift kostenlos. Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postfach 1957



Sofort lieferbar! Texas-Quarzkristalle

Für Industriebedarf und andere kommerzielle Zwecke. Für alle Frequenzbereiche. Luftdicht gekapselte Ausführungen und alle anderen gängigen Typen. Engste Toleranzen. Nach MIL-Vorschriften. Niedrige Preise.

TEXAS CRYSTALS Auslandsalleinvertretung:
 E. D. MAGNUS & ASSOCIATES, INC., 188 W. Randolph Street
 Chicago 1, Illinois, U.S.A. Kabeladresse: ULLMAG

Sehr gut eingeführte Westberliner

mit eigenem Wagenpark, großem Lager und Ausstellungsräumen im eigenen Haus zwecks Erweiterung des Betriebes leistungsfähige

von Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie Zubehör und sonstigen elektrotechnischen Neuheiten. Eventuell könnte auch eine Vertretung übernommen werden.

Elektrogroßhandlung sucht Herstellerfirmen

Zuschriften erbeten unter F. R. 8359

METALLGEHÄUSE



Elkoflex
 Isolierschlauchfabrik
 Gewebehaltige, geweblöse und Glasseidensilicon-

Isolierschläuche

für die Elektro-, Radio- und Motorenindustrie

Werk Berlin NW 21, Huttenstr. 41-44

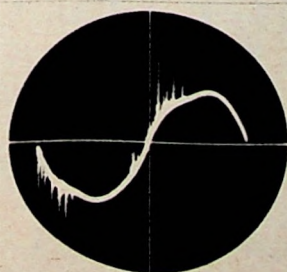
Zweigwerk
 Gartenberg / Obb., Rübzahlstr. 663

Mehe als ein Hobby!

**Radio-Elektro-
 Elektronik-basteln**
 Leicht gemacht mit
**RIM-
 BASTELBUCH 1961**
 über 60 Selbstbauvorschläge
 240 Seit. Bei Vorkasse (Postsch. Kto. Mchn. 13753)
 im Inland DM 3,- im Ausland DM 3,40

RADIO-RIM

München 15 · Bayerstr. 25



Die qualitätsmäßigen Eigenschaften von Kleinkondensatoren werden bestimmt durch Isolationswiderstand, Verlustwinkel, Feuchtigkeitssicherheit und Temperaturbereich. Für die moderne Anwendungstechnik verdienen zwei weitere Merkmale noch besondere Beachtung:

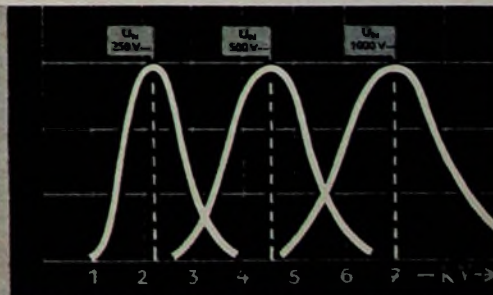
IONISATIONS-GRENZE UND MITTLERE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Diese beiden Meßgrößen bestimmen entscheidend das Lebensdauerverhalten der Kondensatoren.

**Tropydur
 KONDENSATOREN**

sind auf Grund ihres Herstellungsverfahrens weitestgehend frei von Luftschlüssen. Dies erklärt das besonders günstige Ionisationsverhalten und die hohe mittlere Durchschlagsspannung. WIMA-Tropydur-Kondensatoren werden millionenfach in Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendet!

WILHELM WESTERMANN
 SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN · MANNHEIM





VALVO

PL 500

Leistungspentode

für Horizontal-Ablenkstufen

im Fernsehempfänger

Die neue Endpentode VALVO PL 500 ist durch ihren hohen zulässigen Spitzenstrom besonders zur Verwendung in Ablenkstufen von Viernormengeräten geeignet. Ihre große Leistungsreserve wirkt sich in jedem Fall günstig auf ihre Lebensdauer aus.

Die hohen zulässigen Spitzenströme werden durch das große Verhältnis von Anodenstrom zu Schirmgitterstrom und durch die Verminderung der Sekundäremission als Folge einer neuartigen Anodenkonstruktion ermöglicht. Das große I_a/I_{g2} -Verhältnis erreicht man dadurch, daß die Schirmgitterwindungen im Schatten der Steuergitterwindungen liegen. Die Sekundäremission wird besonders durch die Ausbildung der Anode als Kammeranode vermindert. Das Anodenblech ist in vertikale Kammern aufgeteilt, in denen sich die Sekundärelektronen zum größten Teil wieder fangen. Die Funktion des Bremsgitters wird von Leitblechen übernommen, die durch Strahlbündelung eine Vergrößerung der Raumladung zwischen Schirmgitter und Anode bewirken. Die so entstehende Potentialsenke behindert den Übergang der restlichen noch aus der Kammeranode austretenden Sekundärelektronen auf das Schirmgitter.

Die bei Miniatur- und Novalröhren verwendete Allglastechnik wird mit dieser Röhre auch für größere Typen eingeführt. Der Magnovalsockel der PL 500 ergibt bessere Isolation, größere Wärmeableitung und hohe Betriebssicherheit.

Technische Daten

Heizung:

indirekt, Wechsel- oder Gleichstrom

Serienspeisung

$I_f = 300 \text{ mA}$ $U_f = 27 \text{ V}$

Dynamische Kenndaten:

$U_a = 75 \text{ V}$ $I_{as} = 440 \text{ mA}$

$U_{g2} = 200 \text{ V}$ $I_{g2s} = 37 \text{ mA}$

$U_{g1} = -10 \text{ V}$

