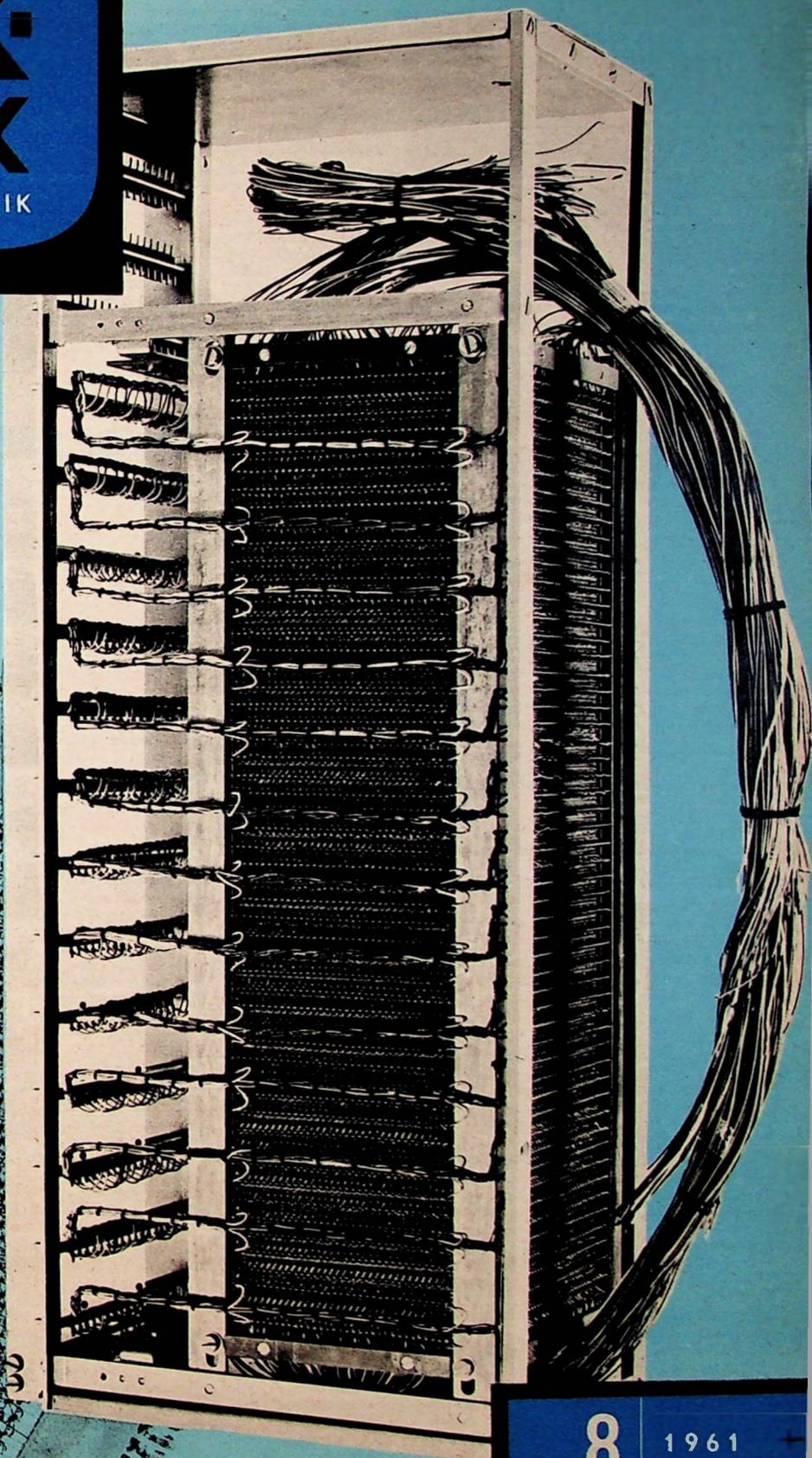
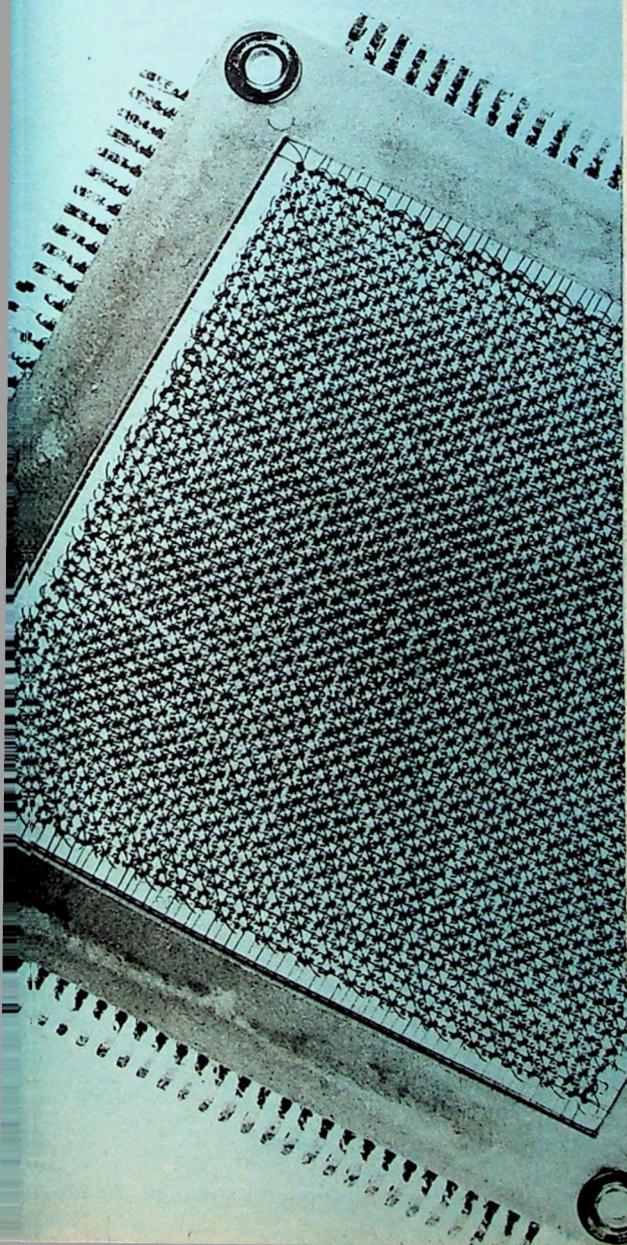


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

2. APRILHEFT



8

1961

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung



2. APRILHEFT 1961

Enge Zusammenarbeit zwischen Graetz KG und Standard Elektrik Lorenz AG

Von der Graetz KG, Altena, und der SEL, Stuttgart, wurden seit längerer Zeit Verhandlungen mit dem Ziel geführt, durch enge Zusammenarbeit einen maximalen Stand der Rationalisierung herbeizuführen und unter Ausnutzung von Vorstufen-Fertigungen eine noch bessere Marktanpassung zu erreichen. Diese Verhandlungen führten jetzt zu einem Vertragsabschluss, der den Interessen und der Marktbedeutung beider Unternehmens-Gruppen gerecht wird.

Lehrtagung „Messen von Zustandsgrößen und Stoffeigenschaften im Betrieb“

Die VDE / VDI - Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen hat im vorigen Jahr in Krefeld und Mannheim mit großem Erfolg eine Tagung über „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“ abgehalten. Diese Vortragsreihe soll jetzt fortgesetzt werden mit einer Lehrtagung „Messen von Zustandsgrößen und Stoffeigenschaften im Betrieb - neuere Methoden und Geräte“, die am 18. und 19. Mai 1961 in den Zoo-Gaststätten Lindenhof in Münster/Westf. stattfindet.

Am 1. Tag soll die Methodik des Messens von Zustandsgrößen der Stoffeigenschaften behandelt werden, am 2. Tag die Übertragung und Darstellung der Meßwerte.

Bei allen Vorträgen werden die theoretischen und physikalischen Grundlagen nur in dem für das Verständnis erforderlichen Umfang gebracht. Hauptsächlich werden der gegenwärtige Stand der Technik dargelegt und die derzeitigen Entwicklungsrichtungen aufgezeigt.

Philips-Diktiergerät

„EL 3581“

technisch verbessert

Die Deutsche Philips GmbH stellt ihr Diktiergerät in einer neuen verbesserten Ausführung vor. Eine End-Signaleinrichtung kündigt jetzt durch Summieren das Ende des Tonbandes an. Alle Bänder in der Bandkassette werden künftig mit einer Schaltfolie zum Auslösen des akustischen Signals geliefert. Durch die Mikrofon-Telefon-Blitzumschaltung kann während des Diktates sofort von Mikrofon- auf Telefonaufnahme umgeschaltet werden. Die bisherige Banduhr wurde durch ein genau anzeigendes Zählwerk mit Rückstellwerk ersetzt, dadurch erleichtertes Auffinden bestimmter Diktatstellen. Durch gleichzeitiges Drücken der Aufnahme- und Rücklauffaste (Schnelllöschung) kann innerhalb weniger Augenblicke die Aufzeichnung des Tonbandes gelöscht werden.

Ziffernanzeigeröhre XN-1

Neben der bereits bekannten dekadischen Ziffernanzeigeröhre GN-1, bei der die Anzeige auf der Stirnseite der

Röhre erscheint, bringt Standard Elektrik Lorenz eine neue dekadische Ziffernanzeigeröhre XN-1 heraus, deren Ziffern sich bei senkrecht stehender Röhre an der Seite ablesen lassen. Die Ziffernhöhe ist 14 mm. Die Kaltkathoden-Gasentladungsröhre XN-1 hat die Abmessungen einer Miniaturröhre. Elf im Röhrenboden auf 10 mm Kreisdurchmesser um 30° versetzte Anschlußdrähte gestatten das Einlöten auch in gedruckte Schaltungen. Die mittlere Lebensdauer bei dekadischem Betrieb liegt bei etwa 30 000 Stunden. Die Röhre kann mit Gleichspannung und Halbwellen-Wechselspannung betrieben werden. Grenzwerte: minimale Zündspannung 180 V₋, maximale Löschspannung 125 V₋, maximaler Anodenstrom 2 mA, maximale Kathodenbelastung etwa 0,3 W, Brennspannung (bei 1,5 mA) 130 V₋.

Aus der Amateur-Arbeit

UKW-Tagung in der Eifel

Der Distrikt Köln-Aachen des DARC wird am 30. April 1961 eine UKW-Tagung veranstalten. Auf dem vorläufigen Programm stehen eine Fuchsjagd und eine Reihe von Kurzvorträgen. Es wird Gelegenheit geboten, Punkte für die Mobil-Plakette der EMC zu sammeln. Tagungsort ist die Burg Nideggen in der Nähe von Düren.

Deutschlandtreffen der Funkamateure

Beim Deutschlandtreffen des DARC in der Zeit vom 19. bis zum 22. Mai 1961 in Dortmund werden das Parkrestaurant Flora in der Ardeystraße 45 und der Pavillon des Verkehrsvereins am Hauptbahnhof wichtige Stützpunkte sein. Während der Pavillon als Außenstelle des Quartierbüros arbeitet, sind in der „Flora“ die Tagungsleitung, die Industrieausstellung, die Quartiervermittlung und die Hauptfunkstelle DL Ø KT untergebracht. Dort befindet sich auch die Pressestelle des DARC; sie steht über eine Funksprechlinie in ständiger Verbindung mit der Hauptfunkstelle.

Zahlreiche Fachvorträge und Sonderveranstaltungen bilden den Rahmen des Deutschlandtreffens. Höhepunkte des Programms sind am 19. Mai die drahtlose Sternfahrt am Vormittag, der Begrüßungsabend (20 Uhr) in den Reinoldi-Gaststätten, am 20. Mai der Bunte Abend, der gleichfalls in den Reinoldi-Gaststätten stattfindet, sowie am 21. Mai das große Hamfest (19.30 Uhr) im Goldsaal der Westfalenhalle.

Anmeldekarten für das Treffen, die gleichzeitig zur Teilnahme und zum Besuch der Bundesgartenschau berechtigen, versendet gegen 5,- DM die Tagesleitung, Dortmund, Borsigstraße 68.

FT-Kurznachrichten	234
Elektronische Bauelemente im Aufbruch	237
Der Kampf um die Urheberrechte bei Tonbandaufnahmen	238
Niederspannungskondensatoren mit hoher Kapazität	239
Vertikal-Endstufe mit verkleinertem Ausgangstransformator	240
Stereo-Phonokoffer »PE Musical 660 Stereo«	241
»AG 9014« — Ein Stereo-Verstärker in Hi-Fi-Technik	242
Persönliches	244
Der Trinitor	245
FT-SAMMLUNG	
Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden - Wirkungsweise und Schaltungstechnik (14)	247
Mathematik	
Einführung in die Laplacetransformation (7)	249
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Berechnung und Konstruktion von Koaxial-Topfkreisen	252
Keramische Kondensatoren mit millionenfacher Dielektrizitätskonstante und moleküldünnem effektiven Dielektrikum ...	253
Wirkung der Schaltfrequenz auf die Vierschichtdiode	256
Die Klangsäule - Ein Zusatzlautsprecher hoher Qualität	258
Für den jungen Techniker	
Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe	260

Zum zweiten Fernsehprogramm

Das Bundespostministerium für das Post- und Fernmeldewesen teilte mit:

1. Durch vielseitige Verlautbarungen sind Mißverständnisse über die Auswirkungen des Urteils des Bundesverfassungsgerichts im sogenannten Fernsehstreit entstanden. Zur Klarstellung wird auf folgendes hingewiesen:

1) Das Bundesverfassungsgericht hat die Zuständigkeit des Bundes für die Regelung der sendetechnischen Seite des gesamten Ton- und Fernseh-Rundfunks gemäß Art. 73 Nr. 7 GG bekräftigt.

2) Das Gesetz über Fernmeldeanlagen gilt auch für den Rundfunk als Bundesrecht fort.

3) Der Bund hat demgemäß das ausschließliche Recht zur Errichtung und zum Betrieb von Rundfunksendeanlagen.

4) Veranstalter von Rundfunksendungen bedürfen hierzu einer Genehmigung des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen. Die Befugnisse des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen beschränken sich demgemäß nicht — wie vielfach irrtümlich angenommen wird — auf die bloße Zuteilung von Frequenzen.

II. Einige Rundfunkanstalten haben in diesen Tagen beim Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen Frequenzen zum Zwecke der Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms beantragt. Der Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen hat mit Rücksicht auf das Urteil des Bundesverfassungsgerichts im sogenannten Fernsehstreit zunächst die Regierungschefs der Länder von den Anträgen der Rundfunkanstalten verständigt und sie um Mitteilung gebeten, ob die Vorhaben der Rundfunkanstalten, ein weiteres Fernsehprogramm zu veranstalten, den Vorstellungen der Länder entsprechen. Die Rundfunkanstalten sind hiervon unterrichtet worden.

Nach einem Beschluß der am 17. März 1961 in Bonn tagenden Ministerpräsidenten der Bundesländer sollen die Länder eine von den bestehenden Rundfunkanstalten unabhängige Anstalt öffentlichen Rechts zur Verbreitung eines gemeinsamen zweiten Fernsehprogramms errichten. Als Zeitpunkt für den Start eines derartigen bundeseinheitlichen zweiten Fernsehprogramms gilt der 1. Juli 1962. Die Ministerpräsidenten setzten sich außerdem dafür ein, daß die Rundfunkanstalten der Länder für eine bis zum 30. Juni 1962 befristete Übergangszeit ein Kontrastprogramm zum ersten Programm gestalten.

Dementsprechend beschlossen die am 23. März 1961 in München tagenden Intendanten der Sendeanstalten, vom 1. Juni 1961 ab ein gemeinsames, zunächst zweistündiges zweites Fernsehprogramm als echtes Kontrastprogramm über Sender der Bundespost auszustrahlen.

Unser Titelbild: Ferritkernspeicher für elektronische Rechenmaschinen. Der in dieser Größe neuartige Speicherblock im Gestell besteht aus 53 Speichermatrizen (linkes Bild), von denen eine als Reserve vorgesehen ist. Der Block kann 4096 zwölfstellige Dezimalzahlen sowie die zugehörigen Vorzeichenstellen speichern; dies entspricht 4096 x 52 Bit. Die Bit-Dichte ist etwa 44 Bit/cm². Jeder Matrixrahmen ist 120 x 120 x 6,5 mm groß. Aufnahmen: Seatil-Magnesia AG

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 235, 236, 251, 263 und 264 ohne redaktionellen Teil

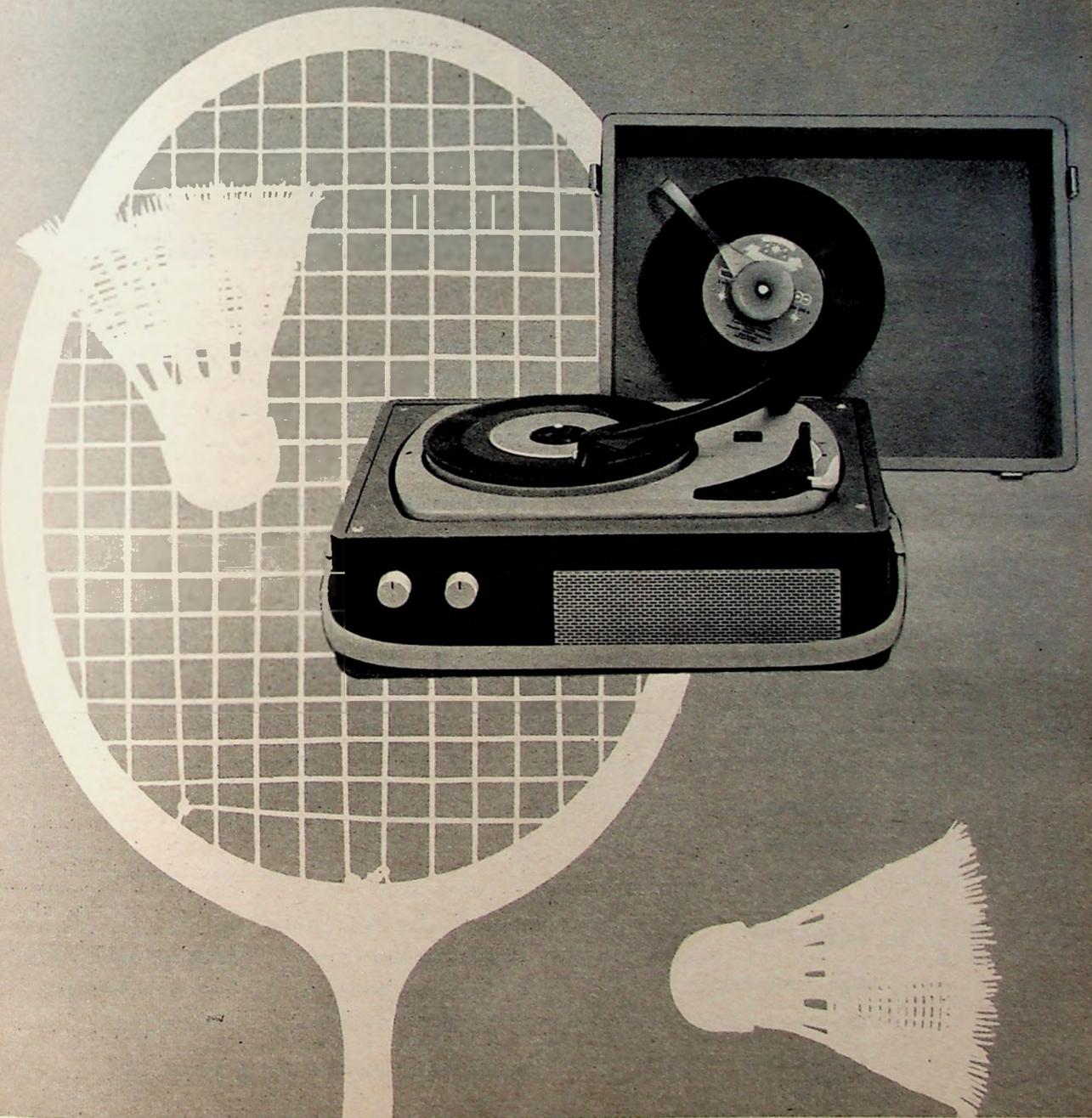
VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: 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: Eisnerdruck, Berlin



Dual party 300 BV- ein vielversprechendes Sommergeschäft

Jeder Kniff, jede technische Raffinesse des neuen Dual party 300 BV – ein verkaufstarkes Argument. Dieser energiegeladene, formschöne Transistor-Batteriekoffer ist vom Stromnetz völlig unabhängig, spielt Platten aller Größen und Geschwindigkeiten originalgetreu und klangvoll und präsentiert sich ohne Traggriff als formschönes Heimgerät. Ein Phonokoffer also, wie ihn sich junge, lebensfrohe Musikfreunde wünschen – ideal für Wochenende und Urlaubszeit.

Für Sie aber ist er mehr: ein Dual-Erzeugnis mit den besten Verkaufschancen. Empfehlen Sie deshalb den party 300 BV gerade jetzt – seine Zeit ist gekommen.



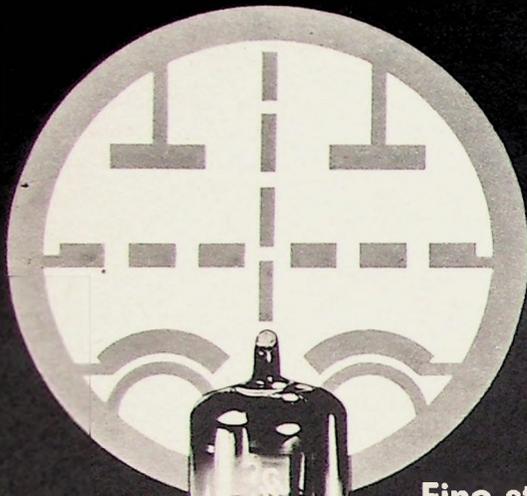
Zum guten Ton gehört Dual





SIEMENS

SPEZIALRÖHREN



E 288 CC

Eine steile, rauscharme Leistungs-Doppeltriode



B 96

Deutsche
Industrie-Messe
Hannover
Halle 13

Kenndaten:

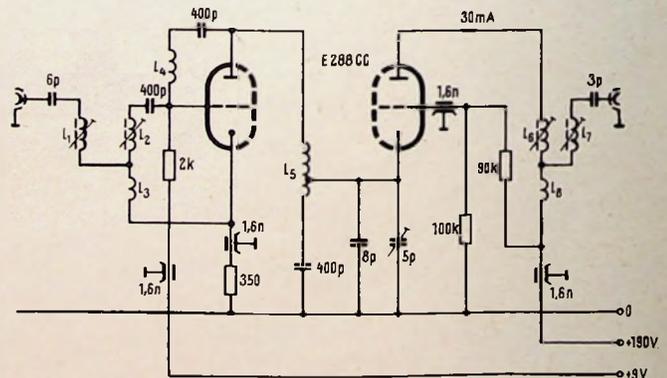
- $U_f = 6,3 \text{ V}$
- $I_f = 0,5 \text{ A}$
- $U_{ba} = 100 \text{ V}$
- $U_{bg} = +9 \text{ V}$
- $R_k = 350 \Omega$
- $I_a = 30 \text{ mA}$
- $S = 18 \text{ mA/V}$
- $\mu = 25$
- $R_i = 1,4 \text{ k}\Omega$
- $R_{\ddot{a}q} = 200 \Omega$

Grenzdaten:

- $U_a = \text{max. } 250 \text{ V}$
- $Q_a = \text{max. } 3,0 \text{ W}$
- $I_k = \text{max. } 40 \text{ mA}$

Die E 288 CC ist besonders geeignet für Cascodeschaltungen in breitbandigen HF- und NF-Verstärkern sowie für Zähschaltungen hoher Zählfrequenz, für Impulsstufen, Frequenzvervielfacher und Kathodenverstärker.

Anwendungsbeispiel: HF-Breitbandverstärker



- Frequenzbereich 174 bis 223 MHz, Welligkeit 1 dB
- Ausgangsspannung 1 V bei Rauschzahl im Mittel 5,5 dB
- Kreuzmodulationsfaktor 1%, Eingang und Ausgang unsymmetrisch 60
- Leistungsverstärkung 22 dB

Ausführliche Unterlagen erhalten Sie auf Anfrage



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



H. C. RIEPKA, Vorstandsmitglied der Steatit-Magnesia AG

Elektronische Bauelemente im Aufbruch

Wie aus der Produktionsstatistik des ZVEI hervorgeht, ist der Produktionswert elektronischer Bauelemente (EBE) von 270 Mill. DM im Jahre 1955 auf etwa 650 Mill. DM im Jahre 1960 gestiegen. An dieser Fertigung beteiligen sich rund 100 deutsche Fabriken; sie stellen diejenigen Bauteile her, die in den Geräten die Schaltsymbole C, L und R repräsentieren, sowie mechanische Bauelemente für die Verbindung und Unterbrechung von Stromkreisen, also Schalter, Drucktasten und dergleichen.

Die obenerwähnte Produktionssteigerung auf das 2½fache innerhalb von fünf Jahren läßt erkennen, daß der Einsatz der EBE nicht nur bei der Rundfunk- und Fernsehindustrie gestiegen ist, sondern daß auch die sonstige Elektroindustrie mehr und mehr von Verstärkerschaltungen Gebrauch macht. Man denke beispielsweise nur an die steigende Verwendung automatischer Ölheizungen, an die Automatisierung der Fernmelde- und Fernwirktechnik, an die elektronischen Großrechenanlagen.

Der militärische Bedarf und die Anforderungen für die Raketentechnik und Raumfahrt an die Hersteller von elektronischen Bauelementen spielen in Deutschland eine sehr kleine Rolle (unter 5%). Ganz anders in den USA; hier werden etwa 52% aller EBE für militärische Zwecke und Raketentechnik und nur 30% für Funk und Fernsehen sowie 18% für die zivile Elektroindustrie benötigt. Daher erreichte die vergleichbare EBE-Industrie in den USA im Jahre 1960 einen Umsatz von etwa 3,5 Milliarden DM, und man schätzt nach den vorliegenden Veröffentlichungen die Bedarfssteigerung für 1961 auf 15% und bis 1965 auf 50%. Ähnlich liegen die Verhältnisse in England, Frankreich und Japan. (Japan erreichte schon 1959 auf dem EBE-Gebiet die gleiche Kapazität wie Westdeutschland.)

Diese andere Zusammensetzung des Kundenkreises beeinflusst unmittelbar die Entwicklungsrichtung, und so sind Anforderungen wie Mikrominiaturisierung, Betriebsfähigkeit bei Raumtemperaturen über 200° C und Langlebensdauer bei der Entwicklung von EBE im Ausland — oder für den deutschen Export — von ganz anderer Bedeutung. Trotzdem bringen die wichtigsten Industrieausstellungen für unser Arbeitsgebiet, der Salon International des Composants Électroniques in Paris und die Deutsche Industrie-Messe in Hannover, doch recht beachtliche Neuentwicklungen, denn dem Entwicklungingenieur für elektrische Geräte müssen für die Erfüllung seiner Aufgaben, neben Röhren und Transistoren erhöhte Leistung, verbesserte oder neukonstruierte EBE zur Verfügung stehen, wenn er die ihm gestellten, immer schwieriger werdenden Aufgaben zufriedenstellend lösen will. Es ist ein glücklicher Zufall, daß die Festkörperphysik gerade jetzt so große Fortschritte macht und auch die Nachrichtentechnik durch neuartige EBE von diesen neuen Erkenntnissen Gebrauch machen kann. Besondere Aufgaben werden zur Zeit gestellt durch eine zu erwartende Transistorisierung der Fernsehgeräte in den kommenden Jahren.

In der Produktion der EBE stehen umsatzmäßig die Kondensatoren aller Art an der Spitze. Bei den Aluminium-Elektrolytkondensatoren ist bereits ein hoher technischer Stand erreicht. Es gelang, sie für Betriebstemperaturen bis 85° C herzustellen, und ihre Lebensdauer ist für alle Zwecke völlig ausreichend. Eine ernsthafte Konkurrenz ist für sie jedoch durch die Tantal-Elektrolytkondensatoren entstanden, die wegen ihres geringen Raumbedarfs und verschiedener anderer Vorteile reizvoll sind. In trockener Ausführung werden jetzt Tantal-Elektrolytkondensatoren bis 700 µF, 125° C Gebrauchstemperatur und 35 V_{BS} Belastbarkeit sowie in feuchter Ausführung bis 500 µF, 85° C und 75 V_{BS} hergestellt. Die Folienkondensatoren wurden in ihren Eigenschaften laufend durch die Leistungen der Kunststoffindustrie verbessert. Besondere Fortschritte sind bei den Keramik-kondensatoren festzustellen. Einerseits gelang es, auch bei den

hochkapazitiven Massen (Bariumtitanate) die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur erheblich zu verringern. Andererseits konnte man durch die Herstellung keramischer Folien den Raumbedarf herabsetzen. Eine Neuerscheinung auf der Messe in Hannover werden keramische Sperrschichtkondensatoren sein, bei denen die Kapazität durch den Sperrschichteffekt zwischen der Metallisierung und dem keramischen Körper gebildet wird und bei denen die Dicke dieses keramischen Körpers nur durch die Anforderungen an die mechanische Festigkeit gegeben ist. Derartige Sperrschichtkondensatoren erreichen bei einer Betriebsspannung von 30 V einen Flächenfaktor von 500 pF je mm².

Eine andere Entwicklung auf dem Gebiet keramischer Kondensatoren geht dahin, die Schutzlackierung durch eine Glasur zu ersetzen, so daß derartige Kondensatoren in dem Temperaturbereich von -55 bis +200° C verwendet werden können. Da Kleinstkondensatoren großer Kapazität für Transistorgeräte unentbehrlich sind, wird — abgesehen von den erwähnten Sperrschichtkondensatoren — daran gearbeitet, ein geeignetes anorganisches Dielektrikum auf den Elektroden nach irgendeinem Verfahren niederzuschlagen, um den Raumbedarf weitgehend zu verringern. In die gleiche Richtung geht die Entwicklung keramischer Paketkondensatoren, bei denen die Elektroden mehrschichtiger Kondensatoren beim keramischen Brand in einem Arbeitsgang erzeugt werden.

In diesem Zusammenhang sei noch darauf hingewiesen, daß keramische Kondensatoren — gegebenenfalls gemeinsam mit Ferritperlen — große Bedeutung als Durchführungskondensatoren und Durchführungsfilter für Tuner im VHF- und UHF-Bereich erlangt haben. Diese Vierpole müssen zur Unterdrückung der Störstrahlung induktive Zweige und geeignete Dämpfung zur Vermeidung von Resonanzstellen haben.

Eine ebenso rege Entwicklung wurde auf dem Gebiet der Werkstoffe für Induktivitäten, insbesondere der Ferrite, betrieben. Hier ging es einerseits um die Verkleinerung der Baumaße, andererseits um die Anpassung der elektrischen Werte an die neuen Anforderungen. So war es bei Ferriten für Fernsehgeräte notwendig, Massen zu entwickeln, deren Verluste möglichst gering und darüber hinaus aber auch noch möglichst unabhängig von der Betriebstemperatur sein sollen. Besonders erwünscht waren Ferrite, bei denen die Verluste mit steigender Temperatur sogar fallen.

Trotz gegenteiliger Voraussagen haben sich Ferritantennenstäbe weiterhin behauptet. Es gelang, ihre Permeabilität, also ihre Antennenwirkung, erneut zu steigern, ohne daß sich die Verluste erhöhten. Durch geeignete Versätze wird die Empfindlichkeit dieser Antennenstäbe gegenüber dem Netzbrummen geringgehalten, und es konnte auch die Temperaturabhängigkeit merkbar verringert werden.

Neue Anforderungen an die Ferrite stellte die Transistortechnik, denn bei der Verkleinerung dieser Geräte mußten auch die entsprechenden Bandfilter auf Fingerhutgröße und darunter gebracht werden.

Auf dem Gebiet der allgemeinen Nachrichtentechnik, insbesondere für den Fernverkehr, haben Ferritspulenkerne die Pulverkerne für Pupinspulen und Filterspulen aller Art endgültig überholt. Es gelang jetzt, Ferrite herzustellen, die bei einem $\mu \cdot Q$ -Produkt von über 300000 (bei 100 kHz) eine überraschend hohe Temperatur- und Zeitkonstanz aufweisen. Für diese Sonderferrite und insbesondere auch für die Speicherkernferrite sind ultrareine Werkstoffe Voraussetzung, und die Brennvorgänge müssen sehr sorgfältig überwacht werden.

Auch bei den Speicherkernen für Großrechenmaschinen ist die Entwicklung weitergegangen; sie geht in Richtung weiterer Verkleinerung der Matrizen und der Erhöhung der Gebrauchstemperaturen. Weiterhin

möchte man die Schaltzeit verringern und den Strombedarf herabsetzen. In diesem Sinne werden jetzt Speicherringe mit einem Außendurchmesser von knapp 0,8 mm hergestellt, durch die vier Drähte (!) hindurchgezogen werden und deren Schaltzeit unter 1 Mikrosekunde liegt.

Umsatzmäßig nicht so bedeutend, aber trotzdem sehr wichtig, sind Ferrite für sehr hohe Frequenzen; man produziert jetzt Ferrite, die bei 600 MHz noch eine Güte von $Q = 20$ aufweisen.

Auf dem Widerstandsbereich ist die interessante Tatsache festzustellen, daß in den USA Vollmasse-Widerstände — die früher dort dominierten, in Deutschland aber nie eine Rolle gespielt haben — an Bedeutung verlieren und nur noch zu etwa 50% an der Gesamtproduktion beteiligt sind. Da der Hochohmwiderstand zu einem der ältesten EBE gehört, hat er jetzt einen gewissen Grad von Vollkommenheit erreicht, und die Entwicklungsarbeiten an ihm erstrecken sich nur noch auf gewisse Randgebiete. Führend ist nach wie vor auf Grund seines kleinen Temperaturkoeffizienten und seiner geringen Feuchteabhängigkeit der Glanzkohlewiderstand. Man versucht, ihn zu verbessern in Richtung einer Erhöhung der zulässigen Umgebungstemperatur (Lackproblem) und einer Verfeinerung der Fertigungskontrollen, um ein hohes Maß an Betriebssicherheit (reliability) zu erreichen. Interessante Untersuchungen laufen auch in Richtung der Anpassung dieser Widerstände an die Mikromodulteknik, bei der auf keramischen Plättchen von $8 \times 8 \text{ mm}^2$ Fläche und einigen zehntel Millimeter Dicke die verschiedenartigsten Bauelemente, also auch Widerstände, unmittelbar untergebracht werden sollen. Durch derartige Konstruktionen erreicht man eine Volumenreduktion um 95%.

Seit 1960 beginnen auch auf dem Nachrichtengebiet die Metallschichtwiderstände eine steigende Rolle zu spielen. Sie können mit einem Temperaturkoeffizienten bis zu $\pm 15 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ und einer Werttoleranz von $\pm 0,5\%$ und darunter hergestellt werden, haben eine hohe Belastbarkeit und hohe zeitliche Konstanz und so gut wie kein Eigenrauschen. Da ihre Preise durch erhöhte Produktionsmengen merkbar gefallen sind, rücken sie durchaus in den Anwendungsbereich üblicher elektronischer Schaltungen. Mit nach dem gleichen Vakuumverfahren herge-

stellten Metalloxyd-Widerständen gelingt es, sehr hochohmige Widerstände herzustellen, und zwar mit $\pm 1\%$ Auslieferungstoleranz bis 100 MOhm und $\pm 10\%$ Toleranz bis 10^{12} Ohm; ihr Temperaturkoeffizient ist relativ klein und liegt bei den heutigen Ausführungen in der Größenordnung von $\pm 5 \cdot 10^{-1}/^\circ\text{C}$.

Auch auf dem Gebiet der Regelwiderstände bringt die Deutsche Industrie-Messe Hannover verschiedene Neuerungen. Die Abmessungen der sogenannten Knopf-Potentiometer wurden nochmals herabgesetzt, und es wurden Potentiometerleisten mit bis zu 7 Potentiometern geschaffen, die durch leichte Austauschbarkeit den Reparaturdienst bei Fernsehgeräten wesentlich vereinfachen.

Eine sehr erfreuliche Neuerung sind Schichtpotentiometer, bei denen die bisher übliche Hartpapierplatte durch Oxydkeramik ersetzt wurde. Hierdurch ließ sich die Belastbarkeit dieser Potentiometer — auch bei erhöhter Raumtemperatur — auf etwa das Zehnfache steigern, so daß ein Potentiometer mit 20 mm Durchmesser für 1,5 bis 2 Watt Belastung geliefert werden kann (Wärmeleitfähigkeit von Hartpapier ist zum Beispiel $0,25 \text{ kcal m}^{-1} \text{ h}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, von Oxydkeramik $20 \text{ kcal m}^{-1} \text{ h}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$).

Auf dem Gebiet der temperaturabhängigen Widerstände ist die Entwicklung nicht stehengeblieben. Heißleiter finden immer größere Anwendung, sei es zur Temperaturkompensation bei Fernsehempfängern und Transistorschaltungen, sei es für allgemeine Regelaufgaben. Es werden auch Kaltleiter angeboten, die ähnlichen Zwecken dienen und gewissermaßen den Austausch von Ruhestrom- gegen Arbeitsstrom-Schaltungen ermöglichen. Auch spannungsabhängige Widerstände erscheinen im größeren Umfang auf dem Markt, nachdem es gelungen ist, ihre Regenerierfähigkeit sicherzustellen und die Fertigungstoleranzen einzuengen.

Die EBE-Industrie kann somit mit einem gewissen Stolz auf das letzte Entwicklungsjahr zurückblicken, und sie ist der Wissenschaft, insbesondere der Festkörperphysik, sehr dankbar, die ihre Forschungsergebnisse zur Verfügung stellte, mit denen neuartige Aufgaben in eleganter und preisgünstiger Weise gelöst werden konnten.

Der Kampf um die Urheberrechte bei Tonbandaufnahmen

Seit einiger Zeit hat der schon lange währende Streit um die Wahrung der Urheberrechte bei privaten Tonbandaufnahmen neue und zum Teil drastische Formen angenommen. Insbesondere die GEMA (Gesellschaft für musikalische Aufführungs- und mechanische Vervielfältigungsrechte) ist in diesem Kampf an die Öffentlichkeit getreten und hat nichts unversucht gelassen, um jeden Besitzer eines Tonbandgerätes zur Zahlung einer Gebühr zu zwingen. Zu diesem wichtigen und insbesondere die private Sphäre berührenden Fragenkomplex nahm am 24. März 1961 in Frankfurt am Main die Fachunterabteilung Tonbandgeräte und Zubehör der Fachabteilung Phono im ZVEI Stellung, um ihren Standpunkt darzulegen, der außerdem noch in einer Anfang des Jahres dem Bundesjustizministerium überreichten Denkschrift präzisiert worden ist.

Schon 1951 hatte die GEMA mit zwei bekannten Herstellern von Tonbandgeräten ein Pauschalabkommen getroffen, demzufolge mit einer einmaligen Gebühr in Höhe von 1% des Gerätepreises alle Urheberansprüche abgegolten sein sollten. Mit Urteil vom 18. 5. 1955 — das die GEMA zum Anlaß nahm, ihre Pauschalforderung zu verfünffachen — hat der Bundesgerichtshof (BGH) dann festgestellt, daß die Aufnahme und Wiedergabe von geschützten Werken mit Tonbandgeräten auch zum rein privaten Gebrauch als Urheberrechtsverletzung anzusehen sei. Gleichzeitig wurden durch dieses Urteil alle Hersteller von Tonbandgeräten verpflichtet, in ihrer Werbung darauf hinzuweisen, daß Aufnahme und Wiedergabe geschützter Werke nicht ohne die Einwilligung der Urheber gestattet sei.

Dieses Urteil steht nach Ansicht namhafter Experten in Widerspruch zum Grundsatz der Vervielfältigungsfreiheit und ist im wesentlichen auf die durch

keine Beweisaufnahme gegründete Annahme gestützt, daß „eine ernsthafte Besorgnis der Gefährdung der Urheberrechte durch die Verbreitung der Tonbandgeräte“ gegeben sei. Betrachtet man dieser Auffassung gegenüber die Entwicklung seit Kriegsende, so läßt sich leicht das Gegenteil feststellen: Leitgedanke des Urheberrechtsgesetzes ist doch ganz allgemein, den Urheber gegen die Ausbeutung seiner Werke zur Erzielung von Gewinn durch Dritte zu schützen. Der Genuß seiner Werke zu rein persönlichem Gebrauch wird von diesem Leitgedanken nicht umfaßt. Insofern kann der persönliche Gebrauch von Tonbandgeräten den Urheber überhaupt nicht schädigen. Hinzu kommt, daß insbesondere durch Rundfunk und Schallplatte die Einnahmen der Urheber sprunghaft angestiegen sind. Allein die Einnahmen aus Musikaufführungen können jährlich mit über 50 Mill. DM angesetzt werden. Diese Einnahmen sind durch die weite Verbreitung der Tonbandgeräte keineswegs geschmälert worden, denn beispielsweise ist der Umsatz der Schallplattenindustrie von 1950 bis heute auf mehr als das Zehnfache angestiegen.

Die Hersteller von Tonbandgeräten lehnen die an sie gestellten Ansprüche ab, weil ihrer Auffassung nach die Ansprüche der GEMA jeglicher Rechtsgrundlage entbehren und die Urheberrechte so vielfältig verzweigt sind, daß es nicht möglich ist, sie in einer Hand zusammenzufassen. Es fehlt also für solche Vereinbarungen der Vertragspartner, der die Verteilung der Einnahmen an die Berechtigten übernehmen könnte, denn es hätten nicht nur die Urheber einen Anspruch, sondern auch alle der GEMA nicht angehörenden Autoren sowie die ausübenden Künstler — beispielsweise vom Dirigenten bis zum letzten Musiker —, denen ein BGH-Urteil aus dem vorigen Jahr ein „Leistungsschutzrecht“ zugesprochen hat. Außerdem wür-

den bei einer solchen Regelung importierte Tonbandgeräte nicht erfaßt werden können und damit auf dem Markt einen unberechtigten Preisvorteil haben. Weiterhin ist zu bedenken, daß ein erheblicher Teil aller Tonbandgeräte für andere Zwecke — zum Beispiel für Diktate, Sprachunterricht, Aufnahmen der Künstler zur Kontrolle ihrer eigenen Leistung — benutzt wird, also nicht für Aufnahmen geschützter Werke. Aus all diesen Feststellungen läßt sich nur der Schluß ziehen, daß das Urheberrecht in Westdeutschland reformbedürftig ist. An seiner Neufassung wird seit Jahren gearbeitet, und es ist unumgänglich notwendig, im neuen Gesetz auch die Frage des Urheberrechts bei Tonbandaufnahmen für den persönlichen Bedarf eindeutig zu klären. Der erste Entwurf für das neue Gesetz (Referentenentwurf) hatte die Vervielfältigung zum persönlichen Gebrauch ohne Rücksicht auf die Art des Vervielfältigungsverfahrens zugelassen und sich damit einer Regelung angeschlossen, wie sie in den meisten anderen Kulturstaaten, außer in Japan, wo eine andere Regelung vorgesehen ist, üblich ist. Sogar in Frankreich, das dem Urheberrecht am meisten entgegenkommt, sind Überspielungen für den persönlichen Gebrauch freigestellt.

Nach den massiven Einsprüchen der Urheber gegen den Referentenentwurf hat der ihm zeitlich nachfolgende Ministerialentwurf dann vorgesehen, daß die Aufnahme eines durch Funk gesendeten Werkes auf Tonträger nur noch zulässig sein soll, wenn diese Aufnahme spätestens einen Monat nach der Herstellung wieder gelöscht wird. Mit Recht lehnt die Geräteindustrie diesen etwas weltfremden Vorschlag ab. Wem ist auch schon mit einem Gesetz gedient, dessen Einhaltung praktisch kaum zu kontrollieren ist? Es bleibt deshalb nur zu wünschen, daß das neue Urhebergesetz eine Lösung finden möge, die klare Verhältnisse schafft und den Stand der Technik sowie die Auffassung all jener Menschen berücksichtigt, die sich dieser Technik im Rahmen ihrer persönlichen und durch nichts anzutastenden Sphäre bedienen.

Niederspannungskondensatoren mit hoher Kapazität

Für transistorisierte Rundfunk- und Fernsehgeräte wurden keramische Niederspannungskondensatoren mit hoher Kapazität entwickelt, deren wichtigste Eigenschaften im folgenden kurz beschrieben sind.

Relative und spezifische Kapazität

Bei diesen Kondensatoren handelt es sich um nach keramischen Verfahren hergestellte halbleitende Bauelemente, Träger der Kapazität sind Sperrschichten, die sich an der Grenzfläche Metallkontakt-Halbleiter ausbilden. Da die Dicke der Sperrschicht, die die Größe der Kapazität bestimmt, nicht unmittelbar meßbar ist und die Gesamtdicke des „Dielektrikums“ keinen Einfluß auf die Kapazität hat, wird vorgeschlagen, von einer Angabe der relativen Kapazität abzusehen und dafür eine spezifische Kapazität, bezogen auf 1 mm² kontaktierter Fläche, als kennzeichnende Größe zu benutzen. Im allgemeinen erhält man spezifische Kapazitäten von 500 bis 800 pF/mm²; es ist aber durchaus möglich, Werte in der Größenordnung von 10¹ pF/mm² zu erreichen, wenn an die Spannungskonstanz der Kapazität und an die Durchschlagsspannung keine zu hohen Anforderungen gestellt werden.

Spannungsabhängigkeit der Kapazität

Wie bereits angedeutet, sind die hier beschriebenen Kondensatoren spannungsabhängig, das heißt, die Kapazität bleibt nur bis zu einer bestimmten Spannung konstant, um nach Überschreiten dieses von der Sperrschichtstärke und damit von den Herstellungsbedingungen abhängigen Wertes steil abzufallen. Im Bild 1 ist der

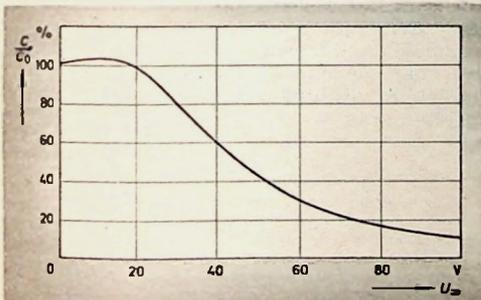


Bild 1. Spannungsabhängigkeit der Kapazität

typische Verlauf einer Kapazitätskurve $C=f(U_{\text{eff}})$ dargestellt. Der Meßwechselspannung ist dabei eine Gleichspannung überlagert. Man kann drei Kurvenbereiche unterscheiden: Im ersten Bereich ist das Material praktisch spannungsunabhängig. Die Größe dieses Bereiches, das heißt die maximal zulässige Spannung, bei der noch kein Kapazitätsabfall eintritt, ist von den Herstellungsbedingungen abhängig und wird von der Forderung nach ausreichend hoher spezifischer Kapazität begrenzt. Je höher die spezifische Kapazität sein soll, um so schmaler wird dieser Bereich.

Im zweiten Bereich nimmt die Kapazität mit zunehmender Gleichspannung ab. Es bleibt schließlich nur noch eine Restkapazität von 10 ... 20 % der Anfangskapazität erhalten. Das Verhältnis Restkapazität zu Anfangskapazität hängt von der geforderten spezifischen Kapazität des Sperrschichtkondensators ab. Überschreitet die

Tab. I. Technische Daten von Niederspannungskondensatoren mit hoher Kapazität

spezifische Kapazität [pF/mm ²]	tan δ [10 ⁻⁴]	Durchgangswiderstand [Ohm]	Nennspannung [V]
500...700	400...500	10 ³ ...10 ⁴	25
800...1000	400...600	10 ³ ...10 ⁴	12

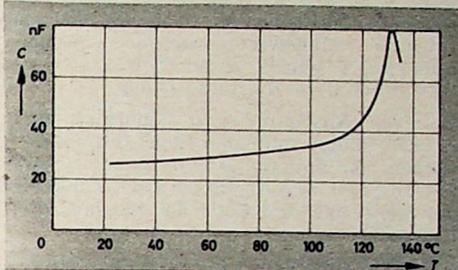


Bild 2. Temperaturgang der Kapazität

angelegte Spannung den zweiten Bereich, so wirkt das Schaltelement als niederohmiger Widerstand (10² ... 10⁴ Ohm cm).

Temperaturabhängigkeit der Kapazität bei niedriger Meßspannung

Der Temperaturverlauf der Kapazität entspricht dem Typ „K 1500“ (Bild 2). Im Temperaturintervall 0 ... 80° C ist die Temperaturabhängigkeit der Kapazität gering. Oberhalb 80° C steigt die Kapazität stark an, um bei 120 ... 130° C (im Curie-Gebiet) sehr hohe Werte zu erreichen. Durch verschiedene Mittel läßt sich das Curie-Gebiet zwar zu niedrigeren Temperaturen verschieben, man ist jedoch im Vergleich zu den üblichen keramischen Dielektriken in der Auswahl der zur Verfügung stehenden Stoffe wegen der anders gearteten Technologie beschränkt.

Durchgangswiderstand

Der Widerstand des Dielektrikums kann ebenso wie die Kapazität durch geeignete Wahl der Herstellungsbedingungen in bestimmten Grenzen verändert werden. Er ist nach unten durch die Forderung nach ausreichend hoher Spannungsfestigkeit der Sperrschicht beziehungsweise Spannungsunabhängigkeit der Kapazität und nach oben durch die Forderung nach genügend großer spezifischer Kapazität, die wiederum die zulässige Größe des Bauelementes bestimmt, begrenzt. Im allgemeinen wird man ihn in den Grenzen 10³ ... 10⁵ Ohm wählen.

Verlustwinkel

Der Verlustwinkel liegt bei derartigen Kondensatoren bei etwa 400 ... 600 · 10⁻⁴. Materialien mit der im Bild 2 dargestell-

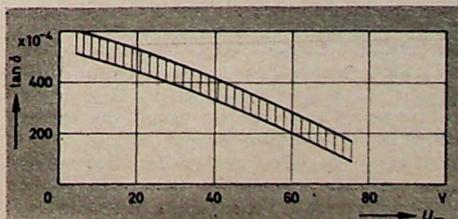


Bild 3. Spannungsabhängigkeit des Verlustfaktors bei 1 kHz

ten Temperaturabhängigkeit der Kapazität haben bei einer spezifischen Kapazität von 500 ... 800 pF/mm² einen Verlustwinkel von 400 ... 600 · 10⁻⁴ bei 1 kHz. Der Verlustwinkel zeigt eine der Kapazität analoge Spannungsabhängigkeit (Bild 3). Er steigt mit der Frequenz nur wenig an.

Der Temperaturgang des Verlustwinkels hängt ebenso wie der Temperaturverlauf der Kapazität von der verwendeten Halbleitermasse ab; im allgemeinen fällt tan δ mit steigender Temperatur. Bild 4 zeigt den typischen Verlauf zweier verschiedener Materialien. Es gelingt bei bestimmten Materialien, den Verlustwinkel bis in

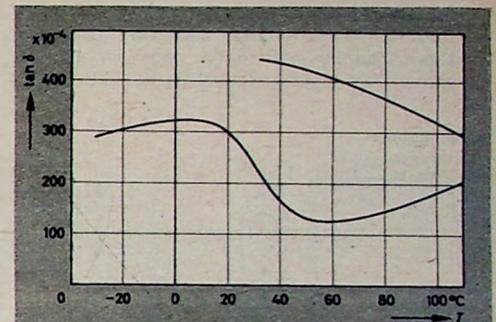


Bild 4. Temperaturgang des Verlustfaktors bei 1 kHz

die Größenordnung von 100 ... 200 · 10⁻⁴ zu senken. Allerdings muß dabei ein unregelmäßiger Temperaturgang der Kapazität in Kauf genommen werden, wobei sich gleichzeitig die Spannungsabhängigkeit der Kapazität vergrößert. Die bei derartigen Kondensatoren erreichten Werte sind in Tab. I zusammengestellt.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Aprilheft 1961 unter anderem folgende Beiträge:

Antennen-Diversity im Hinblick auf Einsatzmöglichkeit und Aufwand

Boatrap-Sägezahngeneratoren mit vergrößerter Linearität der Sägezahnspannung

Parametrische Verstärker

Ein einfacher Analogmultiplikator

Ein echter Doppelimpulsgenerator

Das Frigistor-Diagramm

Das Verhalten einer einfachen Gleichrichterschaltung beim Messen nichtsinusförmiger Spannungen

Effektivwert-Gleichrichter für Drehspulinstrumente

Internationales Halbleiter-Kolloquium Paris 1961

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · 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

Vertikal-Endstufe mit verkleinertem Ausgangstransformator

DK 621.397.62

Die Schaltung der Vertikal-Endstufe von Fernsehgeräten (Bild 1) und die Größe des Ausgangstransformators haben sich in den letzten Jahren kaum geändert. In den meisten Schaltungen arbeitet der Pentoden teil einer PCL 82 als Leistungsverstärker und speist die über den Ausgangstransformator angepaßten, verhältnismäßig niederohmigen Vertikal-Ablenkspulen. Die Kerngröße des Vertikal-Ausgangstransformators ist meistens EI 78/26. Eine mehr oder weniger aufwendige Gegenkopplung stabilisiert und linearisiert die Endstufe.

Besonders durch die Einführung der 110°-Ablenkung wurden jedoch Bestrebungen ausgelöst, die Fernsehempfänger kleiner und vor allem leichter zu bauen. Ein wichtiger Punkt war dabei der Ersatz des großen und schweren Vertikal-Ausgangs-

transformators EI 78/26 durch eine kleinere Einheit. Zwar hat man schon mit Erfolg kleinere und leichtere Transformatoren mit Schnittbandkernen gebaut, deren magnetische Eigenschaften den EI-Kernen überlegen sind. Diese Kerne sind aber verhältnismäßig teuer und ihre Montage ist sehr kompliziert. Daher versuchte man, die Endstufe mit einem kleineren EI-Kern, etwa dem Typ EI 66/22, auszurüsten. Auf die dabei auftretenden Probleme soll im folgenden hingewiesen werden. Als Ablenkeinheit wurde dabei der Typ „AT 1009/01“ (Valvo) zugrunde gelegt.

Bei der Auslegung von Schaltung und Transformator muß man den Röhrentoleranzen, der Emissionsabnahme bei Unterheizung und dem Absinken der Kennwerte der Röhre bis zum Ende der Lebensdauer Rechnung tragen.

Um alle angegebenen Faktoren zu berücksichtigen, ist die Schaltung für die untere Grenze zu dimensionieren, das heißt, bei Netzunterspannung (hier wird meistens mit -10%, also mit 198 V, gerechnet) muß die Bildröhre ohne Maske gerade ausgeschrieben werden. Hier wurde eine 17"-Röhre verwendet, bei der man eine Bildhöhe von 297 mm erreichte. Unter gleichen Verhältnissen müßte bei einer 21"-Röhre ein Bild von 382,5 mm Höhe geschrieben werden. Dabei ist zu beachten, daß bei den Versuchen eine Ablenkeinheit verwendet wird, die an der unteren Empfindlichkeitsgrenze liegt. Die Empfindlichkeit darf also in der späteren Serie nicht unterschritten werden. Bei den hier beschriebenen Untersuchungen wurde bei 15,6 kV Hochspannung und 297 mm Bildhöhe ein Ablenkstrom von 430 mA_{ss} benötigt.

Die Festlegung des maximal zugelassenen Anodenspitzenstromes bei einer bestimmten Anoden- und Schirmgitterspannung erfolgt aus dem Kennlinienfeld der Röhre bei $U_{g1} = -1V$ (das entspricht etwa dem Gitterstrom-Einsatzpunkt). Als Endröhre für die Vertikalablenkung wird das Pentodensystem einer PCL 82 verwendet, deren Kennlinienfelder die Bilder 2 ($U_{g2} = 170V$) und 3 ($U_{g2} = 200V$) zeigen.

Der in der Schaltung gemessene Anodenspitzenstrom darf wegen der zehntenprozentigen Netzunterspannung und wegen des Absinkens der Röhrenkennwerte bis zum Lebensdauerende nur 52% des aus dem Kennlinienfeld ermittelten Wertes betragen. Die Werte I_{as} , $I_{a\text{ Rest}}$, U_a und U_{g2} müssen also schon vor der eigentlichen Berechnung des Transformators festgelegt werden. Außerdem darf der Anodenspitzenstrom bei normalen Betriebsbedingungen die in den Röhrendaten angegebenen Höchstwerte nicht übersteigen (85 mA_{ss} bei der PCL 82).

Bei dieser Art der Auslegung der Endstufe können die Röhrenkennwerte voll ausgenutzt werden, da allen Toleranzen und Sicherheitsforderungen Rechnung getragen ist. Außerdem deckt die Bildmaske am unteren und oberen Rand der Bildröhre noch je etwa 3 mm ab, und bei normalem Betrieb, also einer Netzspannung von 220 V, wird das Bild noch höher ausgeschrieben. Die aus Sicherheitsgründen allgemein geforderte Überschreibung der Bildhöhe um 3% ist damit garantiert.

Bei kleinen Vertikal-Ausgangstransformatoren bereitet das Einhalten des maximalen Anodenspitzenstroms Schwierigkeiten, da die Induktivität wegen des kleinen Kernquerschnittes absinkt. Eine Vergrößerung der Primärwindungszahl, um den L-Wert zu erhöhen, läßt aber der ohnehin kleinere Fensterquerschnitt des Kerns nicht zu. Überhaupt kann die Windungszahl gegenüber einem Transformator mit dem Kern EI 78/26 nur durch Verwendung von dünnerem Draht gehalten werden, der aber den Innenwiderstand des Transformators erhöht und damit die Anodenrestspannung der Vertikal-Endröhre verringert. Eine weitere Schwierigkeit liegt in der schon vom Ton-Ausgangstransformator her bekannten Einhaltung der unteren Frequenzgrenze, die allein durch die Induktivität des Transformators bestimmt wird. Da man es bei der Vertikal-Endstufe auch mit einer sehr tiefen Frequenz (50 Hz) mit großem Oberwellen gehalt zu tun hat, kann bei zu kleiner Induktivität die Grundfrequenz stark benachteiligt werden. Dies würde sich durch Nichtlinearität des Bildes, unter anderem auch in einem Quetschen an der unteren Bildkante, bemerkbar machen.

Folgende Daten liegen von vornherein für Transformator und Schaltung fest: $U_{N\sim} = 198V$, $U_B = 208V$, $U_{g3+5} = 15,6kV$, $I_{Abl} = 430mA_{ss}$, $I_{as} = 79,5mA$, $I_{a\text{ Rest}} = 3mA$, $U_{a\text{ min}} = 60V$ und $U_{g2} = 185V$. Die verwendete Ablenkeinheit hat die Daten: Induktivität $L_V \approx 90mH$, Widerstand $R_V = 40\Omega$, NTC-Widerstand $R_{NTC} = 9\Omega$, Ablenkstrom bei 297 mm Bildhöhe $I_{Abl} = 430mA_{ss}$. Aus den Widerständen $R_V = 40\Omega$, $R_{NTC} = 9\Omega$ und $R_{Wickl} \approx 8\Omega$ (Schätzwert) ergibt sich ein sekundärer Widerstand von $R_S \approx 57\Omega$. Die minimale Anodenspannung soll $U_{a\text{ min}} \approx 60V$, der geschätzte Spannungsabfall an der Primärwicklung $U_{R\text{ prim}} \approx 25V$ und der Spannungsabfall am Katodenwiderstand $U_K = 15V$ sein. Damit wird

$$U_{a\text{ prim}} = U_B - U_{a\text{ min}} - U_K - U_{R\text{ prim}} = 208 - 60 - 15 - 25 = 208 - 100 = 108V$$

$$U_{a\text{ sek}} = I_{Abl} \left(\frac{R_S}{2} + \frac{L_V}{\tau} \right) = 430 \left(\frac{57}{2} + \frac{0,09}{0,02} \right) \approx 13V$$

($\tau = 0,02s$ ist die günstigste Zeitkonstante des Anodenkreises.) Das Übersetzungsver-

Tab. I. Meßwerte einer Vertikal-Endstufe mit einem Ausgangstransformator mit Kern EI 66/22

$U_{N\sim}$	= 198	220 V
U_B	= 208	230 V
U_{g3+5}	= 15,6	15,9 kV
I_A	= 23,8	26,9 mA
I_{as}	= 78	84 mA
$I_{a\text{ min}}$	= 3	5 mA
$U_{a\text{ min}}$	= 60	80 V
I_{g2}	= 7,6	8 mA
U_{g2}	= 185	205 V
U_K	= 15,3	16,8 V
P_{g2}	= 1,4	1,64 W

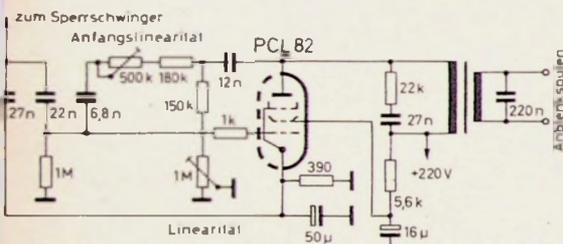


Bild 1. Schaltung der Vertikal-Endstufe

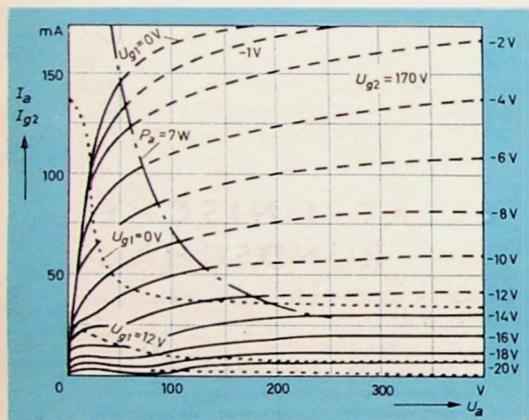


Bild 2. Kennlinienfeld des Pentodenteils der PCL 82 bei $U_{g2} = 170V$

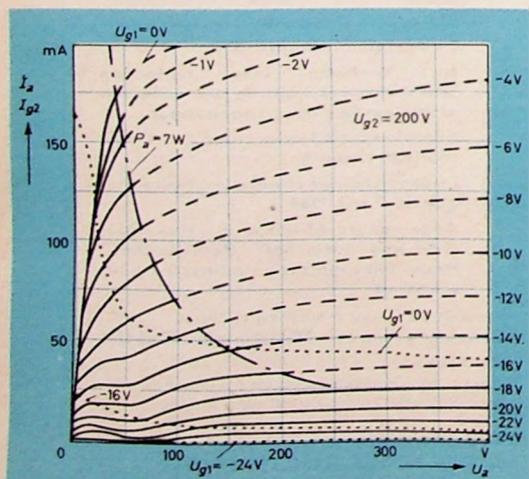


Bild 3. Kennlinienfeld des Pentodenteils der PCL 82 bei $U_{g2} = 200V$

hältnis ergibt sich zu

$$\ddot{u} = \frac{U_{a \text{ prim}}}{U_{a \text{ sek}}} = \frac{108}{13} = 8,3$$

Ein mit diesen Daten aufgebauter Transformator hat die Werte

Kern: EI 66/22 Dyn.-Bl. IV \times 0,35 (1,45 W/kg), Luftspalt eingestellt auf 0,04 mm;

Wicklung: primär 3100 Wdg. 0,16 mm CuL, sekundär 375 Wdg. 0,38 mm CuL.

Die mit diesem Transformator in der Endstufe ermittelten Meßwerte sind in Tab. I zusammengestellt. Die Bilder 4, 5 und 6 zeigen Oszillogramme von I_{as} , $U_{a \text{ min}}$ und I_{abl} bei $U_B = 208 \text{ V}$.

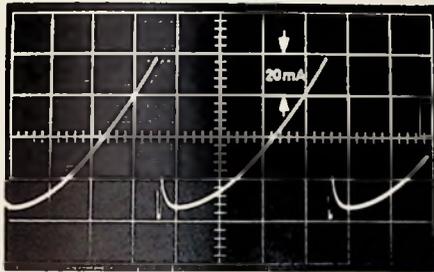


Bild 4. Oszillogramm des Anodenspitzenstroms I_{as} bei $U_B = 208 \text{ V}$

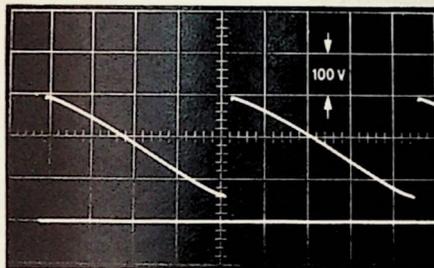


Bild 5. Oszillogramm der Anodenspannung $U_{a \text{ min}}$ bei $U_B = 208 \text{ V}$

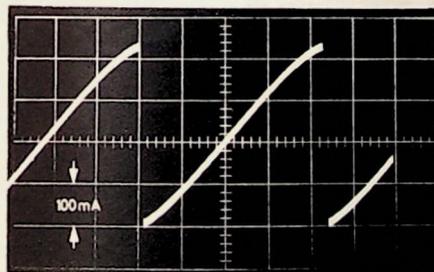


Bild 6. Oszillogramm des Ablenkstroms I_{abl} bei $U_B = 208 \text{ V}$

Die Kontrolle des Übersetzungsverhältnisses aus den Meßwerten bei normalen Betriebsbedingungen, also bei einer Netzspannung von 220 V, ergibt

$$\ddot{u} = \frac{I_{abl}}{I_{as} - I_{a \text{ magn}} - I_{a \text{ min}}} = \frac{430}{84 - 27,5 - 5} = 8,3$$

$I_{a \text{ magn}}$ ist der durch den Transformator fließende Magnetisierungsstrom. Man erkennt die gute Übereinstimmung des Übersetzungsverhältnisses aus den berechneten (bei Netzspannung) und praktisch gemessenen Werten im normalen Betrieb.

Bei einer Zeitkonstante von Transformator und Ablensatz $\tau \cdot \tau_V = 0,02 \cdot 0,35$ erhält man für die Primärinduktivität

$$L_p = R_s \ddot{u}^2 \tau \tau_V = 57 \cdot 8,3^2 \cdot 0,02 \cdot 0,35 = 27,5 \text{ H}$$

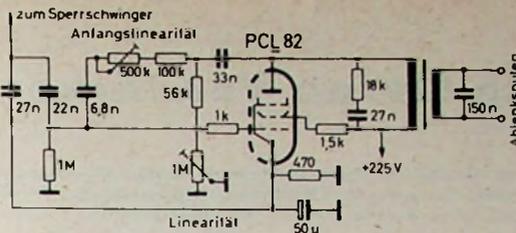


Bild 7. Schaltung der Vertikal-Endstufe mit verkleinertem Ausgangstransformator

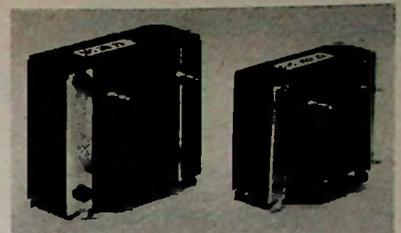


Bild 8. Alter (links) und verkleinerter (rechts) Ausgangstransformator

Die Schaltung (Bild 7) hat sich im wesentlichen nicht geändert. Aus Gründen einer etwas günstiger liegenden Schirmgitterverlustleistung wird mit mitlaufender Schirmgitterspannung gearbeitet. Um Kennlinienstreuungen einzelner Röhren aufzufangen oder aber den Arbeitspunkt der Endröhre gegen Lebensdauernde nachregeln zu können, ließe sich ein einstellbarer Katodenwiderstand verwenden. Dieser Widerstand könnte dann gleichzeitig die Funktion des Reglers „Anfangslinearität“ übernehmen. Allerdings greift sein Regelbereich wegen der Arbeits-

punktverschiebung weit in das Bild hinein, so daß man nicht mehr nur von einer Regelung der Anfangslinearität sprechen kann. Die im Bild 7 angegebene Lage des Anfangslinearitätsreglers hat sich als zweckmäßiger erwiesen, da hier eine vollkommene Trennung der Einstellungen „Linearität“ und „Anfangslinearität“ gewährleistet ist. Zum Schluß sei noch festgestellt, daß mit dem beschriebenen Transformator (Bild 8) gegenüber dem mit EI 78/26-Kern eine Gewichtsverminderung von 51% und eine Volumenverkleinerung von 53% erreicht wurde.

Stereo-Phonokoffer »PE Musical 660 Stereo«



Die Beobachtung des Marktes während des vergangenen Jahres hat gezeigt, daß Stereo-Phonokoffer sich zunehmender Beliebtheit erfreuen, denn sie ermöglichen insbesondere auch in solchen Räumen eine gute Stereo-Wiedergabe, in denen sich größere Stereo-Anlagen wegen Platzmangels nicht unterbringen lassen. Als „PE Musical 660 Stereo“ stellte Perpetuum-Ebner kürzlich der Öffentlichkeit einen neuen Stereo-Phonokoffer vor, der ebenso wegen seiner formschönen Gestaltung wie wegen seiner guten Wiedergabequalität bemerkenswert ist.

Im Mittelteil des Koffers sind der neue Plattenwechsler „PE 66“ (vgl. FT 1/1961, S. 10) und der Stereo-Verstärker „KV 21“ mit 2×4 Watt Ausgangsleistung untergebracht. Lautstärke-, Höhen- und Tiefen- sowie Balanceregler sind von vorn zugänglich. Die beiden Lautsprechergehäuse lassen sich seitlich am Mittelteil anhängen und bilden bei geschlossenem Kofferdeckel mit dem Mittelteil ein leicht zu transportierendes Ganzes. Bei abgenommenem Deckel ist das Mittelteil ein elegantes Tischgerät, das nicht mehr an einen Koffer erinnert, denn der Tragegriff ist am Deckel befestigt. Die beiden Lautsprechergehäuse mit je einem permanentdynamischen 6-Watt-Tieftonsystem ($26 \times 15,5 \text{ cm}$) und Hochtonsystem ($6,5 \text{ cm } \phi$) können je nach den örtlichen Verhältnissen flach oder hochstehend aufgestellt werden. Ihre Abmessungen erlauben auch das Aufstellen in Regalen, wie sie heute vielfach für modern eingerichtete Wohnräume bevorzugt werden. Bei Nichtgebrauch sind die Lautsprecherkabel mit Normstecker in einem Fach auf der Rückseite des Lautsprechergehäuses untergebracht.

Der Stereo-Verstärker „KV 21“ ist in der Eingangsstufe mit einer ECC 83 und in der

NF-Vorstufe und Endstufe mit je einer ECL 82 bestückt. Für Vollaussteuerung benötigt er 250 mV Eingangsspannung. Das im Eingangskreis liegende Tandem-Potentiometer für die Lautstärkeregelung hat bis 35 dB Dämpfung max. 4 dB Gleichlaufabweichung und hebt infolge der Beschaltung mit je einem RC-Glied für 30 dB Lautstärkedämpfung die Frequenzen bei 100 Hz gehörig um 15 dB an (bezogen auf 1000 Hz). Mit den getrennten Höhen- und Tiefenreglern läßt sich der Pegel für 10 000 Hz um +5 ... -10 dB und für 100 Hz um +12 ... -10 dB ändern. Mit diesem Regelbereich und einer mit dem Balanceregler maximal einstellbaren Unsymmetrie von 8 dB zwischen den beiden Stereo-Kanälen ist eine Anpassung an praktisch jeden Wiedergaberaum und an jede Schallplatte möglich. Die gute Übersprechdämpfung des Verstärkers (40 dB bei 100 und 1000 Hz, 30 dB bei 10 000 Hz) und die niedrige Brummspannung (7 mV, parallel zum Lautsprecher gemessen) verleihen in Verbindung mit den guten Eigenschaften des Duplo-Stereo-Kristallsystems „PE 184“ (Frequenzbereich 20 ... 16 000 Hz, Auftragskraft 6 p) und den Lautsprechern dem „PE Musical 660 Stereo“ eine Wiedergabequalität, die weit über das hinausgeht, was man im allgemeinen von einem Phonokoffer erwartet. Eigene Versuche haben gezeigt, daß die erreichbare Wiedergabequalität selbst für anspruchsvolle Konzert- und Opernmusik ausreicht.

Dieser PE-Phonokoffer ist damit eine Stereo-Wiedergabeanlage, die sich gleichermaßen für den jungen Menschen wie für den ausgesprochenen Freund klassischer Musik empfiehlt, zumal sie auch in ihrem Äußeren dem Geschmack unserer Zeit entspricht.

»AG 9014« – Ein Stereo-Verstärker in Hi-Fi-Technik

Der nachstehend beschriebene Verstärker der Deutschen Philips GmbH ist ein vielseitig einsetzbarer Hi-Fi-Verstärker hoher Qualität. Er ist für den Anschluß eines Plattenspielers und Tonbandgerätes sowie eines Rundfunkvorsatzes eingerichtet. Da der Eingang für den Rundfunkvorsatz auch Stereo-Anschluß hat, läßt sich dieser Verstärker ohne weiteres auch für die Wiedergabe von drahtlos übertragenen Stereo-Sendungen verwenden.

1. Eingänge

1.1 Tonabnehmer-Eingang

Die von den beiden Systemen des Stereo-Tonabnehmers kommenden Leitungspaare werden an die Buchsen Bu 1 (L) und Bu 2 (R) angeschlossen (Bild 1). Der Eingang TA ist sowohl zum Anschluß eines Kristall- als auch eines magnetodynamischen Stereo-Tonabnehmers eingerichtet. Für den Anschluß magnetodynamischer Ton-

abnehmer hat der Eingang für Vollauststeuerung (20 W) und 1000 Hz 9 mV Empfindlichkeit bei 500 kOhm Eingangsimpedanz im Frequenzbereich 20 ... 400 Hz und 68 kOhm im Bereich 400 ... 20 000 Hz. Soll ein Kristall-Tonabnehmer benutzt werden, dann wird die Spannung des Tonabnehmers über den mittels S 8 einschaltbaren Spannungsteiler R 43, R 45/R 143, R 145 auf den Pegel des magnetodynamischen

Tonabnehmers herabgesetzt. Für Vollauststeuerung sind dann 180 mV an einer Eingangsimpedanz von 100 kOhm im Bereich 20 ... 20 000 Hz erforderlich.

Für Mono-Wiedergabe ist der Tonabnehmer an Buchse Bu 1 (L) anzuschließen. Bei gedrückter Taste „Mono“ (S 1) liegt dann der nichtbenutzte zweite Kanal (R) an Masse. Die beiden Endstufen werden dann gleichphasig angesteuert, und zwar über

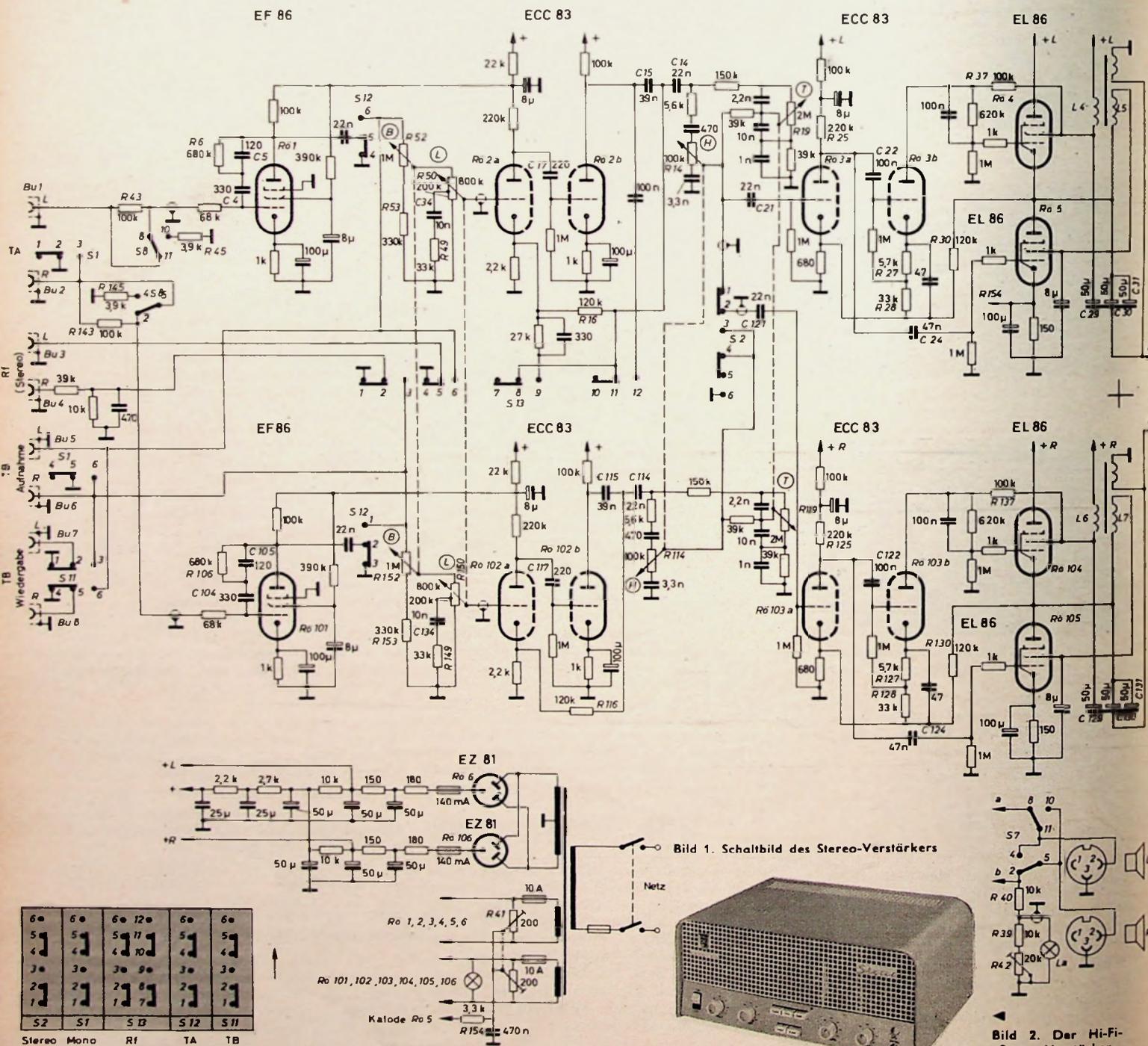


Bild 1. Schaltbild des Stereo-Verstärkers



Bild 2. Der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „AG 9014“ (Philips)

6•	6•	6•	12•	6•	6•
5	5	5	11	5	5
4	4	4	10	4	4
3•	3•	3•	9•	3•	3•
2	2	2	8	2	2
1	1	1	7	1	1
S2	S1	S12	S12	S11	
Stereo	Mono	Rf	TA	TB	

Technische Daten

3 Eingänge	
Tonabnehmer, Rundfunkvorsatz, Tonband	
Eingangsempfindlichkeit	
Magnetodynamischer Tonabnehmer	9 mV
Kristall-Tonabnehmer	180 mV
Rundfunkvorsatz	320 mV
Tonband	75 mV
Schneidkennlinienentzerrung nach RIAA-Norm	
Geräuschabstand	
Eingang Tonabnehmer	-60 dB
Eingang Rundfunkvorsatz	-75 dB
Eingang Tonband	-75 dB
Frequenzbereich	20...20000 Hz (Abfall 3 dB bei 50000 Hz)
Rumpelfilter	18 dB/Oktave für $f < 20$ Hz
Übersprechdämpfung bei 1000 Hz	> 45 dB
bei 20000 Hz	> 30 dB
Klangregelung	40 Hz + 11...-14 dB 15000 Hz + 10...-12 dB
Ausgangsleistung	10 Watt je Kanal
Ausgangsimpedanz	800 Ohm
Ausgangs-Innenwiderstand	20 Ohm (20...20000 Hz)
Dämpfungsfaktor	40
Klirrfaktor	0,2% je Kanal
Intermodulationsverzerrung	0,8% je Kanal
12 Röhren (2 x EF 86, 4 x ECC 83, 4 x EL 86, 2 x EZ 81)	
Stromversorgung	90, 110, 127, 145, 165, 190, 220, 245 V; 50...60 Hz; 120 W
Abmessungen	400 x 185 x 285 mm
Gewicht	15 kg

die in Ruhestellung der Taste S2 geschlossenen Kontakte 1-2, die die Koppelkondensatoren C21/C121 im Gitterkreis von R6 3a/R6 103a miteinander verbinden.

1.1.1 Schneidkennlinien-Entzerrer

Die meisten Schallplatten werden heute nach der RIAA-Schneidkennlinie aufgenommen. Aus Bild 3 erkennt man, daß die Tiefen bei 30 Hz um etwa 18 dB abgesenkt und die Höhen bei 15000 Hz um etwa 18 dB angehoben sind. Im Verstärker muß deshalb dieser Frequenzgang durch eine gegenläufige Entzerrung wieder kompensiert werden, wenn man linearen Frequenzgang erreichen will (gestrichelte Kurve im Bild 3).

Die Entzerrung erfolgt über eine frequenzabhängige Gegenkopplung in der Tonabnehmer - Vorverstärkerstufe R6 1/

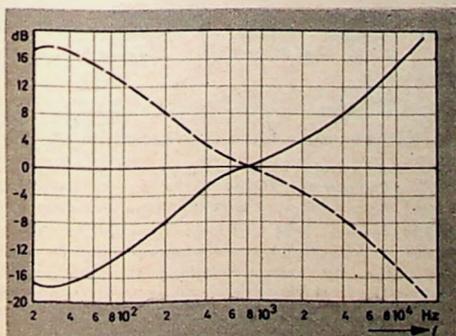


Bild 3. Schneidkennlinie nach RIAA und gegenläufige Entzerrung im Verstärker (gestrichelt)

R6 101. Zu diesem Zweck sind Anode und Gitter dieser Röhren über ein RC-Netzwerk verbunden, das aus der Parallelschaltung R6, C5 in Serie mit C4 beziehungsweise R106, C105 in Serie mit C104 besteht.

1.2 Rundfunk-Eingang

Das Rundfunk-Vorsatzgerät wird mit seinem Diodenausgang an Bu3 (L) und Bu4 (R) angeschlossen (320 mV, Eingangsimpedanz 500 kOhm im Bereich 20...400 Hz und 100 kOhm im Bereich 400...20000 Hz). Für Mono-Betrieb genügt Anschluß an Bu3. Bei Stereo-Versuchsendungen mit zwei Trägerfrequenzen, also bei Empfang mit zwei getrennten Empfängern, legt man den Diodenausgang des auf den linken Kanal abgestimmten Empfängers an Bu3 (L) und den des anderen an Bu4 (R). Bei gedrückter Taste „Rf“ (S13) liegen die Diodenausgänge dann gleichzeitig auch an Bu5 (L) und Bu6 (R), mit denen der Rundfunkeingang des Tonbandgerätes verbunden ist. Bei Mono-Aufnahme ist ähnlich wie bei der Schallplattenwiedergabe der zweite Kanal über S1 an Masse gelegt.

1.3 Tonband-Eingang

Der Ausgang des Tonbandgerätes wird mit Bu7 (L) und Bu8 (R) verbunden. Bei gedrückter Taste „Tonband“ (TB, S11) ist das Tonbandgerät dann ebenso wie der Diodenausgang des Rundfunk-Vorsatzgerätes bei gedrückter Taste S13 mit dem Balanceregler B (R52/R152) verbunden. Am oberen Ende dieser Regler liegt gleichfalls die in R6 1/R6 101 verstärkte und entzerrte Spannung des Tonabnehmers.

2. Balanceregulierung

Die auf einer gemeinsamen Achse befestigten und gegenläufig wirkenden Potentiometer R52/R152 für die Einstellung des akustischen Gleichgewichtes unterscheiden sich von den üblicherweise benutzten Potentiometern. Die Widerstandsbahn besteht bei diesen Potentiometern nämlich nur zur Hälfte aus einer Kohlebahn, während die andere Hälfte eine Silberschicht ist. In Mittelstellung der Potentiometer steht der Schleifer gerade an der Grenze zwischen Kohlebahn und Silberschicht. In dieser Stellung geben beide Verstärkerkanäle gleiche Ausgangsleistung ab.

Soll jetzt zwecks Balanceregulierung der eine Verstärkerkanal mehr Leistung abgeben, dann gleitet beispielsweise der Schleifer des oberen Potentiometers für den linken Kanal auf die Silberschicht und der des unteren Potentiometers für den rechten Kanal auf die Kohlebahn. Der Verstärker für den linken Kanal gibt dann unverändert die gleiche Leistung ab, während die Ausgangsleistung des anderen Kanals herabgeregelt wird, da jetzt über R53/R153 eine Spannungsteilung eintritt. Den Regelbereich der Balanceregulierung zeigt Bild 4.

3. Vorverstärker und Klangregler

Im Vorverstärker werden zwei Doppeltrioden ECC 83 benutzt (R6 2/R6 102). Die am Balanceregler R52/R152 abgegriffene Spannung gelangt an das obere Ende des Lautstärkereglers L (R50/R150), der für die gehörrichtige Regelung mit einem RC-Glied (C34, R49/C134, R149) beschaltet ist. Die beiden Triodensysteme sind RC-gekoppelt. Zwischen beiden Triodensystemen liegt das Rumpelfilter, und an den Ausgang sind die Netzwerke für die Klangregelung angeschlossen.

3.1 Rumpelfilter

Um das Rumpeln des Laufwerks und der Schallplatte zu unterdrücken, ist ein Rumpelfilter eingebaut. Rumpelfrequenzen können zwar in verschiedenen Frequenzbereichen auftreten, jedoch liegt erfahrungsgemäß der Hauptanteil der Rumpelfrequenzen unterhalb 20 Hz. In diesem Frequenzbereich kann bei dem Verstärker „AG 9014“ die Frequenzkurve stark abgesenkt werden, ohne daß dadurch eine Verschlechterung der Wiedergabequalität zu befürchten ist, weil in diesem Bereich praktisch keine für die Musikwiedergabe wichtigen Frequenzen liegen. Um diese Absenkung zu erreichen, ist die Anode des ersten Triodensystems (R6 2a/R6 102a) mit dem Gitter des zweiten Systems (R6 2b/R6 102b) über einen kleinen Kondensator (C17/C117) verbunden. Nach Verstärkung im zweiten Triodensystem wird ein Teil der Ausgangsspannung über C15, R16/C115, R116 auf die Katode des ersten Triodensystems gegengekoppelt. Diese frequenzabhängige Gegenkopplung hat in Verbindung mit der kleinen Kapazität von C17/C117 eine Absenkung der Frequenzen unterhalb 20 Hz um 12 dB/Oktave zur Folge. Über C15, C14/C115, C114 sind die Klangregler angeschlossen. Die C/R-Verhältnisse, die sich aus dieser Dimensionierung und der der nachfolgenden Glieder zur Klangregelung ergeben, sind so gewählt, daß sie zusätzlich noch eine Abschwächung für die Frequenzen unterhalb 20 Hz von 6 dB/Oktave ergeben, so daß sich insgesamt eine Absenkung von 18 dB/Oktave ergibt.

3.2 Klangregler

Zur Höhen- und Tiefenregelung dienen passive RC-Netzwerke, deren Frequenz-

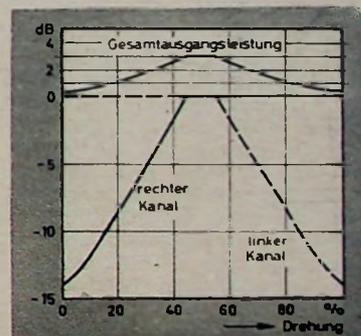


Bild 4. Regelkurven für die Balanceregulierung

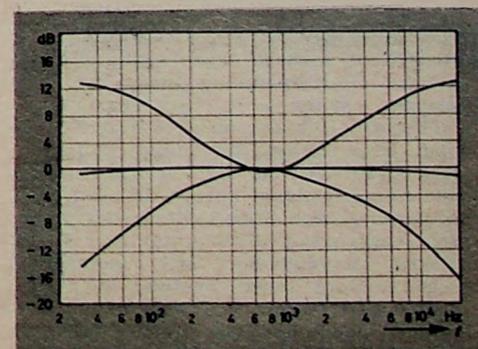


Bild 5. Regelkurven für die Höhen- und Tiefenregler

abhängigkeit bei der gewählten Dimensionierung einen weichen und stetigen Verlauf der Regelkurve ergibt (Bild 5). Die Potentiometer R14/R114 für die Höhenregelung (H) sowie R19/R119 für die Tiefenregelung (T) sind jeweils mechanisch gekuppelt. In Mittelstellung bei-

der Regler ist der Frequenzbereich der Verstärker von 20... 20 000 Hz linear und fällt erst oberhalb 50 kHz um 3 dB ab. Dadurch ist eine besonders gute Wiedergabe auch der Einschwingvorgänge gewährleistet, die für gute Wiedergabequalität besonders wichtig sind.

4. Endverstärker

Der Endverstärker jedes Kanals ist mit einer ECC 83 (Rö 3/Rö 103) als Vorverstärkerröhre und zwei Röhren EL 86 (Rö 4, Rö 5/Rö 104, Rö 105) für die transformatorlose Endstufe bestückt. Jede Endstufe gibt 10 W Ausgangsleistung an 800 Ohm Ausgangsimpedanz ab. Der Klirrfaktor je Kanal ist dabei max. 0,2% und die Intermodulationsverzerrung 0,8%, gemessen mit den Frequenzen 40 Hz und 12 500 Hz bei einem Amplitudenverhältnis 4 : 1. Der Dämpfungsfaktor je Kanal ist 40.

Das am Anodenwiderstand R 25/R 125 von Rö 3a/Rö 103a auftretende Signal wird über C 24/C 124 dem Steuergitter von Rö 5/Rö 105 zugeführt. Gleichzeitig steuert dieses Signal über C 22/C 122 auch Rö 3b/Rö 103b. Diese Röhrensysteme arbeiten also als Phasendreher und steuern mit dem am Anodenwiderstand R 37/R 137 verstärkt auftretenden Signal das Gitter von Rö 4/Rö 104. Die Spannungen am Gitter von Rö 4/Rö 104 und Rö 5/Rö 105 sind also gegenphasig. Ohne Eingangssignal führen beide Röhren gleichen Anodenstrom. Bei Ansteuerung des Verstärkers wird nun der Anodenstrom der einen Röhre größer und der der anderen kleiner. Über C 30, C 31/C 130, C 131 und die Lautsprecher-Schwingspule (800 Ohm) fließt dann ein Strom nach Masse, der gleich der Summe aus Zunahme des Anodenstroms in der einen Röhre und der Abnahme des Anodenstroms in der anderen Röhre ist.

Für die Steuerung von Rö 4/Rö 104 ist noch folgendes zu beachten: Es sei angenommen, daß U_1 die Steuerspannung und U_2 die Ausgangsspannung von Rö 5/Rö 105 sei. Dann müßte die Gitterspannung zwischen den Gittern von Rö 4/Rö 104 und Masse $U_1 + U_2$ sein. Der Phasendreher Rö 3a/Rö 103a müßte dann eine Spannung liefern, die höher ist als die Ausgangsspannung des Verstärkers. Um das zu vermeiden, nimmt man die Anodenspannung für Rö 3b/Rö 103b am Schirmgitter von Rö 4/Rö 104 ab, das wechsellspannungsmäßig über C 29/C 129 auf Ausgangspotential liegt.

4.1 Schirmgitterspeisung

Die Schirmgitter von Rö 4/Rö 104 und Rö 5/Rö 105 müssen gegen Masse etwa die gleiche Gleichspannung haben wie ihre Anoden, sollen aber wechsellspannungsmäßig auf Katodenpotential liegen. Speist man die Schirmgitter über Vorwiderstände, so wird bei kleinen Widerständen das Ausgangssignal kurzgeschlossen, während bei großen Schirmgitterwiderständen das Ausgangssignal abnimmt. Der Grund hierfür ist folgender: Mit zunehmender Aussteuerung einer Pentode steigt der Schirmgitterstrom, und dementsprechend sinkt wegen des Spannungsabfalls am Schirmgitterwiderstand die Schirmgitterspannung ab. Daraus resultiert eine Abnahme der Ausgangsleistung. Man benötigt deshalb zwischen Schirmgitter und Anode einen hohen Wechselstromwiderstand (um den Kurzschluß der Ausgangsspannung zu verhindern) und kleinen ohmschen Widerstand (um das Absinken der Schirmgitterspannung zu verhindern). Das läßt sich erreichen, wenn man zwei Doppeldrosseln (L 4, L 5 und L 6, L 7) ver-

wendet. Je zwei Wicklungen sind auf einem gemeinsamen Kern aufgebracht und so angeschlossen, daß die Schirmgitterströme die Wicklungen in entgegengesetzter Richtung durchfließen. Dadurch tritt keine Vormagnetisierung des Kerns ein, und der Wechselstromwiderstand der Doppeldrossel bleibt in voller Höhe erhalten.

4.2 Mitkopplung und Gegenkopplung

Der Verstärker hat, um einen großen Dämpfungsfaktor des Ausgangs und bei großer Ausgangsleistung geringe Verzerrungen zu erhalten, sowohl eine Mitkopplung als auch eine Gegenkopplung. Die Mitkopplung erfolgt über die Widerstände R 27, R 28/P. 127, R 128, die die Katoden der beiden Systeme von Rö 3/Rö 103 verbinden. Für die Gegenkopplung führt man einen Teil der Ausgangsspannung über R 30/R 130 auf die Katoden von Rö 3/Rö 103 zurück.

4.3 Brummkompensation

Zur Brummkompensation nimmt man an der Katode von Rö 5 eine Gleichspannung ab, die über R 154 den Schleifern der parallel zu den Heizfäden der Röhre liegenden Entbrummer-Potentiometer zugeführt wird. Durch Verstellen des Schleifers an R 41 läßt sich der Verstärker dann auf geringsten Brumm einstellen.

4.4 Übersteuerungsanzeige

Zur optischen Anzeige von Übersteuerungen liegt parallel zum Ausgang der Spannungsteiler R 40, R 39, R 42 und parallel zu den letzten beiden Widerständen die Glühlampe La (Typ Z 8). Zum Einstellen der Übersteuerungsanzeige schließt man den Ausgang des Verstärkers mit einem 800-Ohm-Widerstand (16 W) ab. Steuert man jetzt den Verstärker beispielsweise mit einem Tongenerator aus, dann soll die Lampe La aufleuchten, wenn an den Enden des Belastungswiderstandes ein Spannungsabfall von 90 V auftritt. Durch Einstellen von R 42 läßt sich der richtige Einsatzpunkt des Aufleuchtens der Lampe einregeln.

5. Lautsprecher

Für das Zusammenarbeiten mit dem „AG 9014“ sind in erster Linie Lautsprecher mit 800 Ohm Impedanz geeignet. Hierfür kommt beispielsweise der Philips-Lautsprecher „AD 5046“ in Frage, dessen Lautsprechersystem „9710 AM“ in ein Gehäuse mit 30 Liter Volumen eingebaut ist und trotz der relativ kleinen Abmessungen eine ausgezeichnete Wiedergabe im Frequenzbereich 50... 20 000 Hz ergibt. Da das eingebaute System maximal mit 15 W belastbar ist, werden auch plötzlich auftretende Lautstärkepitzen ohne hörbare Verzerrungen einwandfrei verarbeitet. Sollen bereits vorhandene Lautsprecher mit niederohmiger Schwingspule benutzt werden, dann ist ein Anpassungsübertrager für 800 Ohm Primärimpedanz zwischenzuschalten. Wegen des relativ niedrigen Anpassungswiderstandes ist es möglich, einen solchen Anpassungsübertrager ohne allzu große Schwierigkeiten mit guter Übertragungsqualität herzustellen; außerdem sind geeignete Typen auch im Handel erhältlich.

Zwischen Verstärkerausgang und den Anschlußbuchsen für die Lautsprecher liegt noch der von der Rückseite des Verstärkers bedienbare Umschalter S 7, der die Seitenzuordnung der Lautsprecher vertauscht.

PERSÖNLICHES

H. Delhey 65 Jahre

Am 19. März 1961 vollendete der Direktor der Dominilwerke GmbH in Brilon, Hans Delhey, sein 65. Lebensjahr. Sein Name ist untrennbar mit dem Geschick des Unternehmens, dem er bereits seit 1923 angehört, verbunden. Der Jubilar war zunächst in der früheren Hauptverwaltung der Dominilwerke in Dortmund tätig. 1943 kam er als Werksdirektor nach Brilon. Seit dem Jahre 1949 ist er technischer Geschäftsführer. An der Entwicklung der Dominilwerke zu einem der führenden Unternehmen der Elektroindustrie im südwestfälischen Raum und zum größten Betrieb des Kreises Brilon hat Herr Delhey maßgeblichen Anteil.

O. Steidinger 60 Jahre



Am 10. April 1961 wurde Oskar Steidinger, der Chef der Firma Dual Gebrüder Steidinger in St. Georgen / Schwarzwald 60 Jahre.

Bereits 1917 trat Oskar Steidinger in die Firma seines Vaters ein und lernte den damals noch relativ kleinen Spezialbetrieb für feinmechanische Erzeugnisse von der Pike auf kennen. Nach dem Besuch der Höheren Handelsschule und zwei Ausbildungsjahren

bei fremden Firmen in Frankfurt/Main und Hamburg mußte er schon bald wieder nach Hause zurück, da die stürmische Aufwärtsentwicklung des väterlichen Betriebes, der sich inzwischen fast gänzlich auf die Phono-Branche spezialisiert hatte, alle Kräfte beanspruchte.

Als der Vater im Jahre 1937 starb, übernahm Oskar Steidinger zusammen mit seinem Bruder Siegfried die Leitung des Betriebes. Diese glückliche Zusammenarbeit zwischen Kaufmann und Techniker war dabei für den weiteren Aufstieg der Firma Dual von besonderer Bedeutung.

Der unternehmerische Weitblick und die Aufgeschlossenheit des nun Sechzigjährigen für alles Neue haben entscheidend dazu beigetragen, daß Dual heute zu den bedeutendsten Herstellern von Schallplatten-Abspielgeräten zählt. Durch die Folgen eines Verkehrsunfalles muß Oskar Steidinger leider seit Monaten dem Geschäft fernbleiben. Die guten Fortschritte in seiner Genesung lassen jedoch erhoffen, daß er bald wieder aktiv die kaufmännische Leitung der Firma übernehmen kann.

E. Seebode 50 Jahre

Am 30. März beging Erich Seebode seinen 50. Geburtstag. Ab 1947 wandte er sich der Rundfunk-Branche zu und wechselte nach mehrjähriger Tätigkeit und Einarbeitung im Einzelhandel zur Industrie über. Seit 1954 ist Herr Seebode mit der Verkaufsführung der Loewe Opta AG betraut. In dieser Eigenschaft erwarb er sich sowohl innerhalb des Unternehmens als auch darüber hinaus beim Groß- und Einzelhandel Vertrauen und Anerkennung.



H. Klinzer zum Direktor ernannt

Der langjährige Leiter der Export-Abteilung der Körting Radio Werke, Hans Klinzer, ist mit Wirkung vom 1. April 1961 zum Direktor ernannt worden.

Im November 1954 hatte der am 27. 11. 1918 in Frankfurt/Main Geborene die Leitung und den weiteren Ausbau der Export-Abteilung übernommen. Auf Grund seiner Sachkenntnis auf dem internationalen Markt und seines persönlichen guten Verhältnisses zu maßgeblichen Kreisen des Auslandes ist es ihm gelungen, den Export-Anteil der Körting Radio Werke auf einen Stand zu bringen, der auf 35% der gesamten Produktion angewachsen ist.

Der Trinistor

DK 621.314.63

Unter einem Trinistor (geschützte Firmenbezeichnung der *Westinghouse London*) ist ein gesteuerter Si-Gleichrichter hoher Schaltleistung zu verstehen, dessen erste Serien bereits auf dem Markt erschienen sind (Bild 1). Es handelt sich dabei um einen vierschichtigen Halbleiter mit einer Zonenfolge von *npnp* zwischen Katode und Anode und einem Gitteranschluß in der ersten *p*-Schicht, der hier mit „Tor-elektrode“ bezeichnet wird (Bild 2). Mit

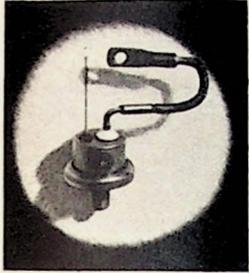


Bild 1. Ein Silizium-Trinistorschalter der CS31-Serie für einen maximalen mittleren Strom von 26 A und 400 V Spitzensperrspannung

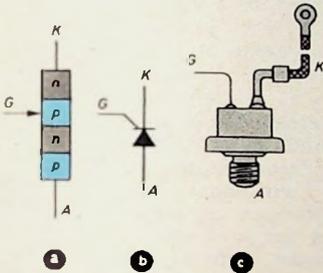


Bild 2. Der Trinistor. a) Grundaufbau (K = Katode, A = Anode, G = Tor (gate)); b) Symbol; c) Skizze der praktischen Ausführung eines Trinistors

Hilfe dieser Elektrode kann man den Strom- und Spannungseinsatzpunkt verschieben und mit sehr kleiner Leistung steuern. Mit einem Torstrom von beispielsweise 50 mA läßt sich im Durchlaßfall ein Betriebsstrom von etwa 25 A schalten; das ergibt ein ansehnliches Schaltverhältnis von 500 : 1.

In seinem Verhalten, nicht nur reine Schaltfunktionen zu erfüllen, sondern auch den gleichgerichteten Strom zu steuern, gleicht der Trinistor einem Glühkathoden-Thyratron. Ebenso wie dieses, läßt er sich, einmal gezündet, durch bloßes Verändern des Gitterpotentials nicht mehr beeinflussen; es muß auch hier eine dem Thyatron ähnliche Anschnittsteuerung angewandt werden, mit der es dann gelingt, den Laststrom von Null bis 180° zu verändern (Bild 3). Derartige Si-Trinistorschalter zeigen eine Kennlinie mit fallendem Ast (Bild 4); sie können deshalb Schalterfunktionen erfüllen. Durch die Verwendung von Silizium ist der Anstieg

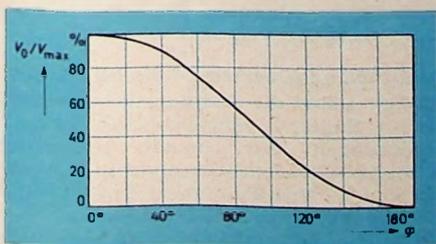


Bild 3. Abhängigkeit der mittleren Ausgangsspannung V_0/V_{max} und damit der Ausgangsleistung von Phasenwinkel φ der Torsteuerung des Trinistors

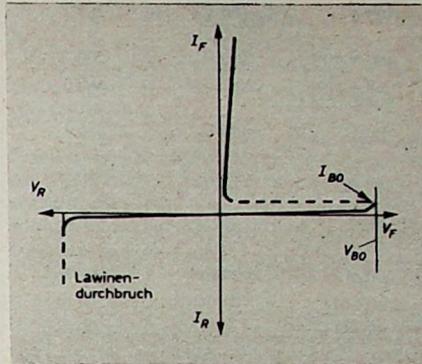


Bild 4. Trinistor-Schaltcharakteristik bei Torstrom Null

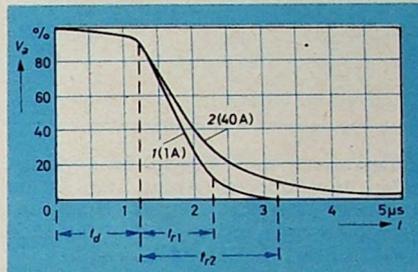


Bild 5. Typische Einschaltcharakteristik. V_0 = prozentuale Spannung zwischen A und K; t_d = Verzögerungszeit zwischen Einsatz des Gitterstromes I_G und dem Augenblick, in dem die Spannung V_{FB} auf 90% ihres ursprünglichen Wertes gesunken ist, wenn in den leitenden Zustand geschaltet wird; t_r = Anstiegszeit, in der die Spannung V_{FB} von 90% auf 10% gefallen ist

der Stromverstärkung mit zunehmendem Strom von kleinen Werten an bis nahezu 1 besonders gut ausgeprägt. Von Vorteil ist dabei, daß die Schaltzeiten außerordentlich klein sind; sie liegen in der Größenordnung von wenigen Mikrosekunden (Bild 5), wogegen Ionenröhren, speziell solche mit Hg-Füllung, ein Vielfaches davon benötigen. Bei diesen kurzen Schaltzeiten und den hohen Schaltleistungen treten aber leicht unerwünschte Einschwingvorgänge und Überspannungen auf, die durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen (Filter, Dämpfungsglieder usw.) gedämpft werden müssen.

Funktionsweise und Verhalten

Typisch an der Funktionsweise eines Trinistors ist folgendes: In der Vorwärtsrichtung, wenn kein Signal am Tor liegt, ist der Trinistor gesperrt. Er wird erst leitend, wenn die „Umschaltspannung“ überschritten wird oder wenn das Tor positiv gegenüber der Katode wird. Je höher das positive Torpotential gemacht wird, um so mehr wird die Umschaltspannung reduziert. Bei einer Tor-Steuerleistung von zum Beispiel 5 V, 100 mA erreicht dann die Umschaltspannung den tiefsten Wert, bei dem der höchste Durchlaßstrom fließt (Bilder 6 und 7). Bemerkenswert ist dabei der sehr niedrige innere Spannungsabfall (in Durchlaßrichtung) von etwa 1 ... 2 V, womit sich ein extrem guter Wirkungsgrad von über 95% ergibt.

Um den Trinistor auszuschalten, ist es im allgemeinen notwendig, seinen Durchlaßstrom unter einen bestimmten Minimalwert zu senken (Analogon zur minimalen Bogenspannung bei Ionenröhren). Dieser Minimalstrom wird mit Reststrom be-

zeichnet. Bei nicht zu hohen Durchlaßströmen läßt sich der Trinistor auch durch ein entsprechendes Torsignal ausschalten.

In der Sperrichtung verhält er sich wie eine normale Si-Diode, wobei er bis zur festgelegten Spannung zu sperren vermag. Ein Überschreiten dieser maximal zulässigen Sperrspannung ist allerdings weit gefährlicher für den Halbleiter als bei Ionenröhren.

Zusammenfassend läßt sich das Verhalten eines gesteuerten Vierschichten-Si-Gleichrichters (im Hinblick auf das Glühkathoden-Thyratron) wie folgt definieren:

- 1) sehr geringer innerer Spannungsabfall im leitenden Zustand (nur etwa $1/10$ desjenigen einer Ionenröhre);
- 2) daher extrem guter Wirkungsgrad;
- 3) praktisch kein Zündverzug und sehr geringe Freiwerdezeit (viel geringer als bei Ionenröhren, bei denen die Trägheit der Ionen eine verzögernde Wirkung ausübt);
- 4) da keine Heizung nötig ist, sofortige und stete Betriebsbereitschaft (die allerdings auch bei Kaltkathodenröhren mit Schaltrelais gegeben ist);

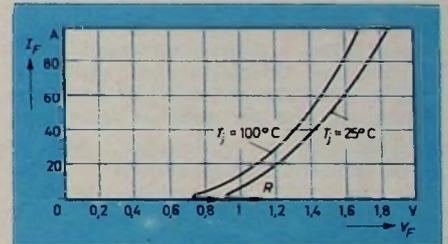


Bild 6. Typische Vorwärts-Charakteristiken. Augenblickswert des Durchlaßstromes I_F als Funktion der momentanen Durchlaßspannung V_F ; R = Anstiegsrichtung zur Umschaltspannung

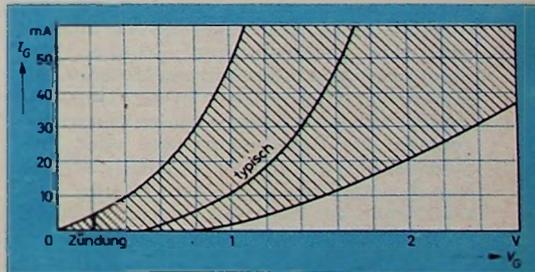


Bild 7. Zündcharakteristik eines Trinistors (für $T_j = 25$ bis 100°C); alle Zündpunkte des Trinistors liegen innerhalb des schraffierten Bereiches

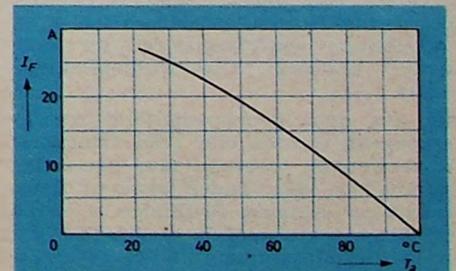


Bild 8. Temperaturabhängigkeit des Trinistors mit 7''-Anodenkühler; mittlerer Durchlaßstrom I_F als Funktion der Umgebungstemperatur T_a . Die Kurve ändert sich stark mit der Ausführung der Anodenkühlflügel und gilt nur für $\varphi = 180^\circ$, also Leitung über die volle positive Halbwelle. Bei $\varphi = 120^\circ$ sind die Werte mit 0,9 zu multiplizieren, bei 90° mit 0,8, bei 30° mit 0,52 usw.

Tab. I. Daten gesteuerter Si-Gleichrichter (controlled Si rectifier)

	Westinghouse Trinistor CS31N	General Electric C35D	International Rectifier Corp. Thyrode X16R20
Max. Spitzensperrespannung (peak reverse voltage) $V_{R, U_{sperr}}$	400 V	400 V	200 V
Max. Vorwärts-Sperrespannungsspitze (forward blocking voltage, peak) $V_{FB peak}$	400 V	400 V	200 V
Max. Vorwärts-Spannungsabfall (forward voltage) V_F	1,8 V	0,87 V	0,9 V
Min. Vorwärts-Umschaltspannung (breakover voltage) V_{BO}	400 V	400 V	200 V
Max. mittlerer Durchlaßstrom (forward current) I_F, I_D	26 A	16 A	16 A
Max. Durchlaßstrom-Spitzenwert (peak forward current) $I_F peak$	32 A	—	—
Max. einmaliger Spitzenstrom (surge) I_{surge}	350 A	160 A	125 A
Max. Torstrom, Spitzenwert (gate current) I_G, I_g	500 mA	2000 mA	2000 mA
Max. Torzündstrom (gate firing current) I_{GF}	50 mA	25 mA	50 mA
Max. Reststrom (sustaining current) I_S, I_r	25 mA	4 mA	6 mA
Max. Torspannung, Spitzenwert (gate voltage) $V_G, U_g peak$	10 V	10 V	10 V
Max. Tor-Zündspannung (gate firing voltage) V_{GF}	2,5 V	3 V	3 V
Max. junction-Betriebstemperatur (operating junction temperature) T_j	100°C	125°C	105°C
Raumtemperaturen, für die die gegebenen Daten gültig sind; bei höheren Temperaturen reduzieren sich die Werte sehr stark T_a	30°C	30°C	30°C

- geringe Abmessungen und Gewicht;
- mechanisch robust (da kein Glas);
- nachteilig sind dagegen die starke Temperaturabhängigkeit der Charakteristiken (Bild 8) und die hohe Empfindlichkeit gegen jede Überschreitung der Grenzwerte (Überspannungen und kurzzeitige Überlastungen) sowie die für manche Zwecke zu niedrige Sperrspannung und der noch zu hohe Preis.

Immerhin ist es erstaunlich, daß es einigen Forschungslaboratorien - voran denen der GE, International Rectifier Corp., Texas Texas Instruments (USA) und Westinghouse London - gelungen ist, in so kurzer Zeit gesteuerte Si-Gleichrichter für Sperrspannungen bis 400 V und mittlere Durchlaßströme bis zu 26 A zu bauen. Auf Grund dieser Eigenschaften können gesteuerte Si-Gleichrichter für folgende Aufgaben eingesetzt werden: als statischer elektronischer Schalter, zur Steuerung von Gleichstrom-Motoren, als gesteuerter Gleichrichter in Servoanlagen, zur Stabilisierung von Stromversorgungsgeräten, als Gleichspannungs- oder Frequenzwandler, als Wechselrichter, als Impulsgenerator und Impulsformer, als Zündorgan bei Ignitrons, vor allem in der Schweißtechnik.

Schutz- und Schaltungsmaßnahmen

An einem typischen Beispiel eines gesteuerten Si-Gleichrichters in Brückenschaltung soll gezeigt werden, welcher Schutz- und Schaltungsmaßnahmen es bei Verwendung von Trinistoren an Stelle bisher üblicher Gleichrichterelemente bedarf.

Wie aus dem Prinzipschaltbild (Bild 9) hervorgeht, werden hier zwei Trinistoren T_r verwendet, während (aus preislichen Gründen) in den beiden anderen Brückenzweigen normale Si-Dioden D liegen. Die Trinistoren werden so gewählt, daß ihre Umschaltspannung in Durchlaßrichtung jedenfalls größer als der Spitzenwert der Speisespannung ist, um unerwünschte Zündungen mit Sicherheit zu vermeiden. Bei der Auslegung der Schaltung ist auf Induktivitäten und Kapazitäten, die zu Überspannungen führen können, zu achten (mit Oszillografen kontrollieren). Auch der maximal zulässigen

Sperrspannung muß Beachtung geschenkt werden; ihre Überschreitung kann zu unmittelbarer Zerstörung des Halbleiters führen (auch hier mit Breitband-Katodenstrahl-Oszillografen kontrollieren).

Der Eingang muß mit flinken Schmelzsicherungen 1 geschützt werden (mit Auslösezeiten < 0,5 s). Gegen Überspannungen und wilde Schwingungen ist ein RC-Filterglied 2 vorzusehen, ähnlich wie dies bei Si-Dioden üblich ist, und das nach Gl. (1) errechnet werden kann.

$$C_{[µF]} = \frac{200 P_o [W]}{U_N^2 [V]} \quad (1a)$$

$$R_{[Ohm]} = \frac{200}{C_{[µF]}} \quad (1b)$$

(U_N = Netzspannung, P_o = Ausgangsleistung).

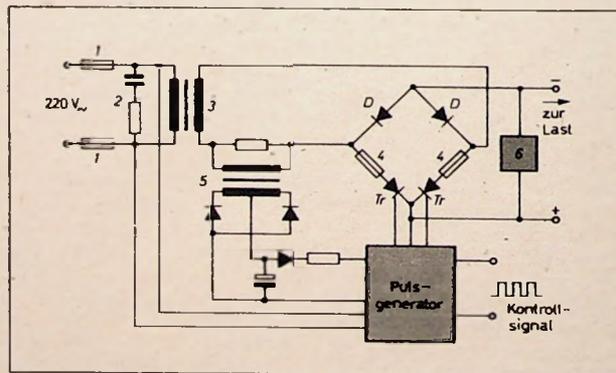


Bild 9. Prinzipschaltbild eines steuerbaren Gleichrichters in Brückenschaltung, bestückt mit 2 Trinistoren; Schutzmaßnahmen angedeutet

Auf jeden Fall ist ein Transformator 3 nötig, um den Kreis vom Netz zu trennen. Dieser muß eine Kurzschlußspannung von mindestens 10% (also gute Pufferfähigkeit) haben. Die Stromwerte (wie mittlerer Durchlaßstrom, Spitzenstrom, surge) sind mit Oszillografen zu überprüfen; sie müssen unterhalb der Grenzwerte liegen, denn im Gegensatz zu Ionenröhren können bereits geringe und kurzzeitige Überlastungen zur Zerstörung des Halbleiters führen. Ein Überstromschutz ist daher auf jeden Fall vorzusehen, zum Beispiel in Serie mit dem Trinistor geschaltete flinke Sicherungen 4, die etwa so bemessen sind, daß sie auf den dreifachen normalen, mitt-

Tab. II. Definitionen der Abkürzungen

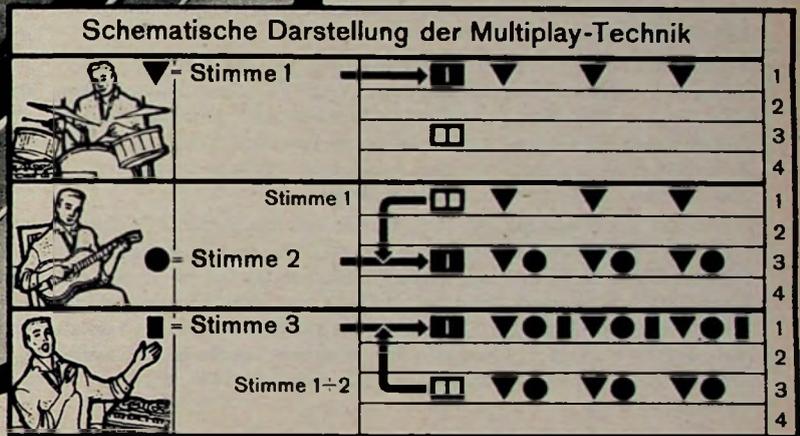
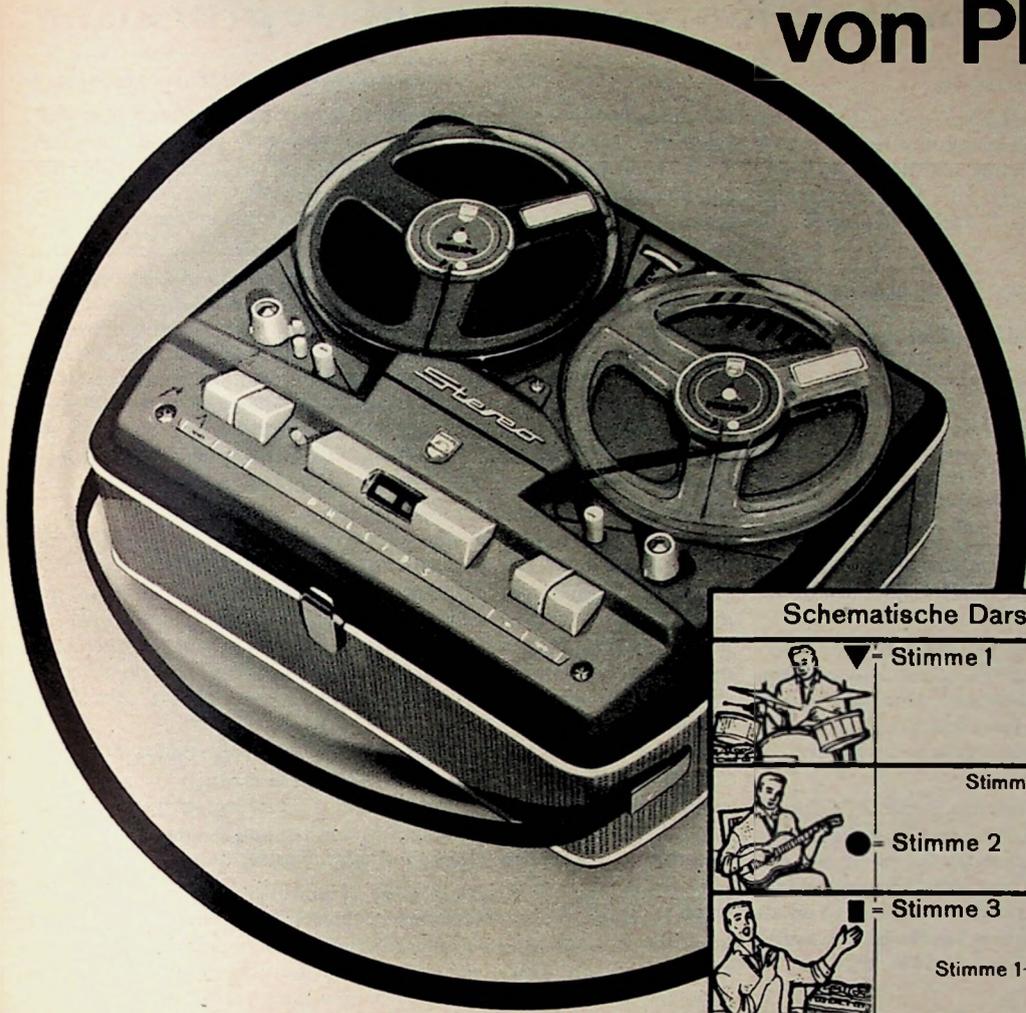
V_{BO}	Positiver Wert der Anodenspannung, bei dem der Trinistor (bei Torstrom Null) in den leitenden Zustand umkippt; vergleichbar mit der „Zündspannung“ bei Thyatronen
V_F	Spannung in Durchlaßrichtung zwischen A und K, wenn A in bezug auf K positiv ist
V_{FB}	Sperrspannung in Vorwärtsrichtung, wenn der Trinistor nicht leitend ist
V_G	Steuerspannung, die zwischen K und G liegt
V_{GF}	Wert der zwischen G und K liegenden Torspannung, wenn der Tor-Zündstrom fließt
V_R	Sperrspannung zwischen A und K, wenn A negativ ist
I_{BO}	Umschaltstrom, bei V_{BO}
I_G	Torstrom, der zwischen G und K fließt
I_{GF}	Tor-Stromwert, der nötig ist, um V_{BO} auf 5 V zu reduzieren
I_F	Mittlerer Strom, der im Halbleiter in Durchlaßrichtung fließt, wenn A positiv in bezug auf K ist
I_S	Reststrom; unterhalb dieses Wertes gewinnt der Trinistor (bei $I_G = 0$) seine Sperrereigenschaften wieder
I_{surge}	Einmal zulässiger Spitzenstromimpuls während nur einer Periode; seine Überschreitung oder Wiederholung führt zu unmittelbarer Zerstörung
I_R	Sperrstrom, der fließt, wenn A gegenüber K negativ ist

leren Betriebsstrom augenblicklich ansprechen und keinesfalls der Spitzenstrom überschritten werden kann. Ein besonders schnell wirkendes Schutzsystem gegen Überlastungen ist außerdem ratsam. Als Beispiel ist hier ein stromempfindlicher Übertrager 5 mit anschließendem Strombegrenzer angeführt. Dieses System wirkt auf das Phasenglied im Pulsgenerator ein, indem es bei Kurzschluß oder hohem Überstrom oder auch bei nur geringer, aber über mehrere Perioden andauernder Überlast den Phasenwinkel der Gittersteuerimpulse in bezug auf die Anodenwechselspannung so vergrößert, daß der Kreis momentan gesperrt wird. Ein

Surge-Begrenzer 6 (ein Netzwerk ähnlich dem nach 2, ein gegengeschalteter Selen-gleichrichter oder ein ähnlicher Schutz) ist im Ausgang vorzusehen.

Daten von gesteuerten Si-Gleichrichtern
Aus Tab. I sind die wichtigsten in den USA und in England gebräuchlichen Charakteristiken der neuen gesteuerten Halbleiter-Gleichrichter ersichtlich, wobei neben dem Trinistor noch zwei weitere ähnliche Typen mit angegeben sind. Leider ist die Bezeichnungsweise noch nicht einheitlich, so daß zum besseren Verständnis in Tab. II noch einige Definitionen zugefügt wurden.
R. H.

Neu von Philips!



Philips Tonbandgerät RK 35 VOLLSTEREO

Neue Gestaltungsmöglichkeiten für Ihre Kunden - neue Verkaufschancen für Sie! Jetzt bietet Ihnen Philips ein Tonbandgerät mit einer technischen Ausstattung, die jeder Tonband-Amateur begrüßen wird. Das neue Philips Vielzweck-Tonbandgerät RK 35 erlaubt Ihren Kunden die Anwendung einzigartiger Aufnahmetechniken: Multiplay, Duoplay und Stereo. Bei der Multiplay-Technik werden mehrere Stimmen (z. B. Schlagzeug, Gitarre, Gesang) nacheinander aufgenommen, aber gleichzeitig wiedergegeben. Das bedeutet neue reizvolle Gestaltungsmöglichkeiten - ebenso wie die Herstellung stereophoner Aufnahmen mit dem neuen RK 35. Bei der Stereo-Wiedergabe dient ein Rundfunkgerät als zweiter Kanal.

Technische Einzelheiten für Ihre Kunden:

Vierspur-Tonkopf · bis zu 8 Stunden Spieldauer · Duoplay · Multiplay · Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe · einfache Tastenbedienung · arretierbare Schnellstoptaste · Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/sec

18 cm Spulen · Magisches Band für Aussteuerungskontrolle · Bandzählwerk mit Nullsteller · automatische Endabschaltung · Mithörmöglichkeit über Lautsprecher und Kopfhörer · als Phono- und Mikrofonverstärker zu verwenden · Anschluß für Fußschalter · Frequenzbereich 50-14000 Hz · Eingänge für Mikrofon, Phono und Rundfunk · 3 Ausgänge: Diode, 2. Lautsprecher, Kopfhörer · eingebauter, abschaltbarer Lautsprecher Netzanschluß für 110/127/220/245 Volt Wechselstrom, 50 Hz (mit Umbausatz 60 Hz) · Maße 375 x 175 x 315 mm · Gewicht ca. 9 kg.

DM 529,-*
* ungebundener Preis



Fortschritt für alle

...nimm doch **PHILIPS**

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

Berechnung und Konstruktion von Koaxial-Topfkreisen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 7, S. 218

DK 621.372.824 : 538.551.25.001.24.002.2

d) Für einen 70-cm-Konverter wird ein $\lambda/4$ -Kreis eines Bandfilters nach Bild 12 benötigt. Der Innenleiter soll aus 8-mm-Rohrmaterial gefertigt werden, für den Außenleiter kommt ein Rechteck-Querschnitt mit 40 mm Kantenlänge in Betracht. Die Abstimmung des Filters soll mit einem Rohrtrimmer mit 0,9 pF Anfangskapazität und 6,4 pF Kapazitätsvariation erfolgen.

Aus Bild 1 ergibt sich für $\frac{d}{D} = \frac{8}{40} = 0,2$ der Wellenwiderstand $Z = 102 \text{ Ohm}$. Für C' (Variationsbereich-Mitte) setzt man eine Kapazität von $0,9 + 0,5 \cdot 6,4 = 4,1 \text{ pF}$ ein.

$$-j X_C = -j \frac{159200}{435 \cdot 4,1} = -j 89 \text{ Ohm}$$

$$\frac{-j X_C}{Z} = -j \frac{89}{102} = -j 0,873 = r; \Lambda = 0,114$$

Die Länge ergibt sich zu $l = 0,114 \cdot 69 = 7,87 \text{ cm}$. Ein- und Auskopplung erfolgen über die Koppelschleifen L_K am Topfboden in der Nähe des Strombauches.

Es sei noch ein weiteres Verfahren erwähnt, das besonders für Überschlagrechnungen an Topfkreisen geeignet ist [8]. In dem Nomogramm Bild 13, das ebenfalls aus Gl. (2) entstanden ist, sind neben dem Wellenwiderstand Z noch die Produkte aus Frequenz f und Belastungskapazität C' sowie aus Frequenz f und Leitungslänge l aufgetragen. Das zugehörige Rechenschema zeigt Bild 14.

e) Ein $\lambda/4$ -Topfkreis für 435 MHz ist mit der Kapazität $C' = 2,3 \text{ pF}$ belastet. Der Wellenwiderstand beträgt 80 Ohm. Das Produkt aus der Frequenz 435 MHz und der Belastungskapazität 2,3 pF ergibt den Wert 1000. Verlängert man im Bild 13 die Verbindungslinie der Punkte $Z = 80 \text{ Ohm}$ und $f \cdot C' = 1000$ bis zur dritten Leiter, so erhält man dort den Wert $f \cdot l = 5280$. Die effektive Topfkreislänge ergibt sich durch Division von 5280 durch die Frequenz 435 MHz zu $l = 12,15 \text{ cm}$.

Nach den gleichen Verfahren läßt sich auch die Lecherleitung dimensionieren. Ihr Wellenwiderstand kann Bild 15 entnommen werden. Bei gegebenem Leiterabstand ist für einen Wellenwiderstand von $Z = 180 \text{ Ohm}$ die Dämpfung am geringsten. Der Kompromiß zwischen

Dämpfungsminimum und optimalem Resonanzwiderstand liegt entsprechend der kapazitiven Belastung zwischen 200 und 300 Ohm Wellenwiderstand. Der Einsatz von Lecherleitungskreisen ist aber nur am niederfrequenten Ende des Dezimeterwellenbereiches zu empfehlen, da ihre Güte mit steigender Frequenz rasch abnimmt.

In der Praxis liegen nicht immer die bisher angenehmen idealen Verhältnisse vor. Der Wellenwiderstand des Koaxialkreises läßt sich nicht auf der gesamten Länge bis zum Angriffspunkt der Belastungskapazität C' übergangslos konstanthalten. An den Elektrodenzuleitungen innerhalb der Röhre treten Sprünge des Wellenwiderstandes auf, die eine exakte Berechnung der Topflänge sehr erschweren. Für gestaffelte $\lambda/4$ - oder $n\lambda/4$ -Kreise ergeben sich so komplizierte Rechenverfahren, daß sie für den Amateur unbrauchbar sind. Außerdem treten meistens noch zusätzliche Streukapazitäten am Leitungsende auf, und es machen sich Toleranzen in den statischen und dynamischen Röhrenkapazitäten bemerkbar.

Werden Röhren wie PC 86 oder 4 X 150 A verwendet, die nicht wie die übersichtlich aufgebauten Scheibentrioden 2C39A, RH7C usw. ohne Fassungen auskommen und daher keinen eindeutigen Schluß auf den Schwerpunkt der Elektrodenkapazitäten zulassen, dann wird die berechnete Topflänge etwas verkürzt. Eine zu kurze Leitung kann man stets durch weitere Abstimmkapazitäten verlängern, während sich zu lange Leitungen nicht auf einfache Weise elektrisch verkürzen lassen.

Zeigt sich bei der Berechnung, daß die effektive Länge l des $\lambda/4$ -Kreises erheblich kürzer als sein Außenleiter-Innendurchmesser D wird, so ist ein $\lambda/2$ - oder $n\lambda/4$ -Kreis zu empfehlen. Ergibt sich auch dann keine zufriedenstellende Lösung, so muß man Hohlraumresonatoren verwenden. Diese sind $n\lambda/4$ -Kreisen immer vorzuziehen.

Die Anwendung von Koaxialkreisen kann selbst im Meterwellen- oder VHF-Bereich (30...300 MHz) noch sinnvoll sein. Mit entsprechender kapazitiver Belastung oder auch mit gewendetem Innenleiter ergeben sich beträchtliche Leitungsverkürzungen. Leitungen mit gewendetem Innenleiter haben bei gleichem Durchmesser Verhältnis d/D einen größeren Wellenwiderstand. Auch bei 145 MHz erhält man für normale Koaxialkreise noch durchaus handliche Topfabmessungen. Der konstruktive Aufwand wird hier durch einen sehr guten Wirkungsgrad und Strahlungsfreiheit wettgemacht.

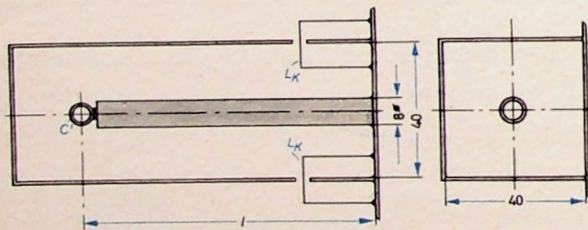


Bild 12. Bandfilter für 70-cm-Konverter

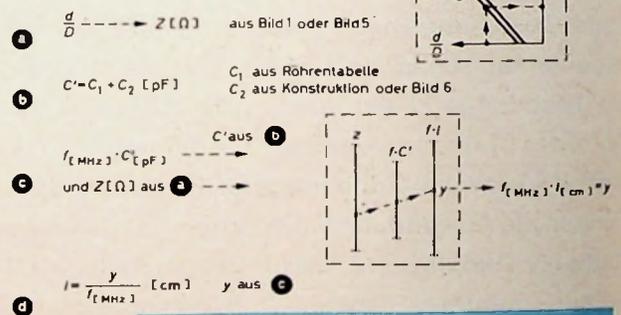


Bild 13. Das Nomogramm zur Dimensionierung von kapazitiv belasteten, am Ende kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitungskreisen

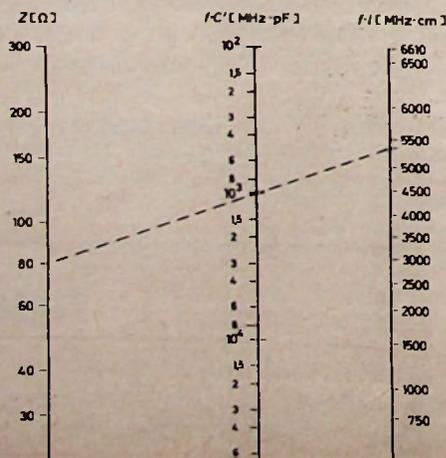
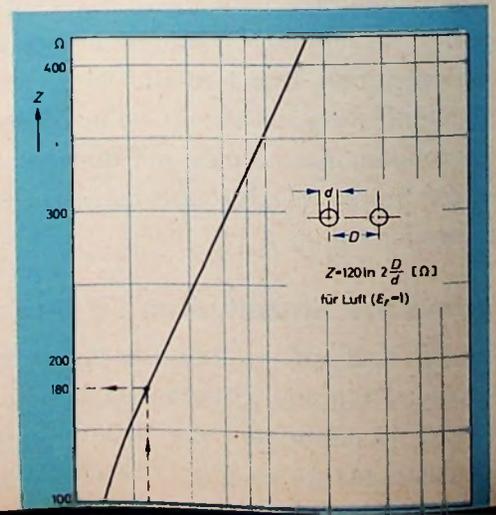


Bild 14 (rechts oben). Rechenschema zur Dimensionierung kapazitiv belasteter $\lambda/4$ -Leitungskreise (Rechengang c siehe Bild 13)

Bild 15. Wellenwiderstand der Lecherleitung



KERAMISCHE KONDENSATOREN

mit millionenfacher Dielektrizitätskonstante und moleküldünmem effektiven Dielektrikum

In den letzten Monaten sind in verschiedenen Ländern keramische Kondensatoren unter den Namen Ultra-Caps, Trans-Caps, HC (high capacity)- oder Sperrschicht-Kondensatoren auf den Markt gekommen. Diese Kondensatoren stellen eine neue Entwicklung auf dem Gebiet der keramischen Kondensatoren dar, wobei bisher nicht mögliche große Kapazitätswerte nun auch mit keramischem Dielektrikum erreichbar wurden. Dabei ist für die Eigenschaften des Kondensators weniger die hohe Dielektrizitätskonstante bestimmend als vielmehr eine auf chemisch-keramischem Wege erreichte extrem dünne Haut, die als Dielektrikum dient; der innere Teil des Materials ist ein verhältnismäßig niederohmiger Halbleiter. Diese Entwicklung stellt einen wesentlichen Fortschritt in bezug auf Miniatur- und Mikro-Schaltelemente dar. Die Herstellungsmethoden ähneln denen von keramischen Kondensatoren, doch die Einflüsse, die die einzelnen Schritte auf die Eigenschaften ausüben, haben manche Beziehung zu Fällungen, die von der Transistorenfertigung her bekannt sind. Die elektrischen Eigenschaften der neuen keramischen Kondensatoren — nachstehend kurz als HC-Kondensatoren bezeichnet — ähneln denen von HDK-Keramikkondensatoren oder Elektrolytkondensatoren. Die Verwendung umfaßt zahlreiche Beispiele, in denen bisher keramische HDK-Typen, Papier-, Plastikfilm- (Trolitul, Mylar usw.) oder Elektrolytkondensatoren eingesetzt wurden. Weitere Anwendungen scheinen vielleicht auch zur Spannungsstabilisierung, Strombegrenzung und Gleichrichtung möglich zu sein.

DK 621.319.4: 666.593.4

Die Forderung nach sehr kleinen Bauelementen wird für viele Gebiete der Elektronik erhoben. Manche Projekte werden erst dann praktisch durchführbar, wenn eine bestimmte Mindestanzahl von Einzelteilen in einen Kubikdezimeter paßt. Diese Entwicklung bekam einen wesentlichen Auftrieb, als der Transistor so weit entwickelt worden war, daß er weitgehend die Radoröhre ersetzen konnte. Etwa zur gleichen Zeit war es durch die Entwicklung der Ferrite gelungen, entsprechend kleine Induktivitäten mit guter Güte anzufertigen. Kleine elektrische Widerstände hatte man zuvor schon produzieren gelernt. Auf dem Gebiete der Kondensatoren bedeutete der Tantal-Elektrolytkondensator einen ähnlichen Schritt vorwärts. Inzwischen wurde auch auf dem Gebiet der keramischen Kondensatoren in dieser Richtung manches geleistet.

Dielektrizitätskonstante und Abmessungen bestimmen die Kapazität eines Kondensators

Die Kapazität eines scheibenförmigen Kondensators errechnet sich aus

$$C = \frac{DK \cdot F \cdot K}{A} \quad (1)$$

(DK = Dielektrizitätskonstante, F = Fläche der effektiven Elektroden, K = Konstante, A = Abstand der Elektroden)

Vor 20 Jahren konnte man bei einem keramischem Kondensator nur wenige Pikofarad je Quadratzentimeter erreichen, und vor etwa 10 Jahren brachte die allgemeine Einführung der HDK-Bariumtitanat-Massen und ihrer vielen Abwandlungen es mit sich, daß einige Nanofarad Kapazität je Quadratzentimeter darstellbar wurden. Trotz zahlreicher Bemühungen, die unter anderem in einigen tausend Patenten ihren Niederschlag fanden, gelang es nicht, die eigentliche Dielektrizitätskonstante dieser keramischen Massen in der Serienfertigung auf über 15 000 zu bringen, wenn man gleichzeitig die übrigen wünschenswerten Eigenschaften erhalten wollte. Wie Gl. (1) erkennen läßt, war damit eine Möglichkeit, die Kapazität je Flächeneinheit zu erhöhen, erschöpft. Auf die Volumeneinheit bezogen, hätte weiterhin eine Vergrößerung der Fläche der Elektroden nur einen Vorteil gebracht, wenn man in ähnlichem Verhältnis die Dicke des Dielektrikums und damit den Abstand der Elektroden hätte vermindern können. Die Patentreiter weist diesbezüglich einige sehr gewagte Erfindungen auf, die wohl wegen übergroßer praktischer Schwierigkeiten nie für die Serienproduktion keramischer Kondensatoren eingesetzt wurden. Bedeutung erlangten jedoch das Band-Gießverfahren und das Walzverfahren. Auf diese Weise war es möglich, große Stücke mit nur

etwa 0,1 mm Dicke herzustellen, deren weitere Verarbeitung dann mit üblichen Methoden erfolgte. Solche sehr dünnen keramischen Scheibchen oder Streifen waren allerdings im gebrannten Zustand sehr zerbrechlich, wodurch der Ausschuß erheblich groß wurde. Deshalb ersann man Methoden, um beispielsweise Platinbeläge auf das ungebrannte keramische Material aufzutragen, und brannte dann die aufgetragenen Platinbeläge zusammen mit der Keramik. Eine andere Methode bestand aus wechselseitigem Aufsprühen dünner Schichten von Keramik und Elektrodenmaterial. Schon diese wenigen Beispiele veranschaulichen, welche Anstrengungen gemacht wurden, um das aufgezeigte Problem zu lösen. Doch alle diese Erfindungen und die hochentwickelten Produktionsmethoden hatten merkwürdige Nachteile. Einmal war der Ausschuß recht hoch, und die erforderlichen Maschinen waren kompliziert, zum anderen waren manche Materialien sehr teuer, und schließlich wurde die Miniaturisierung doch nicht in dem wünschenswerten Maße erreicht.

Da ist es eigentlich erstaunlich, daß eine weitere Lösungsmöglichkeit — im Prinzip schon vor etwa 13 Jahren in Patentschriften niedergelegt — erst seit etwa Jahresfrist anwendungsreif wurde und praktische Bedeutung erlangte.

Die Herstellung keramischer Halbleiter und geschichteter Dielektrika

Die Patentreiter und ganz wenige Veröffentlichungen lassen (teils in vielen Einzelheiten, teils nur andeutungsweise) etwa folgendes Prinzip erkennen. Die Keramik besteht wieder hauptsächlich aus BaTiO₃. Es werden Zusätze beigemischt, die recht brauchbare HDK-Massen (Massen mit hoher Dielektrizitätskonstante) ergeben (Dielektrizitätskonstante etwa 5000). Diese Massen sind ferner leicht reduzierbar (Austreiben von Sauerstoff), ohne bei weiterer Behandlung zu leicht zu reoxydieren (Aufnehmen von Sauerstoff). Durch geeignete Temperaturbehandlung und eine bestimmte Schutzatmosphäre läßt sich Keramik nun reduzieren und auch an der Oberfläche wieder oxydieren. Die Brennhaut einer Keramik hat dabei stets andere Eigenschaften als das Innere einer dichtbrennenden Masse, da sie mit der Brennatmosphäre in Kontakt steht. Da Titanate sehr leicht Sauerstoff beim Brennen verlieren, erhalten Kondensatormassen oft spezielle Oxydzusätze, um eine zu schnelle Reduktion zu vermeiden. Der Herstellungsvorgang verläuft etwa folgendermaßen:

1) Eine spezielle HDK-Masse wird zusammengestellt. Die daraus gewünschten Teile werden auf eine der üblichen Arten geformt (Pressen, Strangziehen usw.). Das Brennen erfolgt bei hoher Temperatur in Luft.

2) In einem weiteren Brennvorgang schließt sich das Reduzieren an, wobei meistens eine Schutzatmosphäre mit Wasserstoffgas benutzt wird (besondere Vorkehrungen sind erforderlich, um dabei kein Knallgas zu erhalten). Mittlere Temperaturen scheinen zu genügen, wenn der Gasdruck und die Brennzeit ausreichen, um bei der Menge des eingebrachten Brenngutes den gewünschten Grad der Reduktion zu erhalten. Gut reduzierte Scheibchen haben nach völliger Reduktion nur noch wenige Ohm Durchgangswiderstand, während sie nach dem ersten Dichtbrand in Luft 10⁵ MOhm aufweisen.

3) Der dritte Brennvorgang ist die Reoxydation der äußeren Haut. Nur diese Haut stellt dann das eigentliche Dielektrikum des Kondensators dar. Die Brennatmosphäre, die Temperatur, die Brenndauer und die Chemikalien, die hierbei mit der Haut in Kontakt kommen, bestimmen die chemische Zusammensetzung dieser Haut, womit auch die elektrischen Eigenschaften festgelegt sind.

4) Zusammen mit dem Reoxydationsvorgang oder nachträglich läßt sich schließlich das Elektrodenmaterial aufbringen, wobei man Silberfarben verwenden kann. Auch hier ist wieder im allgemeinen ein Brennvorgang nötig. Neben der Glasur, die die Haftfestigkeit der Beläge bestimmt, enthalten die Silberpräparate auch noch Oxyde usw., die wohl die Lötbarkeit begünstigen, der Haftfestigkeit des Belages jedoch entgegenwirken.

Der Aufbau des keramischen Kondensators mit geschichtetem Dielektrikum

Der neue Kondensator besteht sozusagen aus zwei gleichartigen keramischen Kondensatoren in einem Stück, die in Serie liegen. Die äußeren Silberelektroden gehören je eine zu je einem Kondensator, während die Innenelektroden durch das gemeinsam benutzte Mittelstück des reduzierten keramischen Halbleiters gebildet

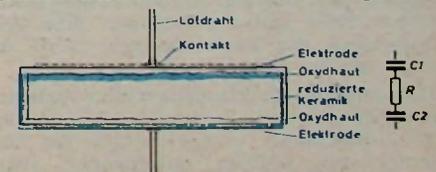


Bild 1. Aufbau und Ersatzschaltbild eines HC-Kondensators

werden. Die Dielektrizitätskonstante ist in diesem Falle nicht einfach zu definieren, da es sich um eine dreischichtige Keramik handelt. Die effektive DK kann für den ganzen Kondensator leicht 2 000 000 erreichen. In Wirklichkeit hat man aber sehr dünne Oxydhautschichten als Dielektrikum, deren DK etwa der Ausgangsmasse gleich sein wird, deren Dicke sich aber bis zu den Abmessungen nur weniger Moleküle vermindern läßt (Bild 1).

Zum Erreichen großer Kapazitätswerte muß die Oxydschicht sehr dünn sein, womit allerdings auch die Betriebsspannung begrenzt ist, die eine solche Schicht, ohne zerstört zu werden, aushalten kann. Weiterhin soll der Serienwiderstand R der darunterliegenden reduzierten Keramik möglichst klein sein, da sonst der Verlustfaktor des Kondensators zu groß wird, und zwar besonders bei hohen Frequenzen. Diese RC-Kombination würde außerdem eine zu geringe effektive Kapazität bei höheren Frequenzen haben.

Umgekehrt kann aber auch eine gewisse Frequenzabhängigkeit dieser Kombination durchaus erwünscht sein, da beispielsweise ein Schaltelement mit praktisch konstantem Blindwiderstand in Tonfrequenzverstärkern zur Frequenzgangverbesserung dienen könnte. Eine Frequenzabhängigkeit ist in einfacher Weise dadurch zu erreichen, daß man eine ungenügende Reduktion der Keramik vornimmt. Wie die Schnittzeichnung veranschaulicht, darf man sich die Oxydhaut nicht als innen oder außen völlig glatte Schicht vorstellen. Offenbar ist es wohl mehr so, daß die Reoxydation in den Halbleiter ähnlich eindringt, wie die Wurzeln einer Rasenfläche im Erdboden Fuß fassen. Deshalb werden maximale Betriebsspannungen und gleichmäßige Durchgangsströme meistens erst dann erreicht, wenn die Oxydschicht nicht allzu dünn ist.

Das Anbringen von Drahtanschlüssen an die Elektroden bringt zum Teil ähnliche Probleme mit sich, wie sie aus der Transistorenfertigung her bekannt sind. Die üblicherweise benutzten Silberbeläge haben meistens eine etwas körnige oder schwammartige Struktur, so daß beim Löten die Gefahr besteht, daß flüssiges Lot auf Grund der Kapillarwirkung die Silberschicht durchdringt und stellenweise die Oxydhaut angreift. Hierbei können komplizierte Reaktionen zwischen den Oxyden der Keramikhaut, den Bestandteilen der Elektroden, des Flußmittels und der Lötmetalllegierung auftreten. Nicht immer läßt sich die Silberfläche polieren, um eine größere Dichte und eventuell eine leichtere Lötmöglichkeit zu erhalten. Wegen der oftmals erheblichen Schwierigkeiten hat man auch Kontaktmethoden entwickelt, die ein Anlöten nicht unbedingt erforderlich machen. Löten kann zu einer Verminderung des Durchgangswiderstandes führen, womit die anwendbare Betriebsspannung begrenzt wird; im Extremfall kann sogar Kurzschluß auftreten. Vielfach wird auch eine Verminderung der Kapazität nach dem Löten festgestellt; das ist besonders merkbar, wenn gleichzeitig nur geringe oder keine Gleichspannungen angelegt werden. Diesen Nachteilen steht unter Umständen eine Verbesserung des Verlustfaktors durch die Einflüsse der Lötung gegenüber.

Reoxydation, Elektrodenart und Aufbringen (Temperatur, Zeit), die Lötlegierung, die Lötzeitdauer und schließlich die Löttemperatur müssen aufeinander abgestimmt werden, wenn man optimale Kondensator-Eigenschaften erreichen will. Schon von den bisher verwendeten Keramiken her ist bekannt, daß die Art des Silbers, die Zusammensetzung des Lötmittels sowie die Temperaturen und Behandlungszeiten erheblichen Einfluß auf die HDK-Kondensatoren geringer Dicke (0,1 ... 0,3 mm) haben. So konnte der Verfasser mit speziell entwickelten Silberpräparaten bis zu 30% mehr Kapazität und einen verbesserten Verlustfaktor im Vergleich zu importierten Silberarten bei solchen Kondensatoren erreichen.

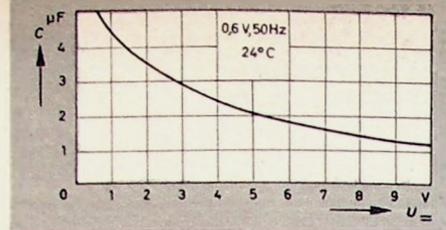


Bild 2. Kapazität eines HC-Kondensators für niedrige Betriebsspannungen

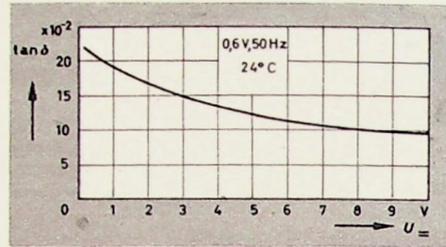


Bild 3. Verlustfaktor des Kondensators in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

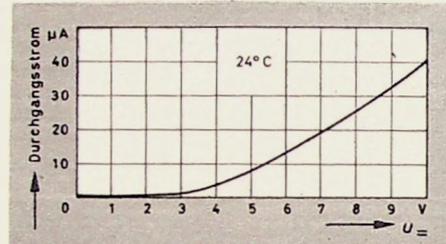


Bild 4. Durchgangsstrom des Kondensators in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

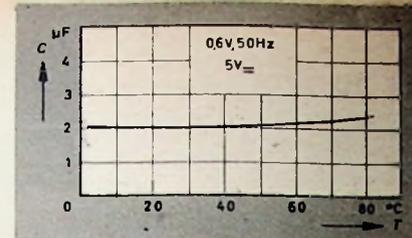


Bild 5. Kapazität des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

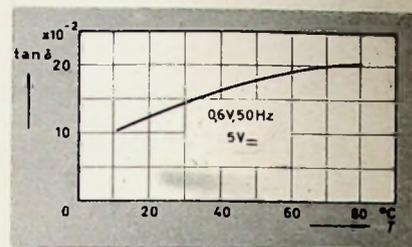


Bild 6. Verlustfaktor des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

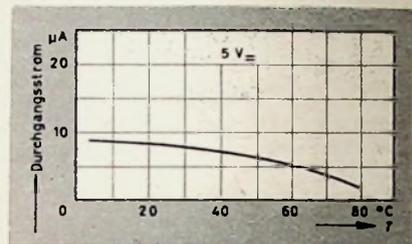


Bild 7. Durchgangsstrom des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

Die Entwicklung der neuen keramischen Kondensatoren mit geschichtetem Dielektrikum steht noch im Anfangsstadium. Täglich werden neue Möglichkeiten zur Herstellung gefunden, die zum Teil noch Fabrikgeheimnis sind und über die vorerst keine näheren Angaben gemacht werden.

Das Verhalten des Kondensators mit geschichtetem Dielektrikum

Die Herstellerfirmen geben zur Zeit nur die notwendigsten Daten bekannt. Über die wirklichen und vielgestaltigen Eigenschaften der neuen Kondensatoren kann man sich deshalb oft nur ungenügend informieren. Da aber die Eigenschaften etwa ähnlich vielfältig wie die von Röhren oder Transistoren sind, wurde der vernünftige Vorschlag gemacht, die neuen Kondensatoren mit Typenbezeichnungen zu versehen und in Datenblättern alle Eigenschaften für verschiedene Verwendungsfälle niederzulegen. Die früher übliche Angabe von Kapazität und maximaler Betriebsspannung hatte schon bei den HDK-Typen kaum noch Berechtigung, falls es sich um solche mit sehr geringer Wanddicke handelte. Selbst die weitere Angabe des TK_C war nicht immer ausreichend. Genormte Meßmethoden und Meßgeräte sind bei den neuen Kondensatoren mehr denn anderswo nötig, um Eigenschaften und Typen vergleichen zu können.

Die Bilder 2 ... 17 veranschaulichen typische Eigenschaften von HC-Kondensatoren aus der Entwicklungsarbeit des Verfassers. Die Kurven in den Bildern 2 ... 8 geben dabei die Eigenschaften von HC-Kondensatoren wieder, die nach Verfahren hergestellt wurden, mit denen man für kleine Betriebsspannungen größte Kapazitätswerte erreicht. Einer der hierbei maßgebenden Faktoren ist die sehr dünne Oxydhaut dieser Typen, die etwa 10^{-5} cm dick ist (der Wert kann nur indirekt abgeschätzt werden). In dieser Art lassen sich Kapazitäten von 4 ... 8 μF je cm^2 dar-

stellen, wobei die gesamte Dicke des keramischen Scheibchens von geringer Bedeutung ist. Die Dicke kann daher so gewählt werden, daß der Kondensator robust und Massenfertigungsmethoden leicht ohne Bruchgefahr gewachsen ist. Große Kapazität ist noch bei einer Betriebsspannung von etwa 3 V = möglich, wobei der Durchgangsstrom kaum 1 μA übersteigt; das entspricht einem Durchgangswiderstand von 3 M Ω . Ähnliche Typen mit gleichen äußeren Abmessungen, wie sie beispielsweise in den USA auf den Markt kamen, haben nur etwa $1/3$ soviel Kapazität und weisen bei 3 V = nur noch etwa 1,5 k Ω auf. Mancher wird sagen, daß ein Kondensator mit 1,5 k Ω Durchgangswiderstand nur noch ein Widerstand, aber kein Kondensator mehr ist. Dazu ist zu bemerken, daß solche Kondensatoren meistens nur in Transistorschaltungen verwendet werden, wo die tatsächliche Betriebsspannung unter 1 V liegt; 3 V als zulässige Betriebsspannung anzugeben, ist allerdings wohl optimistisch.

Von den keramischen Kondensatoren mit hoher DK ist bekannt, daß die angelegte Betriebsspannung (Gleich- und Wechselspannung) eine Kapazitätsverminderung bedingt, wenn eine gewisse Feldstärke am Dielektrikum überschritten wird. Extrem hohe Feldstärken – etwa bei Durchschlagprüfungen – können sogar eine dauernde Kapazitätsverminderung bewirken, die erst wieder durch starkes Erwärmen des Kondensators behoben werden kann. Ähnlich verhalten sich auch die HC-Kondensatoren, da sie ebenfalls aus HDK-Massen gefertigt sind. Je dünner die Oxydhaut ist, um so geringere Betriebsspannungen genügen zur Erzeugung einer Feldstärke, die zur Verminderung der Kapazität beiträgt. Nach Entfernen der Betriebsspannung und Entladen des Kondensators tritt wohl wieder ein allmähliches Anwachsen der Kapazität auf, doch ein geringer Kapazitätsverlust wird selbst noch nach einigen Minuten vorliegen. Die typische Hysterisis der Ferroelektrika ist aber hier nützlich,

da man sonst mit einer Änderung der Kapazität im Rhythmus der anliegenden Wechselspannung bei Kopplungskondensatoren rechnen müßte. Der im Bild 2 gezeigte Fall (Scheibchen 13,5 mm Φ , 0,5 mm dick) ergibt folgende Anwendungsgrenzfälle:

- 1) 5- μ F-Kondensator für 0,5 V Betriebsspannung mit möglichst hohem Durchgangswiderstand, der eine bessere Temperaturbeständigkeit und Lebensdauer als ein Elektrolytkondensator hat;
- 2) Katoden-Blockkondensator für 10 V Betriebsspannung und 1 μ F Kapazität, der parallel zu einem Widerstand von 150 Ohm liegt, so daß etwa 0,04 mA Durchgangsstrom belanglos sind.

Man sieht also, wie ein Typ für verschiedene Betriebsspannungen und benötigte Kapazitätswerte verwendet werden kann. Die Kondensatoren weisen nach Bild 3 eine Verbesserung des Verlustfaktors auf, wenn die Betriebsspannung gesteigert wird, sofern diese nicht Werte erreicht, die für den vorliegenden Kapazitätswert einen zu hohen Durchgangsstrom bewirken.

Wenn man den Durchgangsstrom nach Bild 4 im logarithmischen Maßstab für lineare Spannungssteigerung aufträgt, dann ergibt sich etwa eine gerade Linie. Von einem bestimmten Spannungswert an steigt der Durchgangsstrom mehr oder weniger plötzlich an, wie man es von Dioden, Trockengleichrichtern und gasgefüllten Stabilisatoren her kennt. Auch Thermistoren und Zenerdioden verhalten sich ähnlich. Daher kann man auch HC-Kondensatoren entsprechender Herstellungsart ähnlich wie die oben erwähnten Bauelemente verwenden.

Für die Realisierung eines Gleichrichters wurde beispielsweise die Oxydhaut beseitigt, bevor man die Elektroden aufbrachte, wobei darauf zu achten war, daß sich keine neue Oxydhaut bildete. Dieser Gleichrichter ließ in der einen Richtung 2,5 mA bei 4 V durch, während in der Sperrichtung nur 0,5 μ A flossen; allerdings hatte er in der Sperrichtung etwa 6 μ F Kapazität, was vielen Verwendungszwecken im Wege stehen dürfte.

Bei der Auswahl von HC-Kondensatoren ist jeder einzelne Verwendungsfall darauf zu untersuchen, welcher maximale Durchgangsstrom die Schaltungsfunktion noch nicht stört. Dann wird man oft ein in den Abmessungen kleineren Typ benutzen können; normale Miniatur-Elektrolytkondensatoren sind auf jeden Fall stets größer als HC-Typen gleicher Kapazität.

Im Gegensatz zu den HDK-Keramik Kondensatoren haben bei HC-Typen die üblichen Schwankungen der Raumtemperatur nur sehr geringen Einfluß auf die Kapazität, den Verlustfaktor und den Durchgangswiderstand (Bilder 5, 6 und 7). Der TK_C verläuft etwa entgegengesetzt demjenigen der nicht reduzierten Ausgangsmasse. Auch der Verlauf des Verlustfaktors ist gegenüber dem von HDK-Massen her bekannten umgekehrt.

Die Werte lassen erkennen, daß man es beim HC-Kondensator nicht allein mit der Ausgangsmasse in Form einer dünnen Schicht zu tun hat. Wirksam ist nicht nur die Grenzschicht innerhalb des keramischen Scherbens, sondern es treten noch mit den chemischen Reaktionen, die bei den verschiedenen Herstellungsschritten vorkommen, die Materialien der Elektroden und Anschlüsse hinzu.

Die Arbeits- und Meßfrequenz hat einen Einfluß auf die Kapazität (Bild 8), so daß

die vielfach erwünschte Steigerung des Kapazitätswertes bei tiefen Frequenzen die Abblockwirkung weniger frequenzabhängig macht. Nur bei tiefen Frequenzen braucht man große Kapazitätswerte,

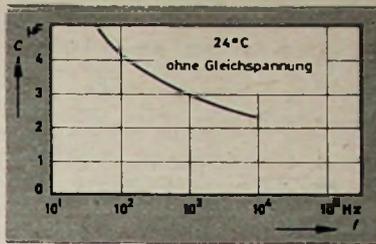


Bild 8. Kapazität des Kondensators nach Bild 2 in Abhängigkeit von der Frequenz

wenn man von wenigen Spezialfällen abieht. Die Serienschaltung (s. Ersatzschaltbild) von R und C 1 sowie C 2 ist an dem Frequenzverhalten schuld; durch weitgehende Reduktion des Inneren des HC-Kondensators läßt sich der Frequenzeinfluß vermindern.

Im Prinzip ist es möglich, die Reoxydation so weit zu treiben, daß im Extremfall der Zustand erreicht wird, wie er vor der Reduktion bestand. Man hat es also völlig in der Hand, die Oxydhaut so herzustellen, daß mit der an sich gleichen Form eines keramischen Kondensators ein weiter Bereich von Kapazitäten und Betriebsspannungen gegeben ist. Amerikanische Veröffentlichungen erwecken nun verwunderlicherweise den Eindruck, daß HC-Kondensatoren nur für Betriebsspannungen von maximal 10 V Gleichspannung in Frage kommen. Die Kurven der Bilder 9...17 zeigen Eigenschaften von HC-Kondensatoren (13,5 mm Φ , 0,5 mm dick) aus der Entwicklung des Verfassers, die absichtlich für mittlere Spannungen von 150...200 V hergestellt wurden. Selbst bei 1200 V angelegter Spannung weisen andere HC-Kon-

densatoren noch eine etwa vierfache Kapazität im Vergleich zu gleich großen HDK-Kondensatoren auf, deren DK etwa 9000 ist. Der Gewinn ist sogar etwa 16fach, wenn man sie mit gleich großen HDK-Kondensatoren mit ähnlich flachem TK_C vergleicht. Es lohnt sich also durchaus, HC-Kondensatoren auch für einige hundert Volt Betriebsspannung herzustellen.

Die Bilder 9, 10 und 11 zeigen die Spannungsabhängigkeit der Kapazität, des Verlustfaktors und des Durchgangsstromes. Die Kurven haben durchaus die gleichen Verläufe, wie sie schon die ersten Beispiele für Kondensatoren hoher Kapazität aufwiesen.

In den Bildern 12, 13 und 14 ist wieder der Temperaturgang der Kapazität, des Verlustfaktors und des Durchgangsstromes wiedergegeben, wobei die Messungen ebenfalls mit 50 Hz beim Anliegen einer Gleichspannung erfolgten. Diese Messungen wurden mit einer Meßbrücke durchgeführt, wie sie auch zum Untersuchen von Elektrolytkondensatoren verwendet wird. Die geringe Temperaturabhängigkeit auch dieses HC-Kondensators ist sehr erwünscht.

Die Bilder 15 und 16 stellen die Frequenzabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors dar. Man könnte annehmen, daß der steil ansteigende Verlustfaktor Nachteile mit sich bringt. Messungen haben jedoch gezeigt, daß HC-Kondensatoren in jedem Falle als Abblockkondensatoren Elektrolyt- und Papierkondensatoren weit überlegen sind. Selbst wenn man den HC-Kondensator zwischen L und C eines Parallelkreises legt, ergibt sich nur eine Güteverminderung von 4 % bei 1 MHz, wenn Q ohne den Serienskondensator etwa 100 betrug. Dieser Fall der Verwendung dürfte nicht oft vorliegen, vielmehr wird der HC-Kondensator oft parallel zu einem Drosselwiderstand am kalten Ende eines Schwingkreises liegen, um diesen für HF zu erden. Kreise, die mit HDK-Keramik-

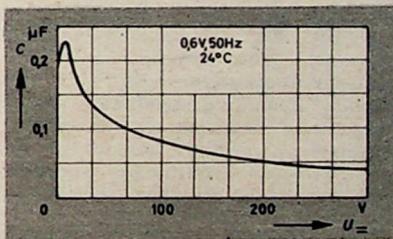


Bild 9. Kapazität eines HC-Kondensators für mittlere Betriebsspannungen

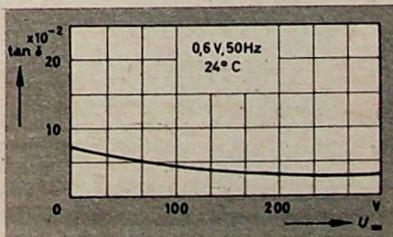


Bild 10. Verlustfaktor des Kondensators in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

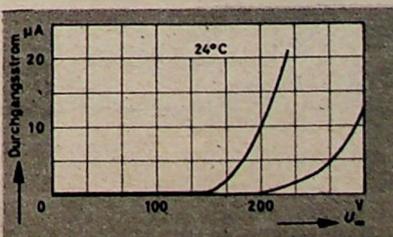


Bild 11. Durchgangsstrom des Kondensators in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

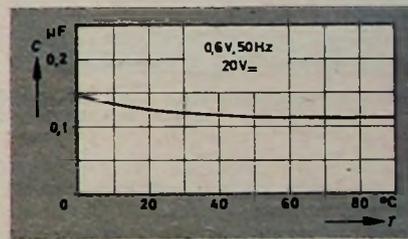


Bild 12. Kapazität des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

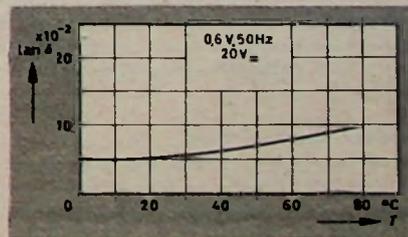


Bild 13. Verlustfaktor des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

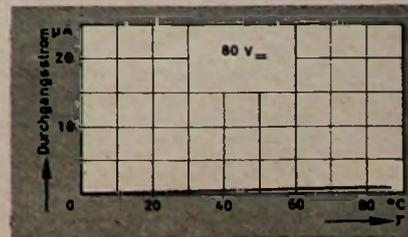


Bild 14. Durchgangsstrom des Kondensators in Abhängigkeit von der Raumtemperatur

Trolitul- oder Glimmerkondensatoren gleicher Kapazität abgeblockt waren und deren Q etwa 215 war, wiesen mit HC-Kondensatoren (0,05 ... 5 μF) Q -Werte von 200 bis 210 auf, während Papier- und Elektrolytkondensatoren nur Q -Werte von 165 ergaben.

Die im NF-Bereich durchgeführten Messungen zeigen, daß HC-Kondensatoren in jeder Weise Papier-, Elektrolyt- oder Plastikfilmkondensatoren gleichen Kapazitätswertes ebenbürtig sind. Ihr Preis und Platzbedarf sind jedoch geringer.

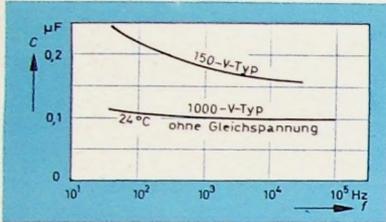


Bild 15. Kapazität von HC-Kondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz

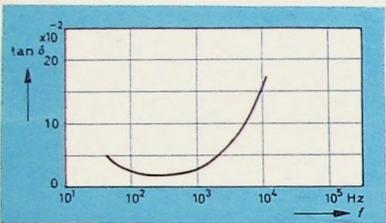


Bild 16. Verlustfaktor eines HC-Kondensators in Abhängigkeit von der Frequenz

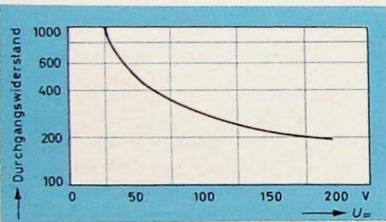


Bild 17. Durchgangswiderstand eines HC-Kondensators in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

Die Kurve im Bild 17 läßt erkennen, daß hohe Durchgangswiderstände auch bei HC-Kondensatoren durchaus vorkommen können, während manche amerikanischen Veröffentlichungen selbst bei 3 V nur etwa 5 MOhm für Kondensatoren ähnlicher Flächen- und Kapazitätsgröße nennen. Der Durchgangswiderstand braucht jedoch meistens nicht höher zu sein als das Hundertfache des parallelliegenden Schaltungswiderstandes.

Besondere Eigenschaften

HC-Kondensatoren höchster Kapazität, die eine entsprechend dünne Oxydhaut haben, schlagen bei angelegter Überspannung nicht mehr im eigentlichen Sinne durch; sie werden vielmehr derart leitend, daß sie die Spannungsquelle kurzschließen. Exemplare, die vor dem Anlöten von Drähten bei mittleren oder höheren Spannungen überlastet wurden und „durchschlugen“, brauchen nur nochmals in bestimmter Weise gebrannt zu werden; sie werden dadurch wieder voll brauchbar, ohne viel an Kapazität zu verlieren.

Mißt man den Durchgangswiderstand mit einem Ohmmeter, dann ist darauf zu achten, daß die Meßspannung nicht übermäßig die Betriebsspannung übersteigt. Im übrigen wird jeder Meßbereich ein anderes Ergebnis zeigen, da der Durch-

gangswiderstand nicht linear ist. Aus diesem Grunde kann die Messung des Durchgangstromwertes bei der geforderten Betriebsspannung aufschlußreicher sein als eine Widerstandsmessung.

Ähnlich wie die keramischen HDK-Kondensatoren, weisen auch die HC-Typen eine gewisse Alterung auf, die zum Beispiel während der ersten Tage nach der Herstellung in manchen Fällen 5 ... 10% erreicht. Denkt man an die Art der Herstellung der Oxydhaut, dann wird man geneigt sein anzunehmen, daß HC-Kondensatoren nur mit sehr großen Toleranzen herstellbar sind. Das ist aber nicht der Fall. Die verschiedenen Herstellungsschritte lassen sich auch bei einer Serienproduktion temperatur- und zeitmäßig so kontrollieren, daß die Toleranzen etwa denen von HDK-Keramikkondensatoren mit einer DK von 2000 ... 3000 gleichen.

Erreichen beispielsweise Scheibenkondensatoren mit 13,5 mm Durchmesser, die bei 40 V eine Kapazität von 0,1 μF aufweisen, erst bei 80 V einen Durchgangstrom von 1 μA , dann liegen oft nur etwa 5% der Kondensatoren um mehr als 10% außerhalb des genannten Kapazitätswertes. Die entsprechenden Exemplare haben ferner meistens auch einen zu geringen Durchgangswiderstand und sind deshalb nur bei geringerer Betriebsspannung zu verwenden; dort ist ihre Kapazität dann größer.

Ausblick

Für den Einsatz von Halbleiterkeramiken lassen sich heute schon manche Kombinationsmöglichkeiten erkennen. Ein Stück Ferrit, wie es als Kern für die Ablenkspulen von Bildröhren dient, kann zum Beispiel neben dieser Verwendung als keramischer Elektromagnet (Induktivität) auch gleichzeitig noch für andere Zwecke benutzt werden.

Versieht man gegenüberliegende Flächen des Ferritstückes mit Silberbelägen (wobei die Oxydhaut nicht verletzt werden darf), dann kann man das Ferritstück als HC-Kondensator einsetzen, wenn auch der Verlustfaktor recht hoch ist. Wird die Brennhaut abgeschliffen und bringt man auf diese Stellen bei geringen Temperaturen (um ein Reoxydieren zu vermeiden) Metallbeläge auf, dann ist das gleiche Stück zwischen diesen Flächen als Thermistor verwendbar. Läßt sich aber ein Stück Keramik gleichzeitig als L-, C- und R-Schaltelement benutzen, dann wäre es nicht uninteressant, ganze Verstärkerstufen aus solchen Bausteinen und aus Transistoren aufzubauen. Bei einem Weiterschreiten der Entwicklung in dieser Richtung wird man eines Tages weder Schaltdraht noch gedruckte Schaltungen für die Bauteile einzelner Stufen benötigen; billige Oxydkeramik dient als Baustoff.

Wirkung der Schaltfrequenz auf die Vierschichtdiode

DK 621.315.592.3.06

Die Schaltspannung der Vierschichtdiode¹⁾ nimmt scheinbar ab, wenn der Auslöseimpuls eine sehr kurze Anstiegszeit hat. Die gleiche Wirkung haben eine schnell ansteigende Vorspannung und steile Rauschspannungsspitzen. Da man diese scheinbare Spannungsabnahme vorausberechnen kann, läßt sie sich in manchen Schaltungen vorteilhaft ausnutzen, während in anderen Schaltungen nachteilige Folgen vermieden werden können. Im

¹⁾ s. a. Mayerhofer, W. A.: Die Vierschichtdiode - ein bistabiler Halbleiter-Zweipol. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 2, S. 51 bis 54

folgenden werden die Ursachen dieser Erscheinung geklärt, die bei höheren Frequenzen mit ihren kurzen Impulsanstiegszeiten von besonderer Bedeutung ist.

Bild 1 zeigt die statische Schaltkurve einer Vierschichtdiode. Im Gebiet 1 dieser Kurve wirkt die Vierschichtdiode wie eine einfache, in Sperrrichtung vorgespannte Diode. Nach Erreichen der Schaltspannung U_s gelangt sie in das Gebiet 2, in dem jede Stromerhöhung eine Spannungsverringering bewirkt und sie sich wie ein negativer Widerstand verhält. Im Gebiet 3 schließlich zeigt die Vierschichtdiode das Verhalten einer in Durchlaßrichtung vorgespannten Diode. Die dynamische Schaltkurve der Vierschichtdiode hängt von der Schaltfrequenz ab, jedoch kann die Kurve im Bild 1 als Ausgangskurve zur Berechnung des Verhaltens bei jeder Frequenz verwendet werden. Dazu legt man an die Vierschichtdiode eine Spannung entsprechend Bild 2b. Solange die Diode im Gebiet 1 arbeitet, erscheint die angelegte Spannung am mittleren pn-Übergang, der im Bild 2 als Widerstand mit Parallelkapazität dargestellt ist. Der Strom I_R durch den Widerstand entspricht dem Strom, der auch im statischen Betrieb fließen würde; durch die Kapazität fließt ein Verschiebungsstrom als Folge der zeit-

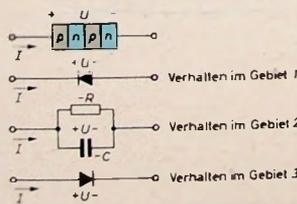
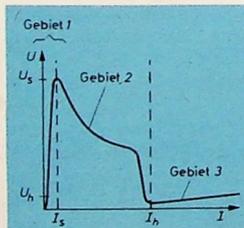
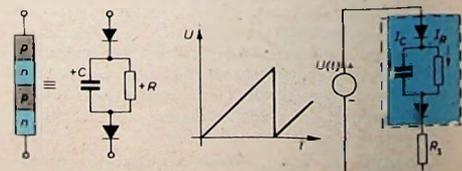


Bild 1. Schaltkurve und Ersatzschaltbilder der Vierschichtdiode

Bild 2. Erweitertes Ersatzschaltbild für das Gebiet 1



lichen Spannungsänderungen. Wenn man die Kapazität der Vierschichtdiode im Gebiet 1 mit C bezeichnet, so fließt durch C der Strom $I_C = C(dU/dt)$. Dabei stellt dU/dt die zeitliche Spannungsänderung in V/s dar. Im Gebiet 1 fließt durch die Diode daher ein höherer Strom, als die statische Schaltkurve angibt, und bei dynamischem Betrieb erreicht man das Gebiet 2 des negativen Widerstandes bei niedrigerer Spannung als beim statischen Betrieb. Diese Wirkung der schnellen Spannungsänderung heißt im englischsprachigen Schrifttum „rate effect“.

Berechnung der Schaltspannungsverringering

Zur Berechnung der tatsächlichen Verringering der Schaltspannung bei gegebener Impulsfolgefrequenz muß neben der statischen Schaltkurve auch die Kapazität der Vierschichtdiode bekannt sein. Bild 3 zeigt die statische Schaltkurve einer Vierschichtdiode der Shockley Transistor Corporation (einer Tochtergesellschaft der Beckman Instruments Corp.). Die Kapazität kann als konstant (25 pF) angenommen werden. Obwohl sie bei steigender Spannung abnimmt, ist der entstehende Fehler vernachlässigbar. Für die Kapazität gilt

$$C = \frac{A}{2 U_s} [\mu F]$$

Darin bedeutet U_s die Schaltspannung und A die Fläche in cm^2 .

Genauere Messungen sind zwar für jede einzelne Vierschichtdiode nicht verfügbar, jedoch ist die Gleichung

$$C = \frac{1250}{U_s} [pF]$$

ein brauchbarer Schätzwert.

Wenn man an eine 50-V-Vierschichtdiode eine Spannung anlegt, die von Null an gleichmäßig mit $1 V/\mu s$ ansteigt, so fließt durch die Diodenkapazität der konstante Strom

$$I_C = 25 pF \cdot 1 V/\mu s = 25 \mu A$$

Dadurch verschiebt sich die Kurve des Gebietes 1 um $25 \mu A$ nach rechts (Bild 3), das heißt, die Vierschichtdiode gelangt be-

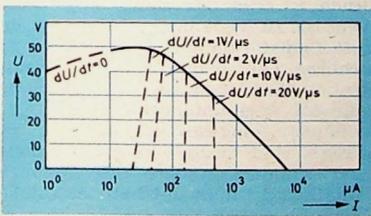


Bild 3. Kurvenschar einer Vierschichtdiode

reits bei $47 V$ in das Gebiet 2 und wird leitend. Die scheinbare Schaltspannung ist also hier $47 V$.

Wird der Anstieg der Spannung auf $2 V/\mu s$ erhöht, so verschiebt sich das Gebiet 1 (Bild 1) um $50 \mu A$ nach rechts, und die Schaltspannung fällt scheinbar um 10% ab (Bild 3). Bei einem Spannungsanstieg von $20 V/\mu s$ ist die Schaltspannung um 40% auf $30 V$ abgefallen. Bei jeder Vierschichtdiode hängt diese Spannungserniedrigung vorwiegend vom Schaltstrom I_s und auch vom Haltestrom I_h (Bild 1) ab.

Wirkung hoher Schaltfrequenzen

Obwohl eine schnell ansteigende Spannung im allgemeinen eine Erniedrigung der scheinbaren Schaltspannung bewirkt, kann diese Wirkung aber ausbleiben, wenn die

Folgefrequenz der Schaltimpulse stark erhöht wird. Das kann damit erklärt werden, daß jeder Punkt der Kurve im Gebiet 2 (negativer Widerstand) erstens davon abhängt, daß durch die Vierschichtdiode ein Strom fließt, der höher als I_h und niedriger als I_s ist, und zweitens davon, daß in den Basisschichten eine Ladung geeigneter Größe gespeichert wird. Nach Beginn eines Stromflusses vergeht im allgemeinen die Zeit τ , bis diese Ladung gespeichert ist. Diese Laufzeit τ (Trägerdurchgangszeit durch die Basisschichten) kann $10^{-7} s$ betragen. Eine steil ansteigende Spannung kann daher einen verhältnismäßig hohen Wert erreichen, bis sich in der Diode der Zustand der Schaltbarkeit eingestellt hat.

Bei einem Spannungsanstieg von $100 V/\mu s$ wird diese Erscheinung zu einem wesentlichen Faktor. Der Strom durch die Diodenkapazität kann dann den Haltestromwert erreichen oder überschreiten. Bis sich eine ausreichende Ladung aufgebaut hat, kann die Spannung auf jeden Wert bis zur Gleichstrom-Schaltspannung ansteigen.

Wenn die Spannungsänderung während der Zeit τ nicht allzu groß ist, sich jedoch immerhin die Kurve für das Gebiet 1 nach rechts verschiebt, so gilt das oben Gesagte. Zum Beispiel verschiebt eine mit $5 V/\mu s$ ansteigende Spannung, die sich während der Zeit $\tau = 10^{-7} s$ nur um $0,5 V$ erhöht, die Kurve für das Gebiet 1 der dem Bild 3 zugrunde liegenden Vierschichtdiode um $125 \mu A$ nach rechts; die Voraussetzung für das Schalten wird also schon nach $0,5 V$ erreicht.

Ausnutzung der Vorteile und Unterdrückung der Nachteile

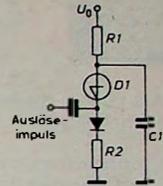
In manchen Schaltungen kann die Wirkung der Schaltfrequenz vorteilhaft ausgenutzt werden. Wenn an eine Vierschichtdiode, deren Vorspannung verhältnismäßig langsam auf $40 V$ eingestellt wurde, ein Impuls mit dem Anstieg $10 V/\mu s$ wenigstens für $10^{-7} s$ angelegt wird, so gelangt sie in das Gebiet des negativen Widerstandes und schaltet, falls der äußere Stromkreis das zuläßt. In manchen Fällen kann ein etwas größerer Impuls benötigt werden, um Ladungsverluste auszugleichen. Liegt im Außenkreis ein genügend großer Kondensator, so läßt sich bei einer mit $40 V$ vorgespannten Vierschichtdiode mit einem Impuls von $1 \dots 2 V$ mit $10^{-7} s$ Anstiegszeit in der gleichen Zeit der Schaltzustand erreichen, und der Kondensator entlädt sich dann über die Diode. Ein relativ kleiner Impuls mit geeigneter Anstiegszeit steuert die Diode also in den Schaltzustand.

Eine um $1 V$ in $10 ns$ ansteigende Spannung könnte ebenfalls die Schaltwirkung hervorrufen, jedoch keinesfalls, bevor die Spannung tatsächlich den um $1 V$ erhöhten Pegel erreicht hat. Die Basisschichten

können die benötigte Ladung aber nicht in $10 ns$ speichern und verteilen; sie benötigen dazu $10^{-7} s$. Während des Spannungsanstiegs fließt ein Strom von $2,5 mA$. Das würde bedeuten, daß die Diode weit in das Gebiet negativen Widerstandes gelangt. Man könnte hieraus den Schluß ziehen, daß ein Anstieg um $0,1 V$ mit der Anstiegszeit $10 ns$ einen Strom von $250 \mu A$ liefern würde. Das ist jedoch nicht der Fall, da dieser Stromimpuls den Basisschichten nicht die erforderliche Ladung zuführt, um die Diode in den Schaltzustand zu bringen.

Kennt man die Wirkung hoher Schaltfrequenzen, so kann man bestimmen, wie schnell der Vorspannungspegel an der Vierschichtdiode eingestellt werden darf. In dem gesteuerten Sägezahn-generator Bild 4 soll der Kondensator C_1 möglichst

Bild 4. Gesteuerter Sägezahn-generator ($U_0 < U_s, U_0/R_1 < I_h$)



rasch aufgeladen werden, so daß die Schaltung sich im Ausgangszustand befindet, wenn der Auslöseimpuls eintrifft. Obwohl die angelegte Spannung U_0 niedriger als die für statischen Betrieb ist, kann sich der Kondensator schnell genug aufladen, um die Schaltwirkung bei einem Spannungspegel zu erreichen, der kleiner als die statische Schaltspannung ist. Dadurch wird der Generator selbststeuernd. Vorspannungen dürfen also nicht zu schnell eingestellt werden, da sonst ein unbeabsichtigtes Schalten der Diode erfolgen könnte.

Die Abhängigkeit der Schaltspannung von der Schaltfrequenz oder dem Spannungsanstieg läßt sich aber auch durch Schaltungsmittel verringern. Eine kleine, mit der Vierschichtdiode D_1 (Bild 5) in Reihe

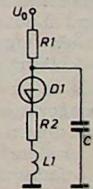


Bild 5. Sägezahn-generator mit Serieninduktivität ($U_0 > U_s, U_0/R_1 < I_h$)

geschaltete Induktivität L_1 hat zum Beispiel die Wirkung, den Aufbau des Diodenstroms zu verzögern. Dadurch wird das Gebiet 1 bei einer gewissen Folgefrequenz nicht zu weit nach rechts verschoben, und die Vorspannungspegel stellen sich wegen der Induktivität schneller ein. Außerdem ergibt sich für die Steuerimpulse eine höhere Impedanz. R. T.

Den Ausstellungsstand der **FUNK-TECHNIK** auf der

Deutschen Industrie-Messe Hannover 1961

(30. 4.-10. 5. 1961)

finden Sie in **Halle 11, Stand 35**

Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH Berlin-Borsigwalde



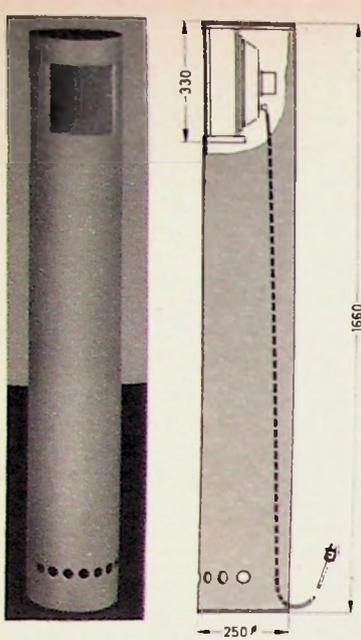


Bild 1 (links). Die Telefunken-Klangsäule.
Bild 2 (rechts). Schnitt durch die Klangsäule

Die Klangsäule

Ein Zusatzlautsprecher
hoher Qualität

DK 621.395.623.8

esse gewonnen hat. Von dem kleinen Lautsprecher in einem Taschenempfänger kann man keine hohe Wiedergabequalität verlangen, und auch bei den etwas größeren Koffergeräten setzen Gewicht und Abmessungen des Koffers der Größe des Lautsprecherchassis bestimmte Grenzen. Auf der anderen Seite reichen Ausgangsleistung und Qualität der Transistor-Endstufen durchaus aus, um einen größeren Lautsprecher zu betreiben, zumal auch der Gewinn an Lautstärke wegen des höheren Wirkungsgrades dieser Lautsprecherchassis nicht zu übersehen ist.

Die Qualität der Wiedergabe eines jeden Lautsprechers wird gleichermaßen vom eingebauten Chassis und von der Art des Einbaues bestimmt. Aus physikalisch bedingten Gründen stehen die tiefste wiedergebbare Frequenz und die Größe der Schallwand oder das Volumen des Lautsprechergehäuses in gewissen Beziehungen. Mit Rücksicht auf leichte Unterbringungsmöglichkeit im Wohnraum ist es erklärlich, wenn man bestrebt ist, das Volumen des Lautsprechergehäuses so weit wie möglich zu reduzieren, ohne dabei allzuviel an Übertragungsqualität einzubüßen. Ein bekanntes Beispiel hierfür ist die Baßreflexbox, die bei richtiger Dimensionierung eine Abstrahlung der tiefen Frequenzen mit einem kleineren Gehäusevolumen als beim vollständig geschlossenen Gehäuse erreicht.

Einen ganz anderen Weg geht Telefunken bei der sogenannten Klangsäule (Bild 1). Sie besteht aus einer Röhre bestimmter Länge aus schalltotem Material, in die oben ein hochwertiges Lautsprecherchassis hinter der rechteckigen Öffnung eingebaut ist und die unten sieben Löcher von etwa 30 mm Durchmesser hat (Bild 2). Diese Form des Schallstrahlers geht auf den bereits von Helmholtz angegebenen Resonator zurück und wird deshalb auch als „Helmholtz-Resonator“ bezeichnet.

Die akustischen Vorgänge in einem solchen rohrförmigen Hohlraum sind sehr verwickelt und auch mathematisch nur schwer zu erfassen. Es treten beispielsweise Kopplungsschwingungen zwischen der Eigenfrequenz der Lautsprechermembrane und der Eigenfrequenz des Hohlraumes und dessen Harmonischen auf. Die Lage der Koppelfrequenzen zu den beiden Eigenfrequenzen hängt dabei wesentlich – ähnlich wie bei gekoppelten elektrischen Schwingkreisen – von dem durch die Anordnung gegebenen Kopplungsgrad ab. Zur Vereinfachung der Untersuchungen gekoppelter akustischer Systeme stellt man deshalb häufig Analogiebetrachtungen an und spricht im übertragenen Sinne von „akustischer Induktivität“ und „akustischer Kapazität“. Ebenso kann man einen

akustischen Widerstand als das Verhältnis von Schalldruck zu Schallfluß definieren, wobei unter Schallfluß die Geschwindigkeit der Volumenverschiebung zu verstehen ist. Da Schalldruck und Schallfluß im allgemeinen nicht phasengleich verlaufen, ist der Schallwiderstand meist eine komplexe Größe.

In die Klangsäule eingebaut ist ein „Allvox“-Breitband-Lautsprecherchassis des Typs „1826/19/100“ mit einer Membrane von 26×18 cm. Im Magnetfeld (10 000 G) bewegt sich nun nicht nur die Schwingspule (Impedanz 5,5 Ohm), sondern auch noch ein als Dämpfung wirkender Kurzschlußring. Er verbessert einmal das Einschwingverhalten der Membrane – ein für gute Musikwiedergabe sehr wesentlicher Faktor –, und zum anderen verringert er den Anstieg der Impedanz der Schwingspule (ωL) mit zunehmender Frequenz. Während üblicherweise die Impedanz bei hohen Frequenzen um den Faktor 3...4 ansteigt, ist der Anstieg bei diesem Lautsprecherchassis etwa auf den Faktor 1,5 begrenzt. Deshalb nimmt der Strom durch die Schwingspule mit zunehmender Frequenz erheblich weniger ab, als es sonst der Fall ist. Demzufolge erhält die Membrane in diesem Frequenzbereich eine größere mechanische Antriebskraft, was gleichbedeutend mit einer verbesserten Höhenwiedergabe ist.

Bei der Telefunken-Klangsäule ist es nun gelungen, durch zweckmäßige Dimensionierung eine sehr gute und gleichmäßige Abstrahlung des für die Musikwiedergabe wichtigen Frequenzbereiches zu erreichen. Bild 3 zeigt das relative Übertragungsmaß des eingebauten Lautsprecherchassis, wenn es in eine unendlich große Schallwand eingebaut ist (Idealfall). Die Messungen erfolgten im schalltoten Raum bei 1 m Abstand des Meßmikrofons. Man sieht aus dem Kurvenverlauf, daß das Übertragungsmaß im Bereich 40...15 000 Hz gut ausgeglichen ist. Bei der Bewertung solcher Kurven ist zu bedenken, daß 3 dB der kleinste Lautstärkeunterschied ist, den das menschliche Ohr wahrzunehmen vermag, wenn bei Versuchen zwei Schallquellen mit diesem Pegelunterschied unmittelbar nacheinander eingeschaltet werden. Für die Praxis sind deshalb selbst bei hohen Ansprüchen auch größere Schwankungen des Schalldrucks noch durchaus diskutabel.

Baut man dieses Lautsprecherchassis in die Klangsäule ein, dann ergibt sich der im Bild 4 gezeigte Verlauf des relativen Übertragungsmaßes. Bei diesen Messungen war die Klangsäule nicht im schalltoten Raum aufgestellt, sondern in einem Raum von 115 m^3 Volumen und einer mittleren Nachhallzeit von 0,7 s. Der Raum entspricht also in seinen Eigenschaften

Die Geräteentwicklung auf dem Rundfunk- und Phonogebiet hat es mit sich gebracht, daß Zusatzlautsprecher während der letzten Jahre erheblich an Interesse und Bedeutung gewonnen haben. Wurden früher im Gehäuse eingebaute Lautsprecher nur ganz selten verlangt – wenn man einmal von Ela-Anlagen absieht –, so sind sie heute ein Objekt, das von Jahr zu Jahr wichtiger wird. Drei Hauptgründe lassen sich hierfür nennen:

1. Die Einführung der Stereophonie, die bei Empfängern und Truhen auf Zusatzlautsprecher zur Verbreiterung der Stereo-Basis angewiesen ist, wobei an dieser Stelle dahingestellt bleiben soll, ob man die Zusatzlautsprecher nur für die Wiedergabe des mittleren und hohen Frequenzbereiches verwenden soll oder für das gesamte Frequenzspektrum. Daneben gewinnen Zusatzlautsprecher in zunehmendem Maße an Bedeutung für jene Stereo-Freunde, die sich aus handelsüblichen Abspielgeräten, Verstärkern und Lautsprechern eine Stereo-Anlage nach eigenem Geschmack zusammenstellen wollen.
2. Die weite Verbreitung von Heim-Tonbandgeräten sowie von Phonogeräten mit eingebautem Verstärker. Bei diesen Geräten lassen sich keine allzu großen Lautsprecherchassis einbauen, weil dadurch Volumen und Gewicht zu groß werden würden. Die Besitzer solcher Geräte wollen aber im Heim gern eine bessere Wiedergabequalität haben, als sie mit den eingebauten Lautsprechern erreichbar ist und wählen deshalb für den stationären Betrieb Zusatzlautsprecher, deren Qualität ihren Wünschen entspricht und die die meist recht gute Qualität der NF-Verstärker voll ausnutzen.
3. Man darf nicht übersehen, daß der Zusatzlautsprecher seit kurzem auch für die Besitzer von Transistorgeräten an Inter-

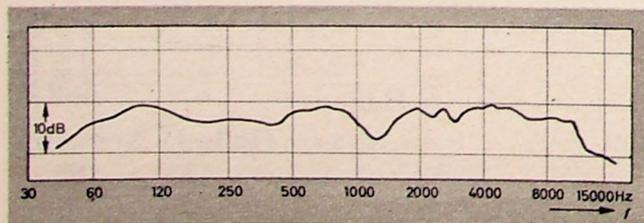


Bild 3. Relatives Übertragungsmaß des eingebauten Lautsprecherchassis, gemessen in unendlich großer Schallwand im reflexionsfreien Raum bei 1 m Meßabstand

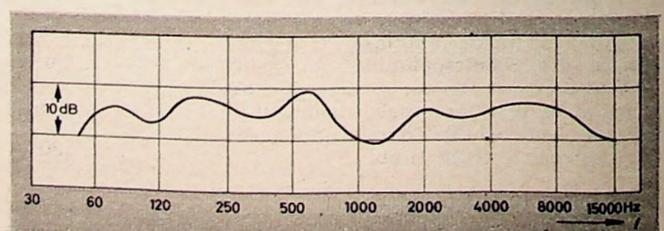


Bild 4. Relatives Übertragungsmaß der Klangsäule, gemessen mit Rauschen in Terzbandbreite in einem Raum von 115 m^3 Volumen und 0,7 s Nachhalldauer

etwa einem mittleren Wohnraum. Das Meßmikrofon war in 3 m Abstand von der Klangsäule angebracht, so daß in dieser Kurve bis zu einem gewissen Grad auch der Einfluß des Raumes erfaßt ist.

Für Stereo-Wiedergabe ist auch das Richtdiagramm für den abgestrahlten Schall von Interesse. Bild 5 zeigt für sechs Frequenzen die azimutal gemessene Schallverteilung. Man sieht, daß in dem für die Richtungsinformation maßgebenden Frequenzbereich eine recht gute Schallverteilung vorhanden ist, so daß die Klangsäule auch für Stereo-Wiedergabe gute Eigenschaften hat. Eine individuelle Anpassung an die akustischen Eigenschaften des jeweiligen Wiedergaberaumes läßt sich innerhalb gewisser Grenzen dadurch erreichen, daß man die Klangsäulen entsprechend der Anordnung der Sitzplätze im Wiedergaberaum in die gewünschte Hauptabstrahlrichtung ausrichtet. Eingehende

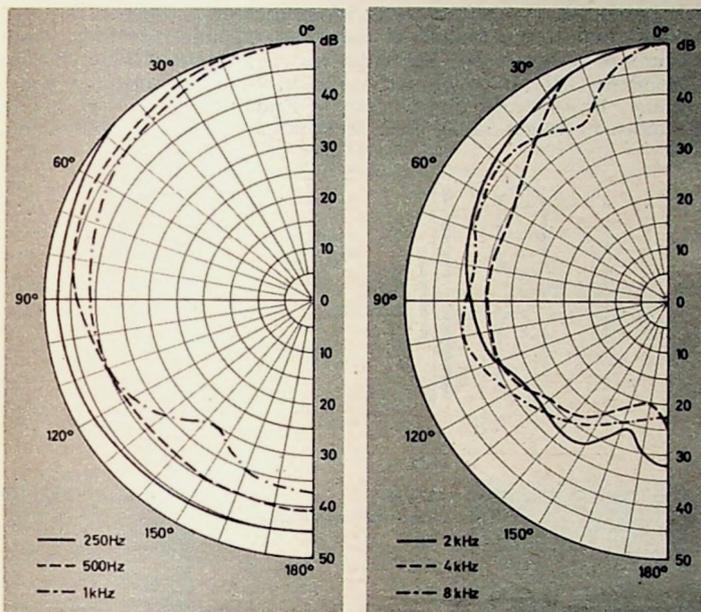


Bild 5. Horizontales Richtdiagramm der Klangsäule, gemessen mit Rauschen in Terzbandbreite im reflexionsarmen Raum bei 2 m Meßabstand (links: 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz; rechts: 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz)

Versuche haben gezeigt, daß sich mit etwas Probieren dann selbst in für Stereo-Wiedergabe ungünstigen Räumen, beispielsweise solchen mit relativ starkem Nachhall, immer noch eine befriedigende Stereo-Wiedergabe erreichen läßt, wenngleich ein Wiedergaberaum mit stärkerer Dämpfung selbstverständlich zu bevorzugen ist.

Für die praktische Anwendung der Klangsäule ist es angenehm, daß der Raumbedarf nur gering ist. Wegen der kleinen Grundfläche (25 cm Durchmesser) läßt sich die Klangsäule auch bei beengten Raumverhältnissen gut unterbringen. Es ist ein besonderer Vorteil, daß man die Klangsäule deshalb immer dort aufstellen kann, wo es für die zweckmäßigste Beschallung und insbesondere bei Stereo-Wiedergabe am besten ist. Die Klangsäulen fügen sich auch harmonisch in die Architektur des Raumes ein. Das Äußere ist bewußt einfach und neutral gehalten, denn man wollte für das „make up“ keinen unnötigen Aufwand treiben, sondern es dem Geschmack des einzelnen überlassen, wie er den Klangsäulen das jeweils passende äußere Gewand gibt. So läßt sich beispielsweise die Röhre mit Tapete in der Farbe des Raumes bekleben oder entsprechend streichen und bemalen.

Die nach den Bildern 4 und 5 zu erwartenden guten Ergebnisse haben sich im Rahmen einer ausgedehnten Erprobung vollumfänglich bestätigt. Bei diesen Versuchen wurden die Klangsäulen sowohl als Zusatzauslautsprecher für Rundfunkempfänger mit Stereo-NF-Teil als auch für große Stereo-Musiktruhen benutzt, wobei sie einmal parallel mit den eingebauten Lautsprechern arbeiteten, zum anderen aber auch als selbständige Lautsprecher bei abgeschalteten Truhenlautsprechern. Darüber hinaus war Gelegenheit geboten, die Klangsäule in Verbindung mit ausgesprochenen Hi-Fi-Stereo-Verstärkern verschiedener Fabrikate zu erproben. Bei allen Versuchen zeigt sich, daß insbesondere auch in Verbindung mit Rundfunkempfängern und Musiktruhen eine erhebliche Qualitätssteigerung der Wiedergabe erreichbar ist, ganz abgesehen von der verbesserten Stereo-Wirkung wegen der den örtlichen Verhältnissen dann besser angepaßten Stereo-Basis. Beim Zusammenarbeiten mit Hi-Fi-Verstärkern bewährten sich die Klangsäulen ebenfalls hervorragend. So konnte eine Wiederabequalität erreicht werden, die selbst den hohen Ansprüchen des kritischen Musikfreundes und Hi-Fi-Fans gerecht wird.

VALVO



BY 100

Silizium- Netzgleichrichter für Fernseh- empfänger

Absolute Grenzwerte: $-u_{DM} = \text{max. } 800 \text{ V}$
 $I_D = \text{max. } 550 \text{ mA}$
 $I_{DM} = \text{max. } 5 \text{ A}$

Die hohe maximale Sperrspannung dieser Silizium-Gleichrichterzelle ermöglicht bei kapazitiver Belastung ihren direkten Anschluß an eine Netzspannung von 220 V. Mit einem Ladekondensator von 200 μF und dem vorgeschriebenen Schutzwiderstand von 5 Ω erreicht man bei einer Gleichstromentnahme von 400 mA eine Gleichspannung von 280 V; Kühlbleche sind dabei nicht erforderlich.

Durch die in der Gleichrichterherstellung erstmalig angewandte Diffusionstechnik erzielt man bei der Gleichrichterzelle VALVO BY 100 eine hohe Festigkeit gegen nichtperiodische Störspannungsspitzen bis zu 1250 V bei einer Dauer von max. 10 ms.



VALVO GMBH HAMBURG 1



Motorette

DM 249.-
Autohalterung DM 12.80

Durch Preis und Verwendungsmöglichkeiten ein neuer Verkaufsschlager von Akkord. Leistungsfähiger Autoempfänger, Preiswerter Koffersuper, handliches Reisegerät. UKW + Mittelwelle · Autoantennenanschluß abschaltbare Ferritantenne + Teleskopantenne. Durch erhöhte Ausgangsleistung und Großlautsprecher auch im Autobetrieb ausreichende Lautstärke und Klangfülle.



AKKORD-RADIO GMBH HERXHEIM/PFALZ · DEUTSCHLANDS ERSTE SPEZIALFABRIK FÜR KOFFERRADIO

SHURE MIKROPHONE

... weltbekannt und überall dort im Gebrauch, wo an Tonqualität und Zuverlässigkeit höchste Anforderungen gestellt werden.

Das Hauptziel in der Entwicklung eines jeden SHURE-Mikrophons ist getreue Tonwiedergabe. Makellose Leistung, unerreicht lange Lebensdauer und störungsfreie Robustheit sind das Resultat einer kompromißlosen Konstruktion und Qualitätskontrolle. Ohne Rücksicht auf den Preis entspricht die Leistung den angegebenen Spezifikationen, und selbst nach jahrelangem Gebrauch ist kein Abweichen von den ursprünglichen Daten feststellbar.

Debut der UNIDYNE III

Die Richtcharakteristik ist absolut korrekt nierenförmig · Kompakte Größe (weniger als 14 cm lang) · Moderne Form · Starke Dämpfung der akustischen Rückkopplung · Frequenzbereich 50—15 000 Hz · Der Abstand von der Tonquelle kann bis zu 75% vergrößert werden · Widersteht Falltest aus 1,80 m Höhe · Impedanz umschaltbar (50—250 Ohm und hochohmig) · Für Aufnahmen (Stimme oder Musik), wo es auf jede Klangfeinheit ankommt.

SHURE-Mikrophone für jeden Zweck — in jeder Preisklasse!

Generalvertretung:

GARRARD, GMBH., FRANKFURT/M. · Zeit 123
Industriemesse Hannover, Halle 11, Stand 64



Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 7, S. 229

3. Gegentakt-Endstufe

3.1 Prinzip

Bei der für leistungsfähige Endverstärker überwiegend angewandten Gegentaktschaltung hat man je nach der Lage des Arbeitspunktes (Anodenstrom-Ruhepunktes) zwischen Gegentakt-A- und Gegentakt-B-Verstärkung zu unterscheiden. Dazu kommt noch als dritte Variante der Gegentakt-AB-Verstärker. Gegentakt-C-Verstärkung wird nur in Sender-Endstufen angewendet. Das Prinzip der Gegentakt-Endstufe zeigt Bild 3. Den Unterschied zwischen A- und B-Verstärkung verdeutlichen die

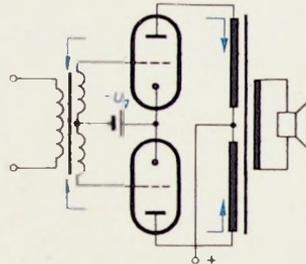


Bild 3. Prinzipschaltung einer Gegentakt-Endstufe mit Trioden

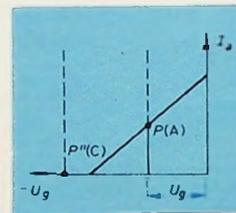


Bild 4. Gegentakt-A-Verstärkung

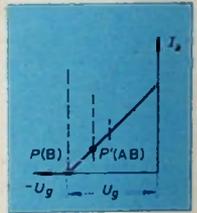


Bild 5. Gegentakt-B-Verstärkung

Bilder 4 und 5. Beim A-Verstärker (Bild 4) liegt der Arbeitspunkt P auf der Mitte der Arbeitskennlinie, beim B-Verstärker (Bild 5) im unteren Knick. Beim AB-Verstärker nimmt P einen zwischen diesen beiden Punkten liegenden Wert (P' im Bild 5) ein.

Eingangsseitig kann man den Gegentakt-A-Verstärker als zwei Eintaktverstärker betrachten, deren Gitterwechselspannungen gleich hoch sind, aber gegeneinander eine Phasenverschiebung von 180° haben. Ausgangsseitig durchfließen die Anodenströme jeweils die halbe Primärwicklung des Ausgangsübertragers im entgegengesetzten Sinne. Der Übertrager ist also gleichstrommäßig nicht belastet, wenn die Kennlinien der beiden für die Gegentaktschaltung benutzten Röhren genau übereinstimmen. Die in den beiden Hälften der Primärwicklung wirksame Amplitude des Anodenwechselstroms entspricht dem Anodenwechselstrom \hat{I}_a einer Röhre. Dagegen ist die an den beiden Hälften der Primärwicklung wirksame Amplitude der Anodenwechselspannung gleich $2\hat{U}_a$. Ist der für eine Röhre wirksame Außenwiderstand R_a , so gilt für den Anpassungswiderstand bei Gegentakt-A-Betrieb

$$R_{a2} = 2 R_a \quad (1)$$

Für eine einzelne Röhre ergibt sich die Leistung zu

$$N_a = \frac{\hat{U}_a \hat{I}_a}{2}$$

Daher liefert die Gegentakt-A-Schaltung die doppelte Leistung einer einzelnen Röhre, also

$$N_{a2} = 2 N_a = \hat{U}_a \hat{I}_a \quad (2)$$

Gegenüber der einfachen Parallelschaltung von zwei Röhren hat der Gegentakt-A-Verstärker zwei wesentliche Vorteile: Der Eisenkern des Übertragers wird nicht oder nur geringfügig durch Gleichstrom vormagnetisiert, und der Klirrfaktor der Endstufe verringert sich. Das trifft besonders für Trioden zu, bei denen vorwiegend Oberwellen 2. Ordnung entstehen, die sich aufheben. Bei Pentoden treten auch Oberwellen 3. Ordnung auf, die sich nicht kompensieren.

Wirtschaftlich günstiger arbeitet die Gegentakt-B-Schaltung (Arbeitspunkt P im Bild 5). Bei dieser Betriebsart wird jede Röhre so weit negativ vorgespannt, daß der Anodenruhestrom Null (oder angenähert Null) ist. Im nicht angesteuerten Zustand fließt daher im Anodenkreis kaum Strom. Ein charakteristisches Kennzeichen des Gegentakt-B-Verstärkers ist das Pendeln des Zeigers eines in den Anodenstromkreis eingeschalteten Strommessers zwischen etwa Null und einem Maximalwert im Takt der Aussteuerung. Zur Erzeugung der Gittervorspannung für die Röhren einer Gegentakt-B-Stufe kann man keinen kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand verwenden, da die Gittervorspannung dann vom jeweils fließenden Anodenstrom abhängen würde. Man entnimmt zweckmäßigerweise die Gittervorspannung einem Spannungsteiler, der direkt an der Versorgungsspannung liegt (diese Spannung muß hinreichend stabilisiert sein).

Beim Gegentakt-B-Verstärker verstärkt die eine Röhre nur die positiven, die andere nur die negativen Halbwellen; jede Röhre ist also während einer Halbperiode gesperrt. Die in beiden Hälften der Primärwicklung des Ausgangsübertragers wirksame Stromamplitude ist daher $\hat{I}_a/2$, die Spannungsamplitude dagegen wie beim A-Verstärker gleich $2\hat{U}_a$. Für den wirksamen Widerstand zwischen den beiden Anoden der in Gegentakt-B-Schaltung betriebenen Röhren ergibt sich damit

$$R_{aa(B)} = \frac{2\hat{U}_a}{\hat{I}_a/2} = 4 \frac{\hat{U}_a}{\hat{I}_a} = 4 R_a \quad (3)$$

Da jede Röhre nur während einer halben Periode Leistung abgibt, ist bei Gegentakt-B-Betrieb die Leistung jeder Röhre

$$N_{a(B)} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_a \hat{I}_a}{2}$$

und die Gesamtleistung

$$N_{aa(B)} = 2 N_{a(B)} = \frac{\hat{U}_a \hat{I}_a}{2} \quad (4)$$

Die letzte für NF-Endstufen in Betracht kommende Schaltungsart ist die Gegentakt-AB-Schaltung. Sie stellt gewissermaßen eine Mittelding zwischen A- und B-Betrieb dar. Der Anodenstrom-Ruhepunkt liegt dabei tiefer als bei der normalen A-Schaltung, aber noch nicht am unteren Knick der Röhrenkennlinie wie im B-Betrieb.

Der Vollständigkeit halber sei noch der Gegentakt-C-Betrieb erwähnt, bei dem der Arbeitspunkt jenseits des Fußpunktes der I_a-U_k -Kennlinie liegt (P' im Bild 4). In diesem Fall kann nur während einer Zeit, die kürzer als eine Halbperiode ist, Anodenstrom fließen. Wegen der dabei auftretenden hohen Verzerrungen läßt sich der C-Betrieb bei Tonfrequenzverstärkern nicht anwenden; man benutzt ihn nur für Sender-Endverstärker.

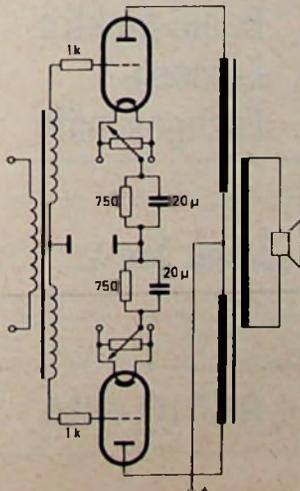
3.2 Erzeugung der phasenverschobenen Steuerspannungen

Bei jeder Gegentaktschaltung muß die Steuerspannung der einen Röhre um 180° gegen die der anderen verschoben sein. Es sind verschiedene Verfahren bekannt, mit denen die gegenphasigen Steuerspannungen erzeugt werden können. Am einfachsten ist es, die Steuerspannung über einen Gegentakt-Eingangsübertrager auf die Gitter der beiden Endröhren zu geben (Bild 3). Will man den Eingangsübertrager vermeiden, so kann man die Gegenphasigkeit auch mit einer Phasenumkehreröhre erreichen. Es wurden auch Schaltungen angegeben, die ohne zusätzliche Einrichtungen, wie Eingangsübertrager oder Phasendrehröhre, auskommen. Hier sei vor allem die Methode erwähnt, die Phasenumkehr in der Gegentakt-Endstufe selbst zu erzeugen.

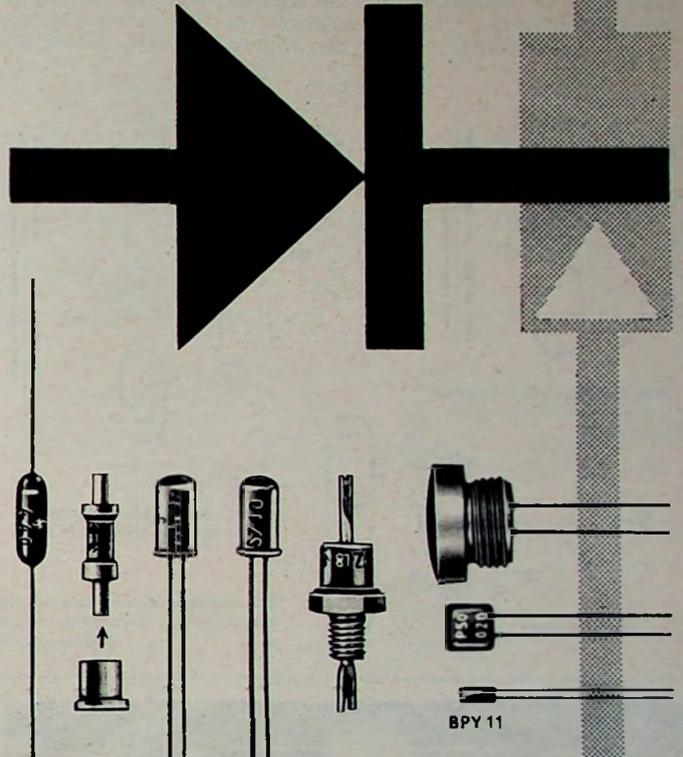
3.2.1 Gegentakt-Eingangsübertrager

Im Bild 6 ist ein Schaltungsbeispiel einer Gegentakt-A-Schaltung mit zwei Trioden AD 1 und zwei Übertragern, einem Eingangs- und einem Ausgangs-Gegentaktübertrager, dargestellt. Bei A-Betrieb kann man die Gittervorspannung für jede Röhre durch je einen überbrückten Katodenwiderstand erzeugen. Es sei aber darauf hingewiesen, daß derartige Schaltungen heute kaum noch Anwendungen finden, da der Gegentakt-Eingangsübertrager zu einer unzulässigen Erhöhung des Klirrfaktors führt.

Bild 6. Gegentakt-A-Schaltung mit zwei AD 1 und Gegentakt-Eingangsübertrager



SIEMENS HALBLEITER



Für die moderne Elektronik Siemens-Dioden

Ob für kommerzielle Anwendungen
oder für die Rundfunk- und Fernsehindustrie –
zu jedem Anwendungsfall finden Sie
in unserem umfassenden Lieferprogramm
die geeignete Diode.

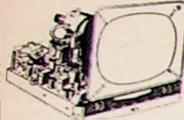
Germanium-Richtleiter

**Siliziumdioden
und Zenerdioden**

Germanium-Fotodiode

Silizium-Fotoelemente

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



Industrie-Fernseh-Chassis
 Mod. 1960 in gedruckt. Schaltg.,
 kompl. best. u. abgeglic. m. FTZ-
 Prüf-Nr., Ablenkeinh. geeign. für
 AW 43—88 o. Kurzrohr 43—89.
 Gr.: 45x36x16cm 275,—
 Koffergehäuse Rahmen, Schutz-
 schiebe, Lautspr., Rückwand (47x
 37x30cm) 39,50
Industrie-Chassis 1960/61 f. 43 od. 53cm. Gedruckte
 Schaltung m. Tafel. od. Valvo-Orig. Rö., abgeglic. f. UHF
 vorber. 42x54x15cm 294,50
Tischgehäuse, 53, außen 59x47x43,5cm 19,50

Stand-Gehäuse, 53, außen 60x98,5x52cm
 Hierzu Einbau-Zubehör für 53cm-Gl.-Rö., mit
 sprecher und Kontrastscheibe f. Tischgerät
 dsgl., mit Schallwand für Standgerät
 53—88 m. kl. Kratzern
Kompletter Bausatz mit Tischgehäuse und Bl.-Rö. AW
 398,—
 439,—
 dsgl., mit Standgehäuse, wie oben
 59—90
 489,—
Kompl. Bausatz mit Tischgehäuse u. Bl.-Rö. AW
 529,—
 79,50
 dsgl. mit Standgehäuse
UHF-Tuner für Band IV und V, universiell, 2xPC 86,
 Kanaleinstl.: grob, fein, Schneckentrieb

49,50
 26,50
 36,50
 398,—
 439,—
 59—90
 489,—
 529,—
 79,50
LOEWE-TRANS.-Reise UKW-MW-Chassis
 9 Tr., 4 G.-Dioden, 18 Krs. 139,— 2W-Lautspr. 4,50
 Gehäuse hierzu 5,— Koffermhängetasche 4,75
Auto-Anbau-Antenne 14,75
LOEWE-OPTA Groß-Super Atlas Stereo Einbau-
 Chassis, 11 Rö., 20 Krs. 198,50
 2 Lautspr. m. Schallw. dazu passend 24,50
 Versand per Nachnahme zuzüglich Versandkosten. Teil-
 zahlung bis zu 12 Mte. Fordern Sie Liste T 27 mit weiteren
 interessanten Angeboten.

TEKA AMBERG/Opl., Abt. 379

3.2.2 Phasendrehrohre (Katodyn-Schaltung)

Die wohl am häufigsten anzutreffende Methode zur Erzeugung der gegenphasigen Steuerspannungen für die beiden Röhren einer Gegentakt-Endstufe ist die mittels Phasendrehrohre. Die

prinzipielle Schaltung hierfür zeigt Bild 7, eine spezielle Ausführung für zwei Röhren EL 12 in Gegentakt-A-Betrieb Bild 8. Im Bild 9 dient eine EF 12 als Phasendrehrohre (Katodyn-Röhre). Damit die Schaltung einwandfrei arbeitet, müssen die im Anoden- und Katodenzweig der Phasendrehrohre erzeugten Spannungen genau gleich hoch und um 180° phasenverschoben sein.

Auch der gemeinsame Katodenwiderstand einer Zwischenbasis- und einer Gitterbasisstufe bewirkt eine Phasenumkehrung und außerdem noch eine zusätzliche Gegenkopplung. Die Schaltung dieses Phasendrehers ist im Bild 9 wiedergegeben. Das linke System der Doppeltriode arbeitet in Zwischenbasis-, das rechte in Gitterbasissschaltung. Der gemeinsame Katodenwiderstand R_k der Doppeltriode ist nicht kapazitiv überbrückt. Über die Gitterkombination C, R_g gelangt die niederfrequente Steuerspannung an das Gitter des linken Triodensystems und steuert den Anodenstrom. Dieser Strom erzeugt am Katodenwiderstand R_k eine Wechselspannung, die auch an der Katode des rechten Triodensystems liegt. Das Steuergitter dieses Systems ist mit Masse verbunden (Gitterbasisstufe) und hat also festes Potential. Daher steuert die Wechselspannung an der Katode den Anodenstrom des rechten Systems, und es ergibt sich dadurch eine Phasenverschiebung von 180° zwischen den Anodenwechselspannungen der beiden Triodensysteme.

Diese einfache Phasenumkehrschaltung mit Katodenkopplung hat den Vorteil, daß man sie mit üblichen Einzelteilen aufbauen kann. Außerdem arbeitet sie wegen der Gegenkopplung über den Katodenwiderstand R_k sehr stabil, da Änderungen der Röhreneigenschaften durch Alterung usw. weitgehend ausgeglichen werden. (Wird fortgesetzt)

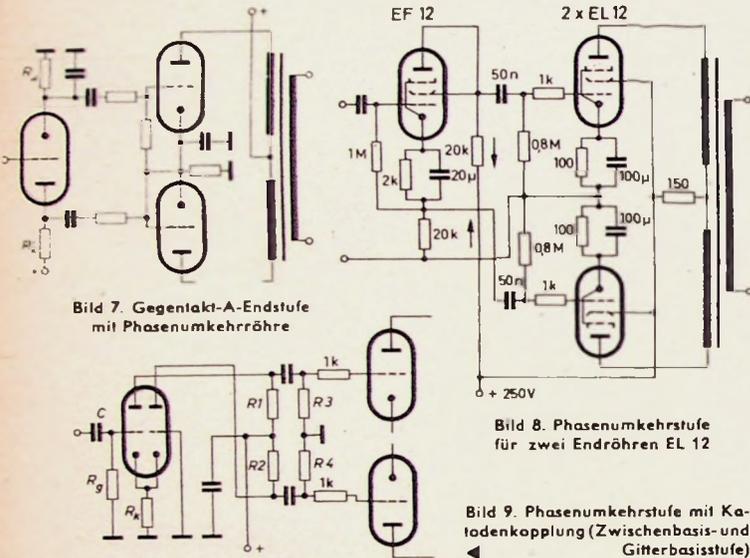


Bild 7. Gegentakt-A-Endstufe mit Phasenumkehrrohre

Bild 8. Phasenumkehrstufe für zwei Endröhren EL 12

Bild 9. Phasenumkehrstufe mit Katodenkopplung (Zwischenbasis- und Gitterbasisstufe)

Das breite Sortiment von Radiobestandteilen TESLA bildet eine harmonische Kette, die eine verlässliche Funktion der Kreise in den anspruchsvollsten Apparaten und Einrichtungen gewährleistet.

TESLA BESTANDTEILE

- Elektrolytische u. Winkelkondensatoren
- Widerstände
- Potentiometer
- Stör Schutz-Kondensatoren
- Bestandteile für die Fernseh- und Transistortechnik
- Röhren

KOVO
 PRAHA · TSCHECHOSLOWAKEI
 Trída Dukelských hrdin 47

BERU
FUNK-ENTSTÖRMITTEL
 für alle Kraftfahrzeuge

Verlangen Sie den Sonderprospekt Nr. 433
 BERU-Verkaufs-Gesellschaft mbH., Ludwigsburg / Würtl.

Seit 35 Jahren bestehendes, sehr gut eingeführtes
Radio-Elektro-Fernseh-Fachgeschäft
 in süddeutscher Industriestadt in bester Geschäftslage, neu umgebaut,
zu verpachten
 Tüchtige Fachleute kommen nur in Frage. Zuschriften erbeten unter F.T. 8361

Auch Sie können diesen 2-Transistor-Reflexempfänger mit gedruckter Schaltung bauen.
 Kompletter Bausatz einschließlich Gehäuse, Lautsprecher, Antenne, Ohrhörer, Batterie, Baupläne und Anleitungen in Geschenkpackung nur 39,50 DM.
 Verlangen Sie Prospekt „Transikit“!
RADIO-RIM
 über 30 Schaltungen gegen Vorkasse 0,80 DM (Postcheckkonto München 137 53)
MÜNCHEN 15, Bayerstraße 25

METALLGEHÄUSE
für
Industrie
und
Bastler
PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAMSTR. 4 · 6

Verkäufe

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

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik erwerben Sie sich durch den Christiani-Fernlehrgang Radiotechnik, 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

Kaufgesuche

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

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

Trial
Koaxialkabel für das 2. Programm
26 db/100 m in Band IV brutto DM 88,—
Rabatte wie auf Antennen Musterrolle 91 m DM 42,— franko Lieferung nur an Wiederverkäufer
Dr. Th. Dumke KG. Rheydt, Postfach 75

Kaufe oder pachte sofort Rundfunk- und PS-Betrieb (auch Gemischtbetrieb), Kapital vorhanden. H. Puhlmann, Rundfunkmechanikmeister, Köln-Raderthal, Schulze-Delitzsch-Straße 106, Telefon: Köln 38 34 36

In Kürze erscheint



Dieses in gleichem Maße für den Theoretiker wie Praktiker geschriebene Buch vermittelt in geschlossener Form das Spezialwissen über elektronisch gesteuerte und geregelte elektrische Antriebe. Es behandelt die Eigenschaften der Gleich- und Wechselspannungsmaschinen, die elektronischen Bauelemente mit ihren Grundschaltungen, die Regelungstechnik und die Wirkschaltungen von geregelten Antrieben.

AUS DEM INHALT

Grundprinzipien der elektronischen Motorsteuerung
Steuerung von Gleichstrommaschinen: Allgemeines · Steuerungen im Ankerkreis · Steuerungen im Feld · Kombinierte Steuerungen — Steuerung von Drehstrommaschinen: Allgemeines · Kurzschlußläufer · Maschinen mit fremderregtem Rotor — Bauelemente der Elektronik und ihre Grundschaltungen: Allgemeines · Hochvakuumröhren · Thyratrons und gasgefüllte Gleichrichter · Ignitrons Halbleiter — Schaltungen von elektronischen Motorsteuerungen: Schaltungen der Steuerkreise · Schaltungen der Leistungskreise Spezielle Schaltungen

Regelungstechnik
Einführung in die Theorie der selbsttätigen Regelung: Regelkreis Regelstrecke · Zeitverhalten des Regelkreises · Regler · Berechnungsgrundlagen — Ausführung stetiger elektronischer Regler: Allgemeines · P-Regler · I-Regler · PI-Regler · PD-Regler · PID-Regler · Vergleichsschaltungen · Reglerausgang · Netzgeräte

Elektronisch geregelte Antriebe
Der Gleichstromnebschlußmotor als Regelstrecke — Grundschaltungen für die häufigsten Regelgrößen: Drehzahl · Drehmoment · Leistung · Kombinierte Regelkreise · Analogrechner für Hilfsgrößen

ca. 190 Seiten · 236 Bilder · Ganzleinen 19,50 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



Svenska Högtalarefabriken AB

Stockholm (Schweden)
Skandinaviens größte Lautsprecherfabrik.
Das SINUS-Zeichen jetzt auch auf dem westdeutschen Markt.

Unser Fertigungsprogramm:



Chassis-Lautsprecher
rund und oval



Trichter-Lautsprecher

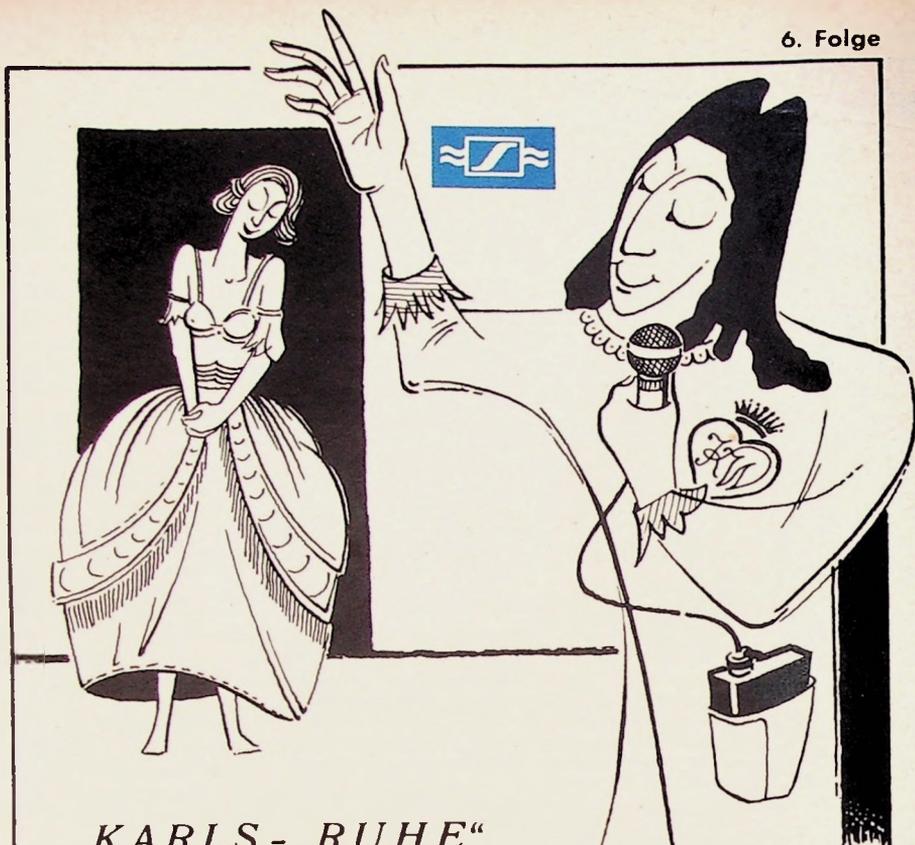


Stereo- und Zweit-Lautsprecher
Schallzeilen usw.

SINUS ULTRASUPER
Der aufsehenerregende Lautsprecher mit fast verzerrungsfreier Wiedergabe.
Durch ein neues Verfahren erreichen wir diese extrem niedrige Verzerrung:
<1% im Bereich 100-16000 Hz
<5% im Bereich 40-100 Hz
Technische Daten:
13500 Gauß, 8 Watt, Resonanzfrequenz 38 Hz, Durchmesser 200 mm Typ U-8029 X

Auf Wunsch senden wir Ihnen gern unseren Katalog. Lautsprecher in kleinen Mengen vorrätig bei unserem Vertrieb:

H. Slog & Co. **ULTRAFON** Lohsestraße 5
Hamburg-Lok. **S** Tel.: 47 95 1



KARLS-„RUHE“

*Karlsruhe, diese schöne Stadt,
der Markgraf Karl gegründet hat.
Doch Ruhe gab's für ihn nicht viel,
denn zur Erbauung und zum Spiel
dienten diesem Potentaten
in 160 Kemenaten
genau so viele nette Maiden.
Sollt' ihm „Eine“ Zeit vertreiben,
dann zitierte dieser Schlingel
sie zu sich vermittels Klingel.
Später schritt er technisch fort
und rief sie mit Mikroport.*

mikroport die drahtlose Mikrofonanlage

Nicht alle Aufgaben lassen sich mit drahtgebundenen Mikrofonen lösen. Künstler und Reporter müssen oft Bewegungsfreiheit haben und z. B. Kran-Anlagen sollen ohne „Strippen“ dirigierbar sein.

Mikroport besteht aus Mikrophon, Taschensender und Netzempfänger. Reichweite bis 100 m.

Fordern Sie bitte Prospekte an.



SENNHEISER electronic

BISSENDORF/HANNOVER