

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



15

1956

1. AUGUSTHEFT



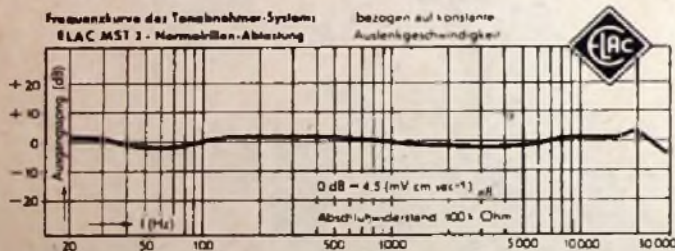


# Ein Wunder?

Ergebnisse intensiver wissenschaftlicher Arbeit bezeichnet man im allgemeinen nicht als Wunder. Die bisher unbekannte Tontransparenz aber, mit der das elektro-magnetische Abtast-System ELAC MST 2 sowohl klassische Musik als auch Jazz-Rhythmen bringt, grenzt in der Tat ans Wunderbare. Dieses System erschließt auch diejenigen Frequenzen, deren Vorhandensein auf der Schallplatte bisher nur dem Fachmann bekannt war. Es vermittelt eine Klangreinheit, die Fachkreise mit Studio-Qualität vergleichen.

Ein Blick auf die Frequenzkurve sagt mehr als tausend Worte. Für den Musikfreund mit besonderen Wiedergabewünschen ist der Plattenwechsler Miracord 8 M oder der Spieler Miraphon 11, beide mit ELAC MST 2 ausgerüstet, das Gerät.

Hören Sie selbst, was diese Geräte zu leisten vermögen; unsere Vertretungen führen sie Ihnen gern vor.



## Eigenschaften:

Frequenzumfang: 20—30 000 Hz mit linearem Verlauf im gesamten musikalischen Tonbereich · Rückstellkraft-Konstante: ca. 1,1 g/60  $\mu$ , d. h. sehr klein auch bei maximalen Auslenkungen auf der Schallplatte · Auflagekraft: 8 g · Nichtlineare Verzerrungen: unhörbar klein · Neben geräuscher Plattenschonung ergeben diese Daten mit optimaler Anpassung auf die Besonderheiten der verschiedenen Nadelarten die einzigartige ELAC-Naturklang-Qualität.

**neu**

Miracord 8 M und Miraphon 11 werden jetzt auch mit Transistor-Vorverstärker als kombinierte Einheit geliefert. Sie haben die gleichen Chassismaße wie alle anderen ELAC-Modelle.

Miracord 8 MT mit Transistor-Vorverstärker ELAC PV 2 ... DM 299,—  
Miraphon 11 MT mit Transistor-Vorverstärker ELAC PV 2 ... DM 199,50  
Miracord 8 M mit Röhren-Vorverstärker ELAC PV 1 ... DM 348,50  
Miraphon 11 mit Röhren-Vorverstärker ELAC PV 1 ... DM 252,—



**ELAC**

**ELECTROACUSTIC GMBH · KIEL**

Vertretungen und Kundendienststellen  
im ganzen Bundesgebiet

## AUS DEM INHALT

1. AUGUSTHEFT 1956

Prosperity in Tonbandgeräten .....	431
Neue Transistoren und Gleichrichter .....	432
OC 45 — ein neuer HF-Transistor .....	435
FT-Kurznachrichten .....	435
Mittelwellen-Navigationsfunkfeuer .....	436
Eigenschaften und Dimensionierung von Ferrit- antennen .....	438
Duplo-Magnetsystem „P 7000“ .....	441
Rundfunkempfänger 1956/57 NF-Teil mit vielen Regelmöglichkeiten .....	442
<b>Werkstattwinke</b> Untersuchung und Verbesserung des Frequenz- ganges von Video-Verstärkern in FS-Empfängern	442
Das Doppelmagnettongerät .....	443
Persönliches .....	445
<b>Für den KW-Amateur</b> Doppelsuper für alle Bänder .....	446
Von Sendern und Frequenzen .....	447
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektro- nenröhre .....	448
<b>Auslandsbericht</b> Keramische Kondensatoren in Australien .....	452
<b>FT-Zeitschriftendienst</b> Ein sehr einfaches und direktanzeigendes Gerät zum Messen von Kapazitäten .....	453
<b>Beilagen</b> Bausteine der Elektronik Relaisröhren (6a) Relaisröhren-Schaltungen (6b) Fachwörter Amerikanische Abkürzungen Englische Aussprache mathematischer Formeln Internationale Buchstabertafel	

Zu unserem Titelbild: Blick in den neuen bauakustischen Prüfstand des Institutes für Technische Akustik der TU Berlin. Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (1); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Karlos, Schmidke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 449, 451, 455 und 456 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141—147. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frahnau. Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Dielenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 64 02, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Nach dem Pressgesetz in Österreich verantwortl. A. Niedermeyer, Wien XIX, Hohe Warte 24. Postcheckkonto FUNK-TECHNIK: Berlin, PöSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH  
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

# FUNK-TECHNIK

## Fernsehen Elektronik

## Prosperity in Tonbandgeräten

Es ist ein weiter Weg, den die Tonbandgerätekunde von den ersten kostspieligen Magnetophonen bis zum heutigen preiswerten Koffer für jedermann zurücklegen mußte. Anfänglich glaubte man in diesem Schallaufzeichnungsverfahren nur eine Lösung für die modernisierte Studientechnik zu sehen. Zu diesem Zeitpunkt wurden Schallaufnahmen im Heim noch mit Folien angefertigt, die besonderer Behandlung bedurften. Wer Musik oder Sprache selbst aufnehmen wollte, mußte schon irgendwie vom Fach sein. Nur wenige Laien — es waren vielfach Amateure — wurden mit den technischen Schwierigkeiten fertig.

Wie steht es heute? Das Tonbandgerät eroberte sich weite Kreise. Es ist aus dem modernen Leben ebensowenig wegzudenken wie z. B. das Rundfunkgerät oder der Fernsehempfänger. Ob Aufnahmen privaten Inhalts gemacht werden oder das Tonbandgerät zu Schulungszwecken in der Berufsausbildung dient oder in seiner Sonderform als Diktiergerät in Büros unentbehrlich geworden ist, es kann überall von Laien verwendet werden. Im übrigen darf die Bedeutung der Tonbandgerätekunde für die verschiedenen Dienste, wie Post, Bahn, Flugsicherung oder für die automatische Steuerung von Maschinen verschiedener Art und auch für wissenschaftliche Aufgaben nicht unterschätzt werden. Es mag ferner ein besonderer Reiz sein, nach interessanten akustischen Motiven zu suchen und als „Tonjäger“, ähnlich wie es die Fatafreunde tun, nach seltenen Aufnahmen zu jagen. Verschiedene europäische Rundfunksender führen z. B. von Zeit zu Zeit die originellsten Aufnahmen dieser Art vor, die jedem gut eingerichteten Studio alle Ehre machen würden.

Soweit zur Anwendung des Tonbandgerätes, die hier nur angedeutet sei. Immerhin ersieht man daraus, auf wie vielen Gebieten die Tonbandtechnik heimisch geworden ist. Lassen wir aber einmal den Fabrikanten zum gegenwärtigen Entwicklungsstand sprechen. Nach Ansicht der Industrie steht das Tonbandgerätegeschäft erst am Anfang. Man weiß heute noch nicht, für welche anderen Zwecke sich Tonbandgeräte später einmal noch verwenden lassen. Jedenfalls ist die Magnetengeräteindustrie ein aufblühender Fabrikationszweig, dem man die beste Prognose stellen kann. In diesem Zusammenhang ist von Interesse, daß die Produktion in den beiden letzten Jahren allgemein mindestens verdoppelt werden konnte. Auch in Deutschland ist die technische Weiterentwicklung die Garantie für den flotten Absatz von Tonbandgeräten. Der deutsche Beitrag zur Entwicklung der modernen Tonbandgerätekunde geht aus den Tatsachen am deutlichsten hervor, daß wir u. a. das größte Tonbandgerätekunde der Welt haben und praktisch in fast allen Ländern der Kontinente deutsche Erzeugnisse zu finden sind. Auch in solchen Staaten, in denen das Rundfunkgerätegeschäft wegen verschiedenartiger Einfuhrbeschränkungen nicht die Bedeutung erlangen konnte wie in den liberalisierten Ländern, findet man deutsche Tonbandkoffer. Typisch für die Prosperität auf diesem Fertigungszweig ist die Tatsache, daß die Nachfrage nach Tonbandgeräten gegenwärtig größer als die verfügbare Produktionskapazität ist. Manche Firma sieht sich daher gezwungen, die Werbung für den Absatz einzuschränken. Trotzdem erwartet man ständig steigende Umsätze.

Und nun zur technischen Entwicklung. Man ist bestrebt, die Laufgeschwindigkeit zu verringern, ohne dabei die Klangqualität zu verschlechtern. Auf diese Weise sind erhebliche Einsparungen an Bandmaterial möglich. Im Zusammenhang damit versuchen die Konstrukteure, im Zeitalter der Miniaturisierung zu noch kleineren Abmessungen und zu praktischeren Bauformen zu gelangen. Für den Standardtyp des Heilmagnetengerätes hat man heute allgemein eine Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s, mit der man ausreichende Spieldauer (z. B. maximal 2 Stunden) und eine für gute Musikwiedergabe angemessene Qualität erreicht (Frequenzumfang 50 bis 10000 Hz). Bei den Spitzengeräten sind umschaltbare Geschwindigkeiten von 19 cm/s und 9,5 cm/s üblich, um

Musikaufnahmen mit UKW-Qualität (Frequenzumfang 40 bis 16000 Hz) und längere Übertragungen von mehreren Stunden wahlweise durchführen zu können. Die heutigen Spitzengeräte haben im Wiedergabeteil vielfach 3D-Technik in Verbindung mit einem Ovallautsprecher an der Frontseite und zwei permanentdynamischen Breitenstrahlern. Ähnlich wie im Rundfunkempfänger sind die Lautsprecher umschaltbar. Die neuesten Tonbandkoffer bieten hohen Bedienungscomfort; Schnellstopp-einrichtung, Drucklasten und automatische Abschaltung am Bandende haben sich eingeführt.

Auch das Angebot an Spezialkoffern für Sonderzwecke entspricht den Wünschen der Abnehmer. Für die Aufnahme längerer Konferenzen gibt es Tonbandkoffer mit vier Stunden Spieldauer je Band. Eine so lange Aufnahmezeit läßt sich in einem wirtschaftlich vertretbaren Rahmen nur mit geringerer Bandgeschwindigkeit erreichen. Für diese Sonderaufgabe genügt jedoch der selbst bei 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit zur Verfügung stehende Frequenzumfang von 100 bis 4500 Hz. Um aber auch Musikaufnahmen zu ermöglichen, kann die Bandgeschwindigkeit solcher Geräte auf 9,5 cm/s umgeschaltet werden.

Tonbandkoffer und Einbauchassis bilden heute die gängigsten Geräteformen. Es gibt aber auch Tonbandgeräte, die sich noch sinnvoller in die Wohnung eingliedern lassen, und zwar z. B. als zierliches Möbelstück ohne technischen Charakter. Klappt man bei einer solchen kürzlich herausgekommenen Ausführung den Truhendeckel auf, so werden das Tonbandgerät im linken Teil und in kleinen Aufbewahrungsfächern rechts Mikrofon und Tonbänder sichtbar. Diese Lösung ist für jene Hörer praktisch, die das Tonbandgerät im Heim stets zusammen mit dem Rundfunkempfänger verwenden wollen. Übrigens bietet die Tonmöbelindustrie auch Beispiele für den „fliegenden“ Einbau von Tonbandkoffern und -Istgeräten. Die Anschlüsse der Truhen sind hier so praktisch ausgeführt, daß man das Tonbandgerät mit wenigen Griffen herausnehmen und transportabel verwenden kann. Diese Möglichkeit wird besonders geschätzt, wenn universelle Verwendbarkeit erwünscht ist.

Zu Beginn der Tonbandgeräte-Entwicklung stellte der Service manches Problem. Heute sind die Schwierigkeiten überwunden. Man ist dazu übergegangen, Kurse für das Service-Personal einzurichten. Die teilnehmenden Händler und Techniker werden über alle Einzelheiten genau informiert und im Service geschult. Für den Service selbst stehen Spezialhilfsmittel, insbesondere auch Werkzeuge zur Verfügung. In besonders schwierigen Fällen übernimmt das Werk die Reparatur. Es ist ein schöner Beweis für die hohe Betriebssicherheit des heutigen Tonbandgerätes, daß es sehr selten nötig wird, ein Tonbandgerät der Fabrik zur Überholung einzureichen.

Verschiedene Tonbandgerätehersteller empfehlen ihre Geräte gleichzeitig auch für Diktierzwecke. Dieser Universalcharakter kann Vorteile bieten, wenn das Gerät einmal im Büro, das andere Mal für Privatzwecke zu Hause benutzt werden soll. Ganz allgemein sollten aber für das Diktat nur solche Geräte empfohlen werden, die einen fernbedienten Rücklauf für die Wartwiederholung haben. Normale Tonbandgeräte ohne Rücklauf sind für das Diktat unweckmäßig.

Die Rundfunkindustrie unternahm manches, um die Verwendung des Tonbandgerätes in Verbindung mit dem Rundfunkempfänger zu erleichtern. Hierzu gehört vor allem der Anschluß für Tonband-Aufnahme und -Wiedergabe mit besonderer Tonbandtaste. Eingangsempfindlichkeit und Stecker sind übrigens genormt worden.

In letzter Zeit konnte man feststellen, daß sich wohl der Selbstbau von Tonbandgeräten in wirtschaftlicher Hinsicht kaum noch lohnt, aber Tonbandgeräte auch heute noch von technisch interessierten Amateuren gebaut werden, die Erfahrungen sammeln möchten oder sich Geräte mit ganz besonderen technischen Eigenschaften erstellen wollen. d.



Die Halbleitertechnik ist in stürmischer Entwicklung begriffen. Auf dem Transistorgebiet haben sich deutlich zwei Richtungen abgezeichnet: 1. Erweiterung des Frequenzbereichs nach hohen Frequenzen hin (HF-Transistoren) und 2. Erhöhung der Verlustleistung (Leistungs-Transistoren). Daneben geht eine Differenzierung des Typenprogramms vor sich, da es ebensowenig einen Universal-Transistor wie eine Universalröhre gibt. Für den Nieder- und Mittelfrequenzbereich werden heute bereits zahlreiche Typen angeboten, die sich hinsichtlich Stromverstärkungsfaktor, Rauscheigenschaften, Verlustleistung, Grenzfrequenz und Abmessungen unterscheiden.

Auf dem Sektor der „normalen“ NF-Transistoren wird die deutsche Fertigung auch in den USA als gleichwertiger Partner angesehen. Trotz der kurzen Entwicklungs- und Erprobungszeit stehen zahlreiche bewährte Typen für viele Verwendungszwecke zur Verfügung. Einige Firmen bieten auch gute HF-Transistoren an; es ist nur noch eine Frage der Zeit, bis alle Hersteller solche Transistoren führen, da man sie für den Bau von Rundfunkempfängern im Mittelwellenbereich benötigt. Die Grenzfrequenz der HF-Transistoren in Basisschaltung liegt bei 3...12 MHz; als Oszillatoren sind sie etwa bis zum doppelten Betrag der Grenzfrequenz zum Schwingen zu bringen. In der heute meistens angewandten Emitterschaltung liegt die Grenzfrequenz aber um den Stromverstärkungsfaktor niedriger, so daß erst der ZF-Bereich sicher erlaßt wird.

An dieser Stelle sei ein kleiner Seitenblick auf den Stand der Entwicklung in den USA gestattet. Dort werden bereits, zunächst für Sonderzwecke, Transistoren mit Grenzfrequenzen von 200 MHz und darüber gebaut. Allgemein erhältlich sind die Surface-Barrier-Transistoren der *Philco* mit etwa 50 MHz Grenzfrequenz während *Texas Instruments* jetzt Ge- und Si-Transistoren (Tetroden) mit 200 MHz auf den Markt gebracht hat. Von den *Bell-Laboratories* werden sogenannte Diffusions-Transistoren gebaut, die in Ge-Ausführung eine Grenzfrequenz von 600 MHz (Verlustleistung 150 mW) und in Si-Ausführung eine solche von 120 MHz (Verlustleistung 500 mW) haben. Dieses Verfahren dürfte neben dem *pn/p*- bzw. *np/n*-Aufbau und evtl. noch dem Unipolar-Feldtransistor die Entwicklung der nächsten Jahre beherrschen. Die Fertigung von Leistungs-Transistoren (im NF-Gebiet) ist im wesentlichen ein technologisches Problem. Es gibt aber bereits durchaus zuverlässige Typen mit beträchtlichen Verlustleistungen, so daß NF-Verstärker mit großer Leistung gebaut werden können. Außer den bekannten Typen mit größerer Verlustleistung sind jetzt auch solche mit Verlustleistungen von 0,25 bis 1,5 W erhältlich, die die Lücke schließen, die bisher zwischen den normalen 50- oder 100-mW- und den 3...6-W-Transistoren bestand.

#### HF-Transistoren

Die HF-Transistoren OC 390, OC 400, OC 410 von *Intermetall* (Abb. 1) und der Typ OC 612 von *Telefunken* verdienen besonderes Interesse. Die *Intermetall*-Transistoren (Legierungstyp) können als Oszillatoren bis zur doppelten Grenzfrequenz und als Verstärker in HF- und ZF-Stufen bis etwa 450 kHz eingesetzt werden. *Telefunken* gibt für den OC 612 bei 470 kHz eine Leistungsverstärkung von 33 dB an (Daten s. Tab. I).

Durch Fabrikationsstreuungen können auch bei NF-Transistoren Grenzfrequenzen von mehreren MHz auftreten; sie haben dann jedoch meistens eine beträchtliche Kollektorkapazität und sind deswegen zur HF-Verstärkung nicht geeignet.

Über einen neuen Germanium-Transistor OC 45 von *Valvo* (bestimmt für ZF-Verstärker, Impulsschaltungen usw.) mit einer mittleren Grenzfrequenz in Basisschaltung von 6 MHz wird auf S. 435 gesondert berichtet.

H. LENNARTZ

# Neue Transistoren und

Hersteller	Intermetall			Telefunken
	OC 390	OC 400	OC 410	OC 612
Kollektorspannung — $U_{CK}$	5	5	5	8 V
Kollektorspitzenspannung — $U_{C\text{Esp}}$	10	10	10	15 V
Kollektorstrom (bei $I_E = 0$ )	10	10	10	5...12 mA
Emitterstrom $I_E$	1	1	1	0,5 mA
Stromverstärkung $h_{21E}$ ( $\alpha_{CB}$ )	20...40	20...40	20...40	20...45
Ausgangswiderstand $R_{22E}$	$32 \cdot 10^{-4}$	$32 \cdot 10^{-4}$	$32 \cdot 10^{-4}$	S
Eingangswiderstand $R_{11E}$	1800	1800	1800	1800 $\Omega$
Spannungsrückwirkung $A_{11E}$	$0 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	
Grenzfrequenz in Basisschaltung	3...4,5	5...7	10...12	3...5 MHz
Kollektorkapazität	13	13	13	pF
Verlustleistung bei 45° C	45 <sup>1)</sup>	45 <sup>1)</sup>	45 <sup>1)</sup>	30 mW

Tab. I.  
HF-Transistoren

<sup>1)</sup> Bei höherer Umgebungstemperatur verringert sich die zulässige Verlustleistung um 1,25 mW/°C. Der maximale Kollektorstrom wird durch die zulässige Verlustleistung des HF-Transistors begrenzt.

#### NF-Transistoren

Für Schwerhörigergeräte und ähnliche Anwendungen wurden jetzt auch von *Valvo* und *Telefunken* Miniaturausführungen der älteren Typen herausgebracht, die eine etwas geringere Verlustleistung haben. Die Transistoren OC 65 und OC 66 von *Valvo*, die in ein Metallgehäuse mit den Abmessungen 3x4x7 mm eingebaut sind, entsprechen den Typen OC 70 und OC 71. Die Raumsparnis gegenüber der runden Ausführung des OC 70 beträgt mehr als 80 %.

Für kommerzielle Anwendungen fertigt *Valvo* den Typ OC 73 mit besonders kleiner Exemplarstreuung. Seine wichtigsten Daten sind:

Kollektorspannung	20 V
Kollektorspitzenspannung	30 V
Grenzfrequenz in Basisschaltung	0,5 MHz
Verlustleistung	50 mW
Umgebungstemperatur	45° C

Bei *Telefunken* laufen Großserien der Typen OC 603 (rauscharmer Transistor für Eingangsstufen), OC 602 für Vorstufen und OC 604 für kleine Endstufen. Außerdem werden Subminiaturtransistoren mit gleichen Eigenschaften, jedoch mit nur 30 mW Verlustleistung hergestellt.

Da bei der Fabrikation der Transistoren starke Streuungen ihres Stromverstärkungsfaktors ( $h_{21E} = \alpha_{CB}$ ) vorkommen, muß er von jedem Exemplar bekannt sein, um bei den Geräten einer Serie eine gleichmäßige Verstärkung zu erreichen. *Telefunken* und *Siemens* bringen daher auf den Transistoren Farbkennzeichnungen für die verschiedenen Werte von  $\alpha_{CB}$  an (Tab. II).

Die Firma *Intermetall* benutzt drei Farbpunkte zur Typenbezeichnung, da sich auf den Miniaturtransistoren eine haltbare Beschriftung nur sehr schwer anbringen läßt.

#### Leistungs-Transistoren

An neuen Leistungs-Transistoren sind die Typen OD 604 (Abb. 2, 3 u. 4, *Telefunken*), TF 75 (Abb. 5, *Siemens*) sowie CTP 1003, CTP 1004,

Farbe	rot	orange	gelb	grün	blau	violett	weiß
$\alpha_{CB}$	20...30	30...40	40...50	50...60	60...75	75...100	100...150

Tab. II.  
Farbkennzeichnung der NF-Transistoren (*Telefunken*, *Siemens*)

Tab. III.  
Leistungs-Transistoren

<sup>1)</sup> bei einer Gehäusestemperatur von 45° C ohne Kühlfläche

<sup>2)</sup> bei 50 cm<sup>2</sup> Kühlfläche <sup>3)</sup> für eine Kühlfläche 350 x 250 x 2,5 mm, Kollektor nicht isoliert

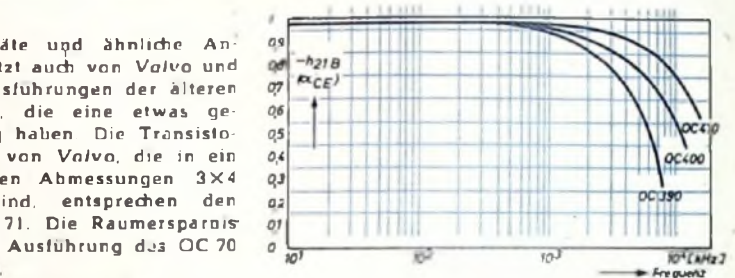


Abb. 1. Stromverstärkung der Intermetall-Transistoren OC 390, OC 400 und OC 410 in Abhängigkeit von der Frequenz (Basisschaltung)

CTP 1005 und CTP 1006 (Abb. 6 u. 7, *Intermetall*) zu erwähnen. Die letzteren haben eine Verlustleistung von 20 W, wenn eine entsprechende Kühlfläche vorgesehen wird. Der Kollektor liegt am Gehäuse, das jedoch durch eine Glimmerscheibe von etwa 0,1 mm Stärke vom Chassis elektrisch isoliert werden kann. In den USA behandelt man diese Glimmerscheiben neuerdings mit einem speziellen Silikonlack, wodurch der Wärmeübergangswiderstand auf etwa 1/3 des Wertes ohne Behandlung zurückgeht. Ergibt z. B. 1 Watt normalerweise eine Temperaturerhöhung von 6° C, so geht diese bei behandelter Glimmerscheibe auf 1,5° C/Watt zurück.

Beim *Telefunken* OD 604 ist keine Elektrode mit dem Gehäuse verbunden. Dagegen liegt bei den *Intermetall*-Typen der Kollektor am Gehäuse. Daher sind eine gute Wärmeabführung und eine entsprechend hohe Verlustleistung möglich. Ohne zusätzliche Wärmeableitung ist die Verlustleistung der *Intermetall*-Transistoren 1,9 W bei 25° C Umgebungstemperatur; bei höherer Temperatur verringert sich die zulässige Verlustleistung um 0,038 W/°C. Isolierte Montage (0,1 mm starke Glimmerscheibe) auf einer Kühlfläche läßt eine Verlustleistung von 10 W zu, die

Hersteller	Telefunken	Siemens	Intermetall			
			Typ	OD 604	TF 75	CTP 1003
Kollektorspannung — $U_{CK}$	2	6	30	20	20	20 V
Kollektorspitzenspannung — $U_{C\text{Esp}}$	27	13	60	40	40	40 V
Verlustleistung $N_C + N_E$	1,3 <sup>1)</sup>	0,28 <sup>1)</sup>	20 <sup>1)</sup>	20 <sup>1)</sup>	20 <sup>1)</sup>	20 <sup>1)</sup> W
max. Sperrschichttemperatur	75		75	75	75	75° C



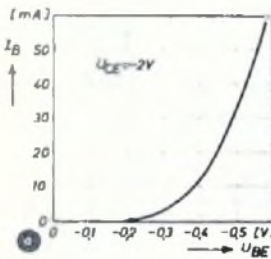
# Gleichrichter

DK 621.314.7; 621.314.63

sich jedoch bei Temperaturen über 25°C um 0,2 W/°C verringert. Bei nichtisolierter Montage, d. h. mit einer Kühlfläche von etwa 350x350x2,5 mm (Alublech) am Kollektor ist der Abfall der Verlustleistung bei höherer Umgebungstemperatur 0,4 W/°C. In Tab III sind die wichtigsten Daten der neuen Leistungstransistoren zusammengestellt.

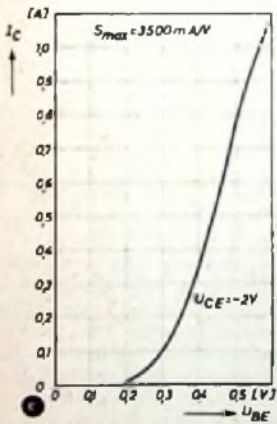
Bei der Anwendung der Leistungstransistoren muß vor allem ihre Kühlung beachtet werden, da die Verlustleistung eines Transistors von der Betriebstemperatur des Kollektors abhängt. Um die Wärmeableitung zu verbessern, verbinden einige Firmen den Kollektor direkt mit dem Gehäuse des Transistors. Wenn es nicht möglich ist, den Transistor unmittelbar auf das Chassis aufzuschrauben, kann eine dünne Glimmerplatte zwischen Transistor und Chassis gelegt werden; die Wärmeableitung zum Chassis ist dann immer noch ausreichend. Durch Messung der Temperatur des Gehäuses erhält man die Kol-

Abb. 2. Kennlinien des Telefunken-Leistungstransistors OD 604



a) Basisstrom, abhängig von der Basisspannung

b) Das Kollektorstrom-Kollektorspannung-Kennlinienfeld mit der Basisspannung als Parameter



c) Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Basisspannung

d) Stromverstärkung in Abhängigkeit von dem Kollektorstrom

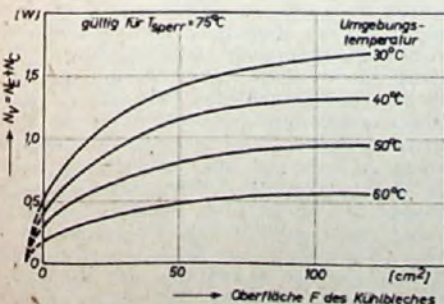
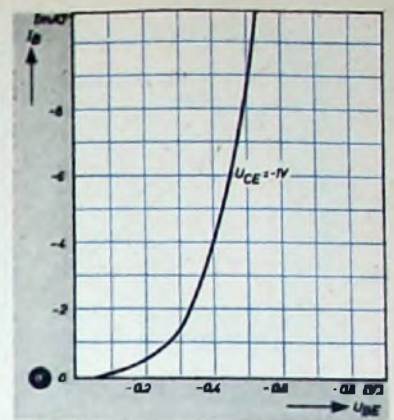
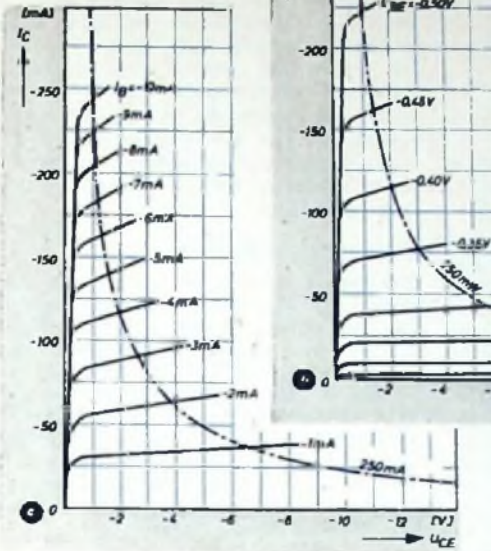


Abb. 3. Das thermische Kennlinienfeld des OD 604

Abb. 5. Kennlinien des Siemens-Leistungstransistors TF 75 in Emitterschaltung (s. a. Tab. III)



a) Basisstrom in Abhängigkeit von der Basisspannung

b) Das Kollektorstrom-Kollektorspannung-Kennlinienfeld mit der Basisspannung als Parameter

c) Das Kollektorstrom-Kollektorspannung-Kennlinienfeld mit dem Basisstrom als Parameter

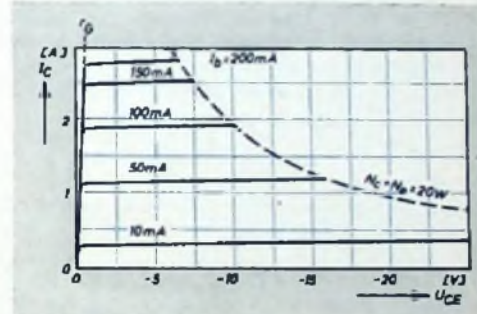
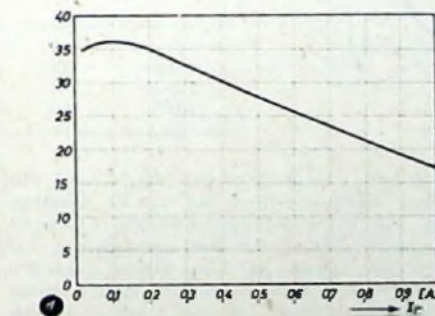
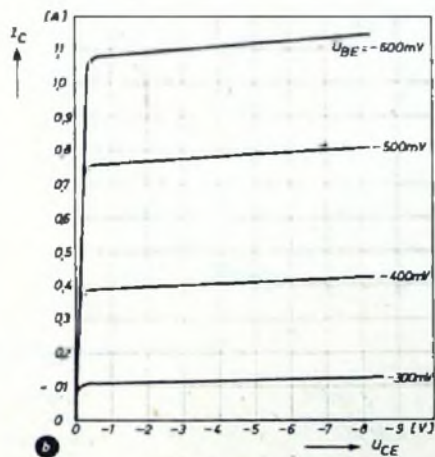


Abb. 6. Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Kollektorspannung mit dem Basisstrom als Parameter für Intermetall-Leistungstransistor CTP 1006

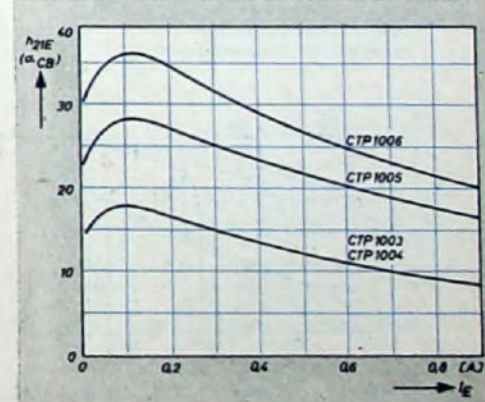


Abb. 7. Die Stromverstärkung der Intermetall-Leistungstransistoren CTP 1003, CTP 1004, CTP 1005 und CTP 1006 in Abhängigkeit vom Emitterstrom

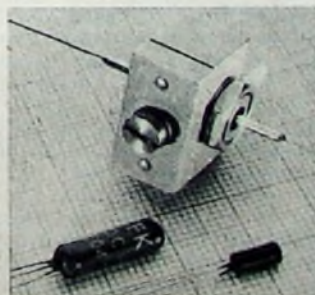


Abb. 4. Verschiedene Ausführungen der Telefunken-Transistoren; der größte Typ ist der Leistungstransistor OD 604 (im Foto oben)

lektortemperatur. Wie sich die Verlustleistung mit der Kollektortemperatur ändert, zeigt die Abb. 8 am Beispiel des TeKaDe-Leistungstransistors GTF 2006. So ist die Verlustleistung bei 45°C Gehäusetemperatur ohne Glimmerzwischenlage 6 W und mit Zwischenlage 5 W. Gelingt es, durch bessere Kühlung mehr Wärme abzuführen, dann verträgt der Transistor sogar eine Verlustleistung von 8 W und mehr. Ein Richtwert für die Größe der Kühlfläche bei einer Wärmemenge, die einer Leistung von 6 W entspricht und durch Konvektion abgeführt werden soll, ist eine



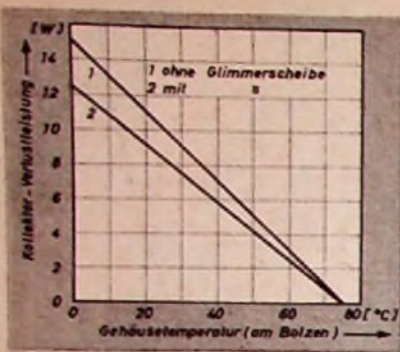


Abb 8. Abhängigkeit der Verlustleistung des TeKaDe-Leistungstransistors GTF 2006 von der Gehäusetemperatur (gemessen am Befestigungsbolzen)

Chassisfläche von etwa 400 cm<sup>2</sup>, wenn die Temperaturdifferenz zwischen Umgebungsluft und Chassis etwa 25° C beträgt.

Im allgemeinen geben die Hersteller die Mindestkühlfläche und die maximale Umgebungstemperatur an. Teletunken macht in den Datenblättern des OD 604 einige allgemeine Angaben, mit denen eine Berechnung der Kühlfläche möglich ist. Der Transistor hat einen gewissen inneren Widerstand R<sub>i</sub>. Sofern eine der Elektroden, z. B. der Kollektor, mit dem Gehäuse verbunden ist, ist R<sub>i</sub> wesentlich kleiner (2... 5° C/W) als bei isolierten Elektroden. Die durch die Verlustleistung N<sub>v</sub> entwickelte Wärme wird an den Wärmeaustauschwiderstand R<sub>a</sub> abgegeben. Sind T<sub>j</sub> die Sperrschicht-(junction-) und T<sub>u</sub> die Umgebungstemperatur, dann gilt

$$R_a = \frac{T_j - T_u}{N_v} - R_i \quad (1)$$

Die erforderliche Kühlfläche F (in cm<sup>2</sup>) kann man nach der Formel

$$F = \frac{1}{\sigma R_a} \quad (2)$$

berechnen, in der die Austauschkonstante  $\sigma$  bei den gebräuchlichen Kühlflächen etwa 1,5 · 10<sup>-3</sup> W/cm<sup>2</sup>°C ist.

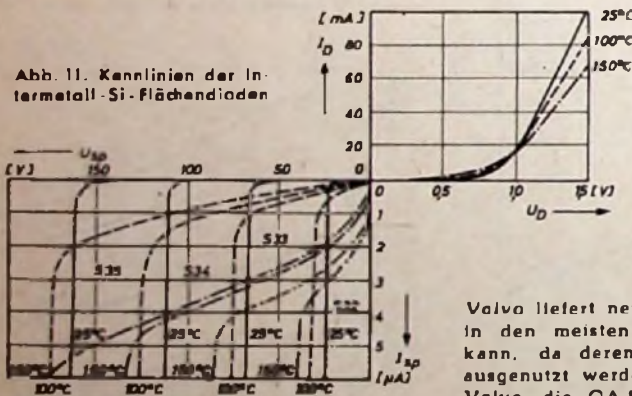


Abb. 11. Kennlinien der Intermetal-Si-Flächendiode

1. Beispiel: Transistor mit T<sub>j</sub> = 75° C, T<sub>u</sub> = 45° C, N<sub>v</sub> = 1 W und R<sub>i</sub> = 22,5° C/W.

$$R_a = \frac{75 - 45}{1} - 22,5 = 7,5° C/W$$

$$F = \frac{10^3}{1,5 \cdot 7,5} = 89 \text{ cm}^2$$

2. Beispiel: Transistor (Kollektor am Gehäuse) mit T<sub>j</sub> = 45° C, T<sub>u</sub> = 21° C, N<sub>v</sub> = 6 W und R<sub>i</sub> = 2,2° C/W.<sup>1)</sup>

$$R_a = \frac{45 - 21}{6} - 2,2 = 1,8° C/W$$

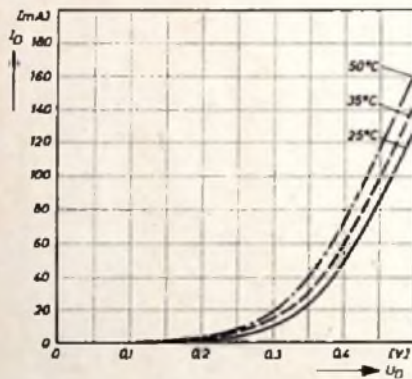
$$F = \frac{10^3}{1,5 \cdot 1,8} = 370 \text{ cm}^2$$

1) TeKaDe gibt für den GTF 2006 R<sub>i</sub> mit 5° C/W an.

In den Datenblättern der Transistoren findet man heute auch die I<sub>C</sub>-U<sub>BE</sub>-Kennlinie, die der I<sub>v</sub>-U<sub>g</sub>-Kennlinie einer Röhre zu entsprechen scheint. Wie aus Abb. 2c hervorgeht, ergibt sich hier eine Steilheit von etwa 3500 mA/V. Allerdings hat diese Steilheit nicht dieselbe Bedeutung wie bei einer Röhre, da wegen des relativ niederohmigen Eingangswiderstandes die I<sub>C</sub>-U<sub>BE</sub>-Kennlinie nicht ohne die zugehörige I<sub>B</sub>-U<sub>BE</sub>-Kennlinie betrachtet werden darf. Die Kurven der Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom haben bei kleinen I<sub>C</sub>-Werten ein Maximum (Abb. 2d).

### Ge- und Si-Gleichrichter

Auf dem Gebiet der Ge- und Si-Dioden ergeben sich sehr unterschiedliche Anwendungen. Das Typenprogramm an Ge-Spitzengleichrichtern wird immer reichhaltiger. Von der allgemeinen Verwendung von Allzweckdioden ist man abgekommen, da sich gezeigt hat, daß die Gleichrichter für bestimmte Anwendungen (z. B. AM- oder FM-Gleichrichtung, Videogleichrichter, Regelspannungserzeuger, Dioden für Phasendiskriminatoren, Meßgeräte und Modulatoren) ganz bestimmte Eigenschaften haben müssen.



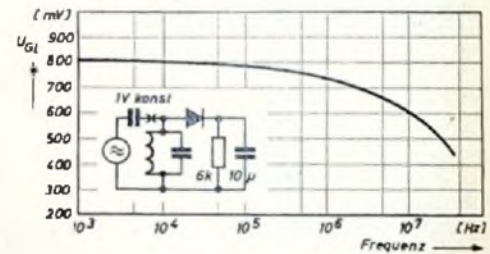
stellen (3,5 mm Durchmesser, 7,6 mm lang). Der statische Sperrwiderstand beider Typen ist bei 25° C bis zur Sperrspannung von 90 V (Scheitelwert 115 V) größer als 1 MOhm.

Intermetall fertigt jetzt auch Ge-Subminiatur-Flächendiode. Die Typen FD 4, FD 5, FD 6 und FD 7 können überall dort Verwendung finden, wo schon bei relativ kleinen Durchlaßspannungen sehr kleine Durchlaßwiderstände und hohe Sperrwiderstände bei Sperrspannungen bis 60 V gefordert werden. Bei +0,5 V liegt der Durchlaßwiderstand bei 5 Ohm. Der Temperaturbereich wird mit -40 bis +75° C angegeben. Ihre maximale Verlustleistung ist bei 25° C in Durchlaß- und Sperrrichtung 70 mW; bei höherer Umgebungstemperatur nimmt die zulässige Verlustleistung um 1,4 mW/°C ab. Die mittlere Kapazität, bei -5 V und 500 Hz gemessen, ist 40 pF. Die Abb. 9 und 10 zeigen das Temperaturverhalten und den Frequenzgang solcher Flächendiode. Ihre Daten sind in Tab. IV zusammengestellt.

Während in den USA sowohl bei Transistoren als auch bei Dioden oft Silizium verwendet wird, kommt dieses Material in Deutschland erst in wenigen Fällen zur Anwendung. Si-Halbleiterbauelemente vertragen wesentlich höhere Temperaturen (bis etwa

Abb. 9. Durchlaßkennlinien der Intermetal-Ge-Flächendiode FD 5, abhängig von der Temperatur

Abb. 10. Frequenzgang einer Gleichrichterschaltung mit der Intermetal-Ge-Flächendiode FD 7



Tab. IV. Intermetal-Ge-Subminiatur-Flächendiode

Typ	Arbeits-sperrspannung U <sub>BP</sub> [V]	Sperrstrom I <sub>sp</sub> [µA]		Durchlaßstrom bei +0,6 V I <sub>D</sub> [mA]		Spitzen-sperrspannung U <sub>sp,max.</sub> [V]
		Mittelwert	Maximalwert	Mittelwert	Mittelwert	
FD 4	12	200	500	40	80	16
FD 5	12	200	500	100	130	15
FD 6	20	50	100	40	80	26
FD 7	60	50	100	30	60	60

Valvo liefert neuerdings den Typ OA 79, der in den meisten Fällen die OA 72 ersetzen kann, da deren HF-Eigenschaften oft nicht ausgenutzt werden. Für Rechenmaschinen hat Valvo die OA 86 auf den Markt gebracht. Solche Dioden müssen neben einer hohen Sperrspannung ein definiertes Verhalten beim Schalten aus der Durchlaß- in die Sperrrichtung zeigen. Beim Übergang von 30 mA Durchlaßstrom auf eine Spitzensperrspannung von -35 V ist bei der Diode OA 86 nach 3,5 µs der Strom auf 87,5 µA abgesunken; nach 0,5 µs ist er noch 700 µA. Der dynamische Sperrwiderstand ist bis zu 55° C Umgebungstemperatur zwischen -20 V und -50 V mindestens 400 kOhm. Die Diode OA 87 hat ähnliche Eigenschaften wie die OA 86, nur ist bei ihr der Sperrstrom nach 3,5 µs kleiner als 175 µA und der dynamische Sperrwiderstand unter gleichen Bedingungen wie bei der OA 86 mindestens 200 kOhm. Für kommerzielle Zwecke stellt Valvo die Allzweckdioden OA 91 und OA 95 her, die elektrisch den Typen OA 81 und OA 85 entsprechen, jedoch Miniaturausführungen dar-

stellen (3,5 mm Durchmesser, 7,6 mm lang). Der statische Sperrwiderstand beider Typen ist bei 25° C bis zur Sperrspannung von 90 V (Scheitelwert 115 V) größer als 1 MOhm. Intermetal fertigt jetzt auch Ge-Subminiatur-Flächendiode. Die Typen FD 4, FD 5, FD 6 und FD 7 können überall dort Verwendung finden, wo schon bei relativ kleinen Durchlaßspannungen sehr kleine Durchlaßwiderstände und hohe Sperrwiderstände bei Sperrspannungen bis 60 V gefordert werden. Bei +0,5 V liegt der Durchlaßwiderstand bei 5 Ohm. Der Temperaturbereich wird mit -40 bis +75° C angegeben. Ihre maximale Verlustleistung ist bei 25° C in Durchlaß- und Sperrrichtung 70 mW; bei höherer Umgebungstemperatur nimmt die zulässige Verlustleistung um 1,4 mW/°C ab. Die Kapazität ist bei -5 V etwa 10 pF. Besonders zu beachten ist der niedrige Sperrstrom, der bei -10 V zwischen 0,02 und 0,05 µA liegt, so daß sich Sperrwiderstände zwischen 200 und 500 MOhm ergeben.

An Silizium-Gleichrichtern sind die Si-Flächendiode S 32, S 33, S 34 und S 35 von Intermetal zu erwähnen. Ihre wichtigsten Daten gehen aus den Kennlinien Abb. 11 hervor. Die Arbeitsspannung (Scheitelwert) ist 12 V (S 32), 50 V (S 33), 100 V (S 34) und 150 V (S 35). Si-Flächendiode können in einem Temperaturbereich von -50 bis +150° C betrieben werden. Ihre maximale Verlustleistung in Durchlaß- und Sperrrichtung ist bei 25° C etwa 125 mW. Bei höherer Umgebungstemperatur nimmt die zulässige Verlustleistung um 1 mW/°C ab. Die Kapazität ist bei -5 V etwa 10 pF. Besonders zu beachten ist der niedrige Sperrstrom, der bei -10 V zwischen 0,02 und 0,05 µA liegt, so daß sich Sperrwiderstände zwischen 200 und 500 MOhm ergeben.



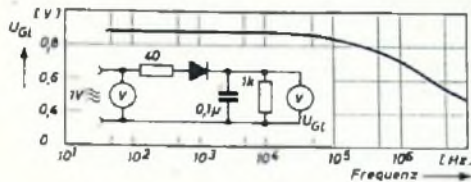
Typ	GV 1	GV 2	GV 3
Farbencode	schwarz	grün	rot
statisch bei 25° C Umgebungstemperatur			
max. Sperrspannung	— 20	— 50	— 100 V
max. Sperrstrom bei max. Sperrspannung	200	300	500 $\mu$ A
mind. Flußstrom bei + 0,35 V	0,1	0,1	0,1 A
mind. Flußstrom bei + 0,5 V	0,6	0,5	0,5 A
max. Dauer-Flußstrom	0,4	0,4	0,3 A
dynamisch bei 50 Hz und + 55° C Umgebungstemperatur			
max. Eingangswchelspannung	14	35	70 V <sub>eff</sub>
max. Eingangswchelspannung bei Schaltungen mit Ladekapazität	7	18	35 V <sub>eff</sub>
max. outnehmbarer Gleichstrom in Einwegschaltung	0,15	0,1	0,1 A

Tab. V. Germanium - Flächen-gleichrichter der Kieler Howaldtwerke

Wegen ihrer scharfen Zener-Charakteristik (plötzliche Zunahme des Sperrstroms bei einer bestimmten Spannung, der Zenerspannung) werden die Si-Flächendiode vorteilhaft bei Begrenzern und als Überlastungsschutz eingesetzt. Ihr hoher Sperrwiderstand macht sie weiterhin besonders zur Verwendung in Ladestromkreisen geeignet, z. B. zum Speichern von Informationen und in elektrischen Rechenmaschinen. Durch den kleinen dynamischen Widerstand im Gebiet des Zener-Knicks ist auch eine Verwendung als Spannungskonstanthalter möglich.

Leistungsgleichrichter

In steigendem Maße kommen Silizium und Germanium bei Leistungsgleichrichtern zur Anwendung. SAF zeigte in Hannover einen Si-Gleichrichter für 220 V, 1 A, nähere Daten waren leider nicht erhältlich. Die AEG stellt Ge-Starkstromgleichrichter her. Ein Gleichrichtersatz für 50 V, 2000 A wurde mit solchen Ge-Leistungsgleichrichtern gebaut, dessen einzelne Elemente wassergekühlt waren. Der Wirkungsgrad des Ge-Gleichrichters ist sehr hoch (99 %); zusammen mit dem Transformator



ergibt sich ein Gesamtwirkungsgrad der Anlage von 95 %.

Die Ge-Stromventile (Flächengleichrichter) der Kieler Howaldtwerke, die einen sehr steilen Kennlinienverlauf in Flußrichtung und einen hohen Wirkungsgrad haben, können als Schaltelement zum Schutz gegen Polvertauschung bei Gleichspannungsquellen, als Gleichrichter für Impulsschaltungen in elektronischen Rechenmaschinen und magnetischen Verstärkern, als Gleichrichter für Röhrenheizung, Kleinladegeräte und Relais-Betätigung, als Begrenzer- und Regeldioden sowie als Meßgleichrichter Verwendung finden. Ihre wichtigsten Daten gehen aus Tab. V hervor; der Frequenzgang eines solchen Ge-Stromventils ist in Abb. 12 dargestellt.



Zenneck-Gedenkstein in Cuxhaven

Foto: Laab

Die Stadt Cuxhaven weihte am 7. 7. 1956 bei der historischen Kugelbake zu Ehren und im Beisein von Geheimrat Prof. Dr. rer. nat. J. Zenneck (Foto) einen schlichten Gedenkstein ein, der neben einem Relief des Funkpioniers die Inschrift trägt: „Von dieser Stelle aus führte J. Zenneck 1899—1900 seine ersten funktelergraphischen Versuche durch und schuf damit Grundlagen zur Einführung des deutschen Seefunkdienstes.“ Die Anregung zur Erstellung des Gedenksteines kam von einem alten Berliner Funkamateure.

Seinen ersten Versuchssender ließ Zenneck damals in dem Rauchsalon eines kleinen Dampfers der Nordsee-Linie einbauen. In einer engen Bretterbühne unterhalb der Kugelbake stand sein Empfänger. Als Zenneck Cuxhaven im Winter 1900 verließ, war ihm und seinen Gehilfen die drahtlose Verbindung über 52 km bis nach Helgoland geglückt. Das war damals die größte drahtlos überbrückte Entfernung. Der junge Physiker war zu dieser Zeit Assistent bei Prof. Braun, dem Erfinder der Braunschweiger Röhre, im Physikalischen Institut Straßburg. Aus der kleinen Gruppe von Wissenschaftlern und Technikern, der dieser drahtlose Rekord in Cuxhaven zu verdanken ist, entstand dann die Brauns-Siemens-Gesellschaft und aus einem Zusammenschluß zwischen ihr und der AEG die Telefunken-Gesellschaft.

10 Jahre AEG-Selengleichrichter

Vor 10 Jahren wurden in der AEG-Fabrik Belecke (Westfalen) die ersten Selengleichrichterplatten hergestellt. Aus einer kleinen Werkstatt mit etwa 100 Arbeitern entstanden, ist das Werk mit einer Belegschaft von über 1400 jetzt die größte Produktionsstätte für Selengleichrichter auf dem Kontinent. Heute werden z. B. in Belecke Platten bis zu 30 V Sperrspannung in normaler Fertigung hergestellt. Über 11.000.000 Selen-Rundfunkgleichrichter hat das Werk bisher gefertigt; dazu kommen noch Millionen von Gleichrichtern anderer Formen.

Valvo-Spezialröhren-Briefe

Im kürzlich erschienenen Valvo-Spezialröhren-Brief Nr. 2, einer vierseitigen Druckschrift im A 4-Format, wird in leicht verständlicher Form u. a. ein elektronischer Zeitgeber (aufgebaut mit Doppeltriode E 92 CC) beschrieben. Ein weiterer Beitrag behandelt einen lichtgesteuerten Schalter mit Relaisröhre (5823). Die Valvo-Spezialröhren-Briefe können von Interessenten kostenlos über den Fachhandel bezogen werden.

EC 93

Telefunken teilt nachträglich mit, daß sich die in der Beilage zur FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 11 veröffentlichten Meßwerte der steilen Oszillatortriode EC 93 nicht auf eine Anodenspannung U<sub>a</sub> von 200 V, sondern vielmehr von 100 V beziehen.

OC 45 — ein neuer HF-Transistor

Die Grenzfrequenz der hauptsächlich für NF-Verstärkung entwickelten Transistortypen lag in Basischaltung im allgemeinen bei 300 kHz. Der neue Valvo-Transistor OC 45 erreicht wegen seiner geringen Kollektorkapazität und seines niedrigen Widerstandes in der Basisleitung im Mittel eine Grenzfrequenz von 6 MHz und eröffnet damit dem Transistor neue Anwendungsbereiche.

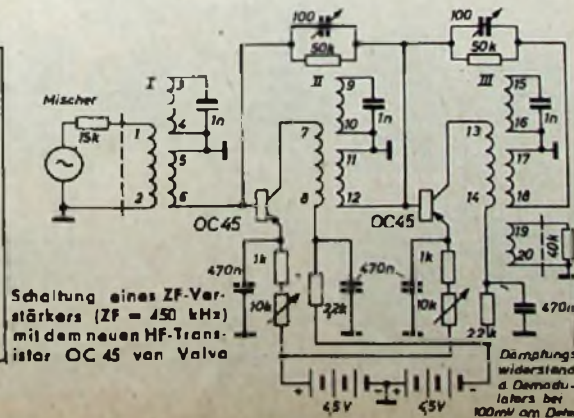
Der neue Transistor ist vor allem für die Verwendung in ZF-Verstärkern (um 450 kHz) bestimmt, und deshalb legte man bei der Entwicklung besonderen Wert darauf, eventuell auftretende Rückwirkungen durch eine fest eingestellte Neutralisation kompensieren zu können. Da der OC 45 eine hinreichend kleine Kollektorkapazität hat, deren Streuung in engen Grenzen bleibt, ist es möglich, bei einem geringen Leistungsverlust durch die Gegenkopplung eine Austauschbarkeit der Einheiten zu erreichen.

Ein Beispiel für einen ZF-Verstärker (450 kHz) mit allen für den Nachbau wichtigen Angaben zeigt die Schaltung. Das ungewöhnlich hohe C/L-

Verhältnis mit einer Parallelkapazität von 1 pF soll kapazitive Einflüsse des Transistors ausschalten. Die Transistoren sollen auf  $i_b = 1$  mA und  $-U_{ca} = 2$  V eingestellt werden. Die ZF-Filter (Ferroxcube III B 3, Schalenkern 18x12) haben (unbelastet) eine Güte  $Q_0 = 225$  und eine Selektivität  $S_0 = 35$ . Mit Transistoren der unteren bzw. oberen Toleranzgrenze ergibt sich dann eine Leistungsverstärkung von 54,5 bzw. 73 dB und eine Selektivität von 23 bzw. 64; für Mitteltransistoren wurden 64 dB bzw. 38 gemessen. Die dargestellte Schaltung ist nur ein Beispiel von vielen möglichen. Wenn der OC 45 auch für ZF-Verstärker besonders geeignet ist, so bietet er wegen seiner hohen Grenzfrequenz doch auch zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten in Impulsschaltungen und anderen Verstärkern. Für Mischstufen im MW-Bereich ist in absehbarer Zeit ein neuer Transistortyp zu erwarten, der hinsichtlich Grenzfrequenz und Kollektorkapazität den hierfür zu stellenden Anforderungen besonders entspricht.

Kreisdaten

Spule	Wicklung	Wdg.	CuL-Draht
I	1—2	23	6 x 0,04
	3—4	56	5 x 20 x 0,04
	5—6	6	6 x 0,64
II	7—8	28	6 x 0,04
	9—10	56	5 x 20 x 0,04
	11—12	6	6 x 0,04
III	13—14	28	6 x 0,04
	15—16	56	5 x 20 x 0,04
	17—18	6	6 x 0,04
	19—20	38	6 x 0,04



Schaltung eines ZF-Verstärkers (ZF = 450 kHz) mit dem neuen HF-Transistor OC 45 von Valvo



# Mittelwellen-Navigationsfunkfeuer

DK 621.396.969.181.33

Die auf Mittelwelle (200 ... 1750 kHz) betriebenen Navigationsfunkfeuer sind rundstrahlende Sendeanlagen, die als Bodenorientierungspunkte für Luftfahrzeuge sowohl an markanten Stellen der Luftstraßen für Zwecke der Streckennavigation als auch im Flughafenbereich auf der Anfluggrundlinie in bestimmten Abständen von der Landebahn zur Durchführung des Endanfluges aufgestellt sind. Die Auffindung dieser Funkfeuer erfolgt bordseitig mit einem Peilgerät, dem Radiokompaß. Dieser gibt die Richtung zur Bodenstation in bezug auf die Flugzeuglängsachse bzw. in bezug auf mißweisend Nord als Stellung eines Zeigers über einer 360°-Skala an, so daß grundsätzlich jeder beliebige Flugweg mit Hilfe von Kreuzpeilungen eingehalten werden kann. Üblich ist jedoch der Zielflug, so daß der Instrumentenzeiger auf einer die Flugzeuglängsachse kennzeichnenden Marke liegt und Abweichungen vom Zielkurs durch Links-Rechts-Ausschlag des Zeigers von dieser Marke direkt in Gradennennungen sind.

## 1. Die Bodenanlage

### 1.1 Allgemeines

Für die Bemessung von ungerichtet strahlenden Navigationsfunkfeuern ist im Anhang 10 der ICAO-Veröffentlichungen festgelegt: Die Polarisation der ausgehenden Strahlung soll vertikal sein. Die Reichweite solcher Sendeanlagen ist durch eine Feldstärke von 70  $\mu\text{V}/\text{m}$  definiert. Sie wird auf volle Vielfache von 50 sm (Seemeilen) abgerundet, wenn sie größer als 150 sm ist, und auf volle

Vielfache von 25 sm, wenn die Reichweite kleiner als 150 sm. Hierbei soll jedoch tunlichst die Senderleistung dem abgerundeten Reichweitenwert angepaßt sein. Eine Ausnahme machen die Platzfunkfeuer, deren Reichweite mit 10 sm bemessen ist. Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich ist 200 ... 1750 kHz, die Tonfrequenz 1020 Hz  $\pm$  50 Hz, und die aus Morsezeichen bestehende Kennung soll alle 30 Sekunden mit einer Wortgeschwindigkeit von 7 je Minute wiederholt werden. Die Betriebsart soll im wesentlichen A 1/A 2 (Telegrafie tönend) sein, außer bei Funkfeuern mit einer Reichweite von  $>$  50 sm, wobei dem Modulationsgrad eine Spanne zwischen 40 und 95 % zugebilligt ist. Eine Überwachung der Anlage soll anzeigen, wenn die ausgestrahlte Leistung unter 50 % sinkt, die Kennung ausfällt oder eine Frequenzänderung  $>$  5 kHz auftritt. Ferner soll der Überwacher auch Fehler im eigenen Aufbau erkennen lassen.

### 1.2 Die technische Ausföhrung des HF-Generators

#### 1.21 Aufbau der Einrichtung

Bei den im Bundesgebiet eingesetzten HF-Generatoren handelt es sich mit wenigen Ausnahmen um zwei verschiedene, aber ähnliche Ausführungen (C Lorenz AG), deren neuere („6 B 303“) aus der älteren („6 B 210“) hervorgegangen ist. Es genügt daher, die neuere Anlage zu besprechen. Der Frequenzbereich ist 250 ... 535 kHz, die Leistung im A 1-Betrieb 250 W und im A 2-Betrieb 100 W Netzseitig werden etwa 1,3 kVA aufgenommen. Wie bei allen Flugsicherungsanlagen ist auch diese Einrichtung als Doppelgerät ausgeführt, um bei Ausfall eines HF-Generators sofort auf den Reservegenerator umschalten zu können. Die Umschaltung erfolgt automatisch, da die Stationen unbemannt laufen. Die verschiedenen Baugruppen sind in zwei Gestellen untergebracht, deren jedes einen HF-Generator mit Netzgerät, Tasteinrichtung und Modulator enthält. Ferner befindet sich in dem einen Gestell der Antennenumschalter mit Abstimmgerät und in dem anderen die automatische Umschalteneinrichtung (Abb 1 und 2).

#### 1.22 Die Schaltung des Generators

Abb 2 zeigt die Blockschaltung der Senderanlage. Als Steuerstufe kann wahlweise ein durchstimmbarer Oszillator oder aber eine auf fester Frequenz schwingende Quarzstufe verwendet werden. Der Oszillator enthält eine

Pentode (18 042) und ist nach Art einer kapazitiven Dreipunktschaltung geschaltet, wobei der Frequenzbereich in acht Einzelbereiche unterteilt ist. Bei der Bereichswahl werden stets nur Induktivitäten zu- bzw. abgeschaltet, während die Abstimmung auf die Betriebsfrequenz stets mit demselben Drehkondensator erfolgt. Die frequenzbestimmenden Teile des Oszillators befinden sich in einem Thermostaten, um ein Abwandern der eingestellten Frequenz durch Temperaturschwankungen auszuschalten. Soll mit quarzgesteuerter Frequenz gearbeitet werden, so wird auf die Quarzstufe umgeschaltet, die ebenfalls als kapazitive Dreipunktschaltung aufgebaut ist. Hierbei wird die Röhre aus der selbsterregten Steuerstufe in die Quarzstufe gesteckt, um Röhren einzusparen.

Nach der als A-Verstärker mit einer Röhre 18 042 aufgebauten Trennstufe folgt eine als Breitband-A-Verstärker im grenzgespannten Betrieb arbeitende Treiberstufe mit einer Pentode EL 34, deren Anodenschwingkreis ebenfalls durch Abgriffe an der Spule in acht Bereiche unterteilt ist. Die Endstufe ist bei A 1-Betrieb mit zwei Tetroden QB 3/300 bestückt, um eine hohe Ausgangsleistung zu erhalten. Im A 2-Betrieb wird nur eine Röhre verwendet und die zweite in den Modulator gesteckt. Die Gittervorspannung ist so bemessen, daß eine Überlastung der Endstufe beim Ausbleiben der Ansteuerung vermieden wird. Der Anodenkreis enthält die Schaltglieder (als zwei  $\pi$ -Glieder geschaltet) für die Abstimmung. Hierbei sind die Spulen wiederum in acht Bereiche unterteilt. Bei der Grob-Abstimmung durch diese Bereichswahl bleiben das gemeinsame Übersetzungsverhältnis und die Oberwellendämpfung beider Glieder erhalten. Die Feinabstimmung erfolgt durch Hinzuschalten von Kondensatoren wodurch eine Abstimmung mit einer Bandbreite von 15 kHz erreicht wird. Die Anpassung ist auf einen Ausgangswiderstand von 60 Ohm teill abgestellt, so daß das Antennenabstimmgerät auch über ein 60-Ohm-Kabel abgesetzt angeschlossen werden kann. Die Ausgangsleistung kann sowohl durch Herabsetzen der Anodenspannung im Netzgerät als auch durch Wahl des Abgriffes am kapazitiven Spannungsteiler des Endstufenausganges verändert werden.

Beim A 1-Betrieb wird die aus Morsezeichen bestehende Kennung durch die aus einer motorisch angetriebenen Kontaktscheibe bestehende Tasteinrichtung der Hochfrequenz aufgeprägt. Dies erfolgt dadurch, daß die Katoden von Treiber- und Endröhre in den

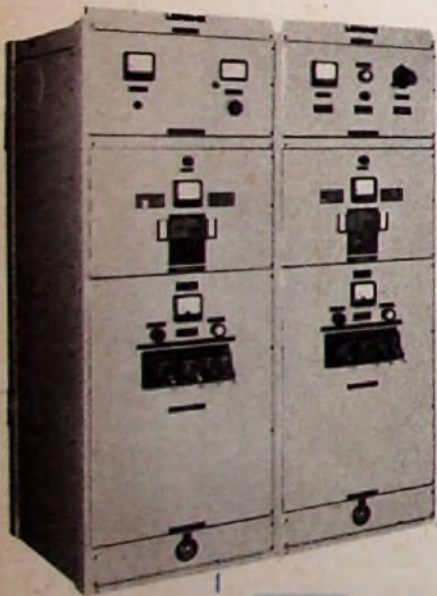


Abb. 1. Ansicht der Sendergestelle

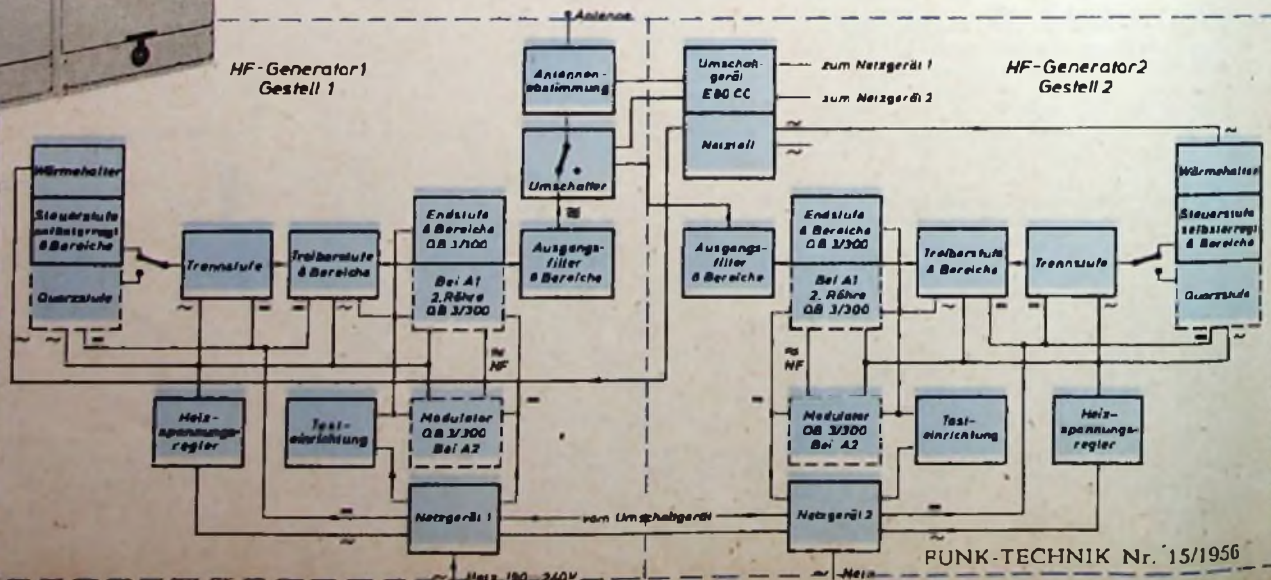


Abb. 2. Blockschaltung der Senderanlage



Tastpausen über ein von der Tasteinrichtung gesteuertes Tastrelais auf +300 V gelegt werden und gleichzeitig die HF-Eingangsspannung an der Treiberstufe kurzgeschlossen wird.

Im A 2-Betrieb steuert das Tastrelais jedoch nur den Modulator, und zwar derart, daß die Katode der Modulatorröhre (QB 3/300) in den Tastpausen auf +300 V gelegt wird. Dieser Modulator erzeugt in einer transformatorischen Dreipunktschaltung eine Modulationsfrequenz von 1020 Hz die der Anodenspannung der Endröhre aufgeprägt ist. Der Klirrfaktor ist  $< 10\%$ . Damit die über große Widerstände ebenfalls an der Anodenspannung liegende Schirmgitterspannung beim Abstimmen, Tasten und dgl. nicht auf zu hohe Werte ansteigt, sind Gleichrichter vorhanden, die bei Spannungen über 600 V leitend werden, so daß die Schirmgitterspannung auf 600 V begrenzt wird.

Alle Heizspannungen werden durch einen in der 220-V-Seite liegenden Spannungsregler konstantgehalten. Ein Meßinstrument mit Umschalter gestattet die Ablesung der Kathodenströme der Anodenspannungen und der Schirmgitterspannungen. Die beim Umstellen von A 1- auf A 2-Betrieb erforderlichen Schaltmaßnahmen werden mit Hilfe von Laschenschaltern durchgeführt. Das Netzgerät liefert über Transformator und Gleichrichter die erforderlichen Spannungen von 600 und 2000 V, wobei letztere in Stufen bis auf 700 V herabgesetzt werden kann. Der sonstige Aufbau bietet keine Besonderheiten.

### 1.23 Das Antennenabstimmgerät

Die Ausgänge beider HF-Generatoren liegen im Antennengerät an einem Umschalter, mit dem beide Generatoren wahlweise an die Antenne gelegt werden können. Diese wird mit einer anzapfbaren Induktivität grob abgestimmt, während die Feinabstimmung mit einem Variometer erfolgt. In den Weg zur Antenne sind zwei Stromwandler eingefügt, deren einer am Antennenstrom-Meßinstrument liegt. Der andere gibt einen Meßwert an den Überwacher des automatischen Umschaltgerätes.

Als Antenne sind zwei verschiedene Ausführungen gebräuchlich. Die erste Form ist ein isoliert aufgestellter Stahlmast von 35 m Höhe (Abb. 3), der oberhalb der Isolierung eingespeist wird. Die zweite Ausführungsform ist eine T-Antenne von etwa 10... 12 m Höhe und 50 m Länge, wobei der Horizontalteil aus drei parallelen Drähten im Abstand von je 75 cm besteht. Grundsätzlich kann auch jede andere Antenne verwendet werden, deren statische Kapazität zwischen 250 und 700 pF liegt.

### 1.24 Das Umschaltgerät

Das Umschaltgerät dient zur automatischen Umschaltung vom Betriebsgenerator auf den Reservegenerator, wenn im Betriebsgenerator eine Störung auftritt. Es ist daher zunächst eine Überwachungseinrichtung notwendig, die die notwendigen Kenndaten erhält und verarbeitet. In Übereinstimmung mit den Forderungen des Anhangs 10 der ICAO ist eine Umschaltung dann vorgesehen, wenn die Leistung auf 50% abfällt und die Kennung bzw. Modulation ausfällt. Bleibt die Netzspannung aus, so tritt dagegen das vorhandene Notstromaggregat über seine eigene Automatik in Tätigkeit und übernimmt die Last.

Der Meßwert für die Trägerleistung wird ebenso wie die Modulation und Kennung über den beim Antennengerät erwähnten Stromwandler direkt von der Antennenzuleitung erhalten. Die dort abgenommene Spannung wird am Eingangswiderstand R 1 (Abb. 4) an Hand der Anzeige eines Meßinstrumentes MS nach Umlegen des Schalters SB richtig bemessen. Mit demselben Instrument kann auch die Modulationsspannung kontrolliert werden, nachdem der Instrumentenschalter SA umge-

legt worden ist, so daß der Widerstand R 25 am Instrument liegt. Die Relais T (Träger) und M (Modulation) übernehmen die Überwachung derart, daß ihre erste Wicklung von der ankommenden Energie erregt wird, während ihre zweite Wicklung, die Kompensationswicklung aus der Stromversorgung gespeist wird. Bei richtiger Einstellung aller Größen R 1, R 3, R 5, R 25 befinden sich beide Relais im Gleichgewicht. Bei A 1-Betrieb arbeitet das T-Relais dann im Takt der Kennung und bei A 2-Betrieb das M-Relais, wenn der Gleichrichter G 1 Strom führt. Die zugeordneten Kontakte schalten die Relais A und B, deren Abfallverzögerung (parallel geschaltete Kondensatoren) ein Abfallen während normaler Morsezeichen verhindert. Bei Ausfall der Kennung fällt dagegen (je nachdem, ob Zeichen oder Pause anliegt) eines der Relais ab, wodurch die Umschaltung über die Röhre E 80 CC eingeleitet wird. Das gleiche ist der Fall, wenn bei zu geringer HF-Energie oder Modulation die Relais M bzw. T dauernd umlegen.

Das erste System der Röhre E 80 CC ist normalerweise gesperrt; diese Sperrung wird beim Umlegen des am Glitter liegenden a- bzw. b-Kontaktes aufgehoben. Kondensatoren verzögern den Vorgang, wobei das Maß der Verzögerung am Widerstand R 13 einstellbar

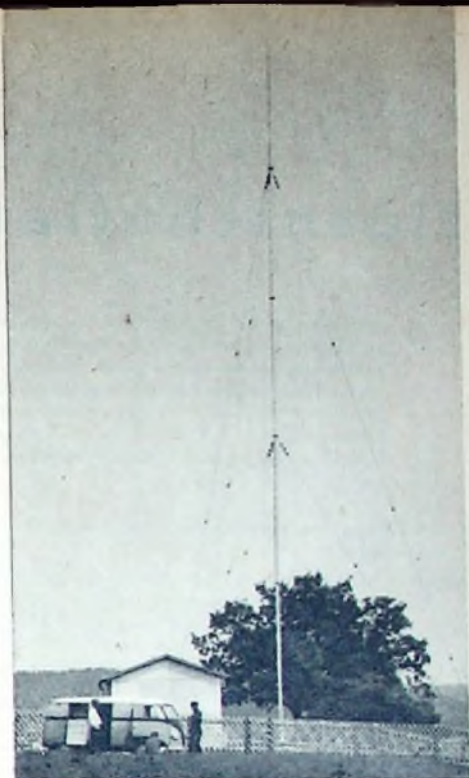
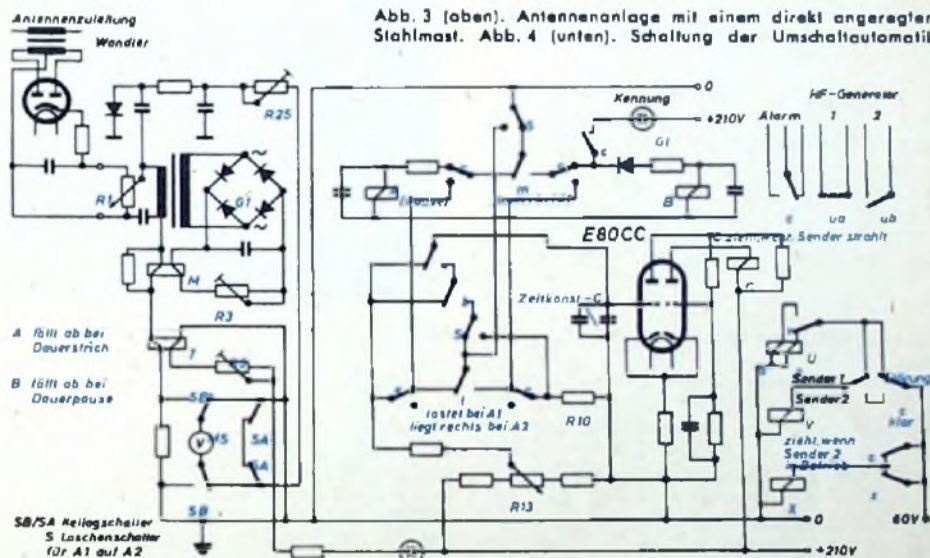


Abb. 3 (oben). Antennenanlage mit einem direkt angeregten Stahlmast. Abb. 4 (unten). Schaltung der Umschaltautomatik



ist. Der Widerstand R 10 verzögert dagegen die Entladung der Kondensatoren, so daß ein Hin- und Herschalten vermieden wird, wenn beide Generatoren gestört sind. Erst wenn vorher wieder ein normaler Betriebszustand vorgelegen hat, wird ein neues Umschaltkommando von der Röhre angenommen. Das zweite System der Röhre ist bei normalem Betrieb leitend, so daß das C-Relais erregt ist. Beide Röhrensysteme sind miteinander derart verkoppelt, daß infolge des gemeinsamen Kathodenwiderstandes bei Stromaufnahme des ersten Systems das C-Relais abfällt.

Das abgefallene Relais gibt dann Alarm und nimmt die Umschaltung vom Betriebssender auf den Reservesender mit Hilfe weiterer Relais und Schaltschütze vor. Hierzu ist in die Schaltung ein Stützrelais U eingefügt, das zwei Ruhelagen hat und dessen Umschaltung durch das C-Relais mit Hilfe zweier weiterer Relais V und X vorgenommen wird. In der Ruhelage a des U-Relais ist der HF-Generator 1 angeschlossen, in der Ruhelage b der HF-Generator 2. Ist der Generator 1 in Betrieb, dann ist das V-Relais bei erregtem C-Relais stromlos. Im Falle einer Störung fällt C ab, die Wicklung b des U-Relais erhält Strom, und es schlägt um, wodurch der Generator 1 ab- und der Generator 2 angeschaltet

wird. Nachdem das C-Relais wieder angesprochen hat, wird V erregt und schaltet den Stromkreis zur a-Wicklung des U-Relais, damit auch hier bei Störung ein entsprechender Vorgang ablaufen kann.

Die Automatik kann durch einen Schalter hinter dem C-Relais abgeschaltet werden, so daß wahlweise eine Inbetriebnahme von Hand möglich ist. Die Überwachung läuft dabei weiter, d. h., die Kennung wird nach wie vor an einer in der Frontplatte befindlichen Glühlampe G 1 angezeigt.

### 1.25 Kontrolle am Flughafen

Der Betrieb der Navigationsfunkfeuer wird im Überwachungsraum des Technischen Dienstes auf dem nächstgelegenen Flughafen drahtlos überwacht. Ist in einem Bereich eine größere Zahl von Anlagen vorhanden, so ist für jede Funkanlage ein eigener Überwachungsempfänger vorhanden, der über ein im Ausgang liegendes Relais eine grüne Lampe (Betrieb) oder eine rote (Störung) leuchten läßt. Die Empfänger sind gemeinsam in einem Gestell untergebracht. Verfeinerte Signalisierungsmethoden erlauben zudem zu erkennen, ob der erste oder zweite Generator in Betrieb ist oder aber ob auf Notstromaggregat infolge Netzausfalls übergegangen ist.

(Wird fortgesetzt)



# Eigenschaften und Dimensionierung von

Im folgenden Bericht wird versucht, eine möglichst umfassende Darstellung der mit der Ferritstab-Antenne zusammenhängenden Probleme zu geben, und zwar soll der Standpunkt des Anwenders dabei besonders berücksichtigt werden. Besprochen werden die Bedeutung der Ferritantenne, dann ihre Eigenschaften, die Anforderungen hinsichtlich Güte und Permeabilität und schließlich die optimale Dimensionierung sowohl der Spule als auch des Stabes. Als günstig stellt sich dabei die eng gewickelte Spule aus Litze 20 x 0,05 heraus. Für die effektive Höhe wird eine neue Beziehung abgeleitet, die den Einfluß von  $\mu_{eff}$  und  $\mu_w$  richtig wiedergibt. Die aus dem Schrifttum bekannte Formel  $h'_{eff} = k \cdot \sqrt{V}$  ( $V$  = Volumen) erweist sich für  $l/d = 16 \dots 25$  nach den durchgeführten Messungen als sehr gut brauchbar. Als optimales Längen-Durchmesser-Verhältnis wird gefunden  $l/d = 16 \dots 20$ . Die gebräuchlichen Stababmessungen sind danach durchaus günstig.

DK 621 396 673

## 1. Bedeutung der Ferritantenne im Rundfunkempfänger

Seit einigen Jahren gehört die eingebaute Ferritantenne zur Standardausrüstung fast aller Rundfunkempfänger, und zwar der Netz- wie auch der Koffergeräte. Die Ferritantenne hat sich, insbesondere im Mittelwellengebiet, durchgesetzt, allerdings weniger wegen der Möglichkeit der Störausblendung, sondern mehr durch zwei andere Eigenschaften: die geringe Empfindlichkeit gegen elektrische Störfelder und die Tatsache, daß der Empfang mit den heutigen Stäben gleich oder besser ist als mit der bislang üblichen, jedoch sehr lästigen Zimmerantenne.

### 1.1 Störausblendung

Die Ferritantenne muß als Rahmenantenne aufgefaßt werden, deren Horizontaldiagramm in rechtwinkligen Koordinaten eine cos- bzw. sin-Funktion (Kurve a in Abb. 1) darstellt, während im Falle der kapazitiven Antenne  $E_1$  unabhängig von  $\alpha$  ist (Kurve b in Abb. 1). Die Phase von  $E_1$  springt im ersten Fall bei  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  und  $\alpha = \frac{3\pi}{2}$  bzw. bei  $\alpha = \pi$  jeweils um  $\pi$ , im zweiten Falle bleibt sie über  $\alpha$  unverändert.

Liegt ein störender Sender mit der magnetischen Feldstärke  $\mathcal{H}_{St}$  auf der Frequenz des Nutzsenders mit der magnetischen Feldstärke  $\mathcal{H}_N$  und sind die Einfallrichtungen beider Sender am Empfangsort verschieden, so hat man durch die Tatsache, daß sich  $\mathcal{H}_{St}$  und  $\mathcal{H}_N$  nicht algebraisch, sondern vektoruell addieren, die Möglichkeit, durch Drehung der Ferritantenne nicht auf Nutzsignal-Maximum, sondern auf minimales Signal-/Störverhältnis

einzustellen (Abb. 2). Der Gewinn im Signal-/Störverhältnis ist dabei um so größer, je mehr sich der Winkel  $\gamma = \gamma_{St} + \gamma_N$  dem Wert  $\pi/2$  nähert. Dann nämlich wird der Stab so eingestellt, daß  $\gamma_N = 0$  und  $\gamma_{St} = \pi/2$  und somit auch der Störanteil  $\mathcal{H}_{St} \cdot \cos \gamma_{St} = 0$  werden. Diese Methode versagt bei reinen

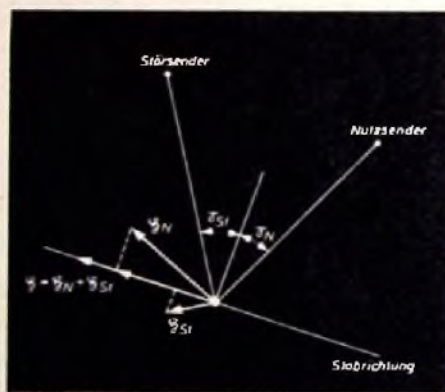


Abb. 2. Ausblendung eines Störsenders. Das Verhältnis  $\frac{|\mathcal{H}_{St}| \cdot \cos \gamma_{St}}{|\mathcal{H}_N| \cdot \cos \gamma_N}$  muß ein Minimum werden

Rahmenantennen für  $\gamma = 0$  und  $\gamma = \pi$ , bei kombinierten Antennen nur für  $\gamma = 0$ . Im letzteren Falle arbeitet z. B. eine Ferritantenne mit einer kapazitiven Antenne zusammen. Schaltet man beide Spannungen so, daß sie sich addieren, und sind insbesondere für  $\alpha = 0$  beide Spannungen gleich, dann ergibt sich als Horizontaldiagramm Kurve c in Abb. 1. Allerdings geht bei dieser Antenne der Vorteil der geringen Störanfälligkeit verloren.

Es hat sich jedoch herausgestellt, daß der Rundfunkbörer in den meisten Fällen von der Möglichkeit der Störausblendung keinen Gebrauch macht, obgleich viele praktische Beispiele gezeigt haben, daß es sich hierbei nicht nur um theoretische Überlegungen handelt.

### 1.2 Einfluß elektrischer Störfelder

Wie auch die Praxis bewiesen hat, ist eine Ferritantenne, die möglichst noch abgeschirmt sein sollte, viel weniger empfindlich gegen elektrische Störfelder (verursacht durch Kollektorfunken, Schalter usw.) als eine kapazitive Antenne mit derselben effektiven Höhe. Das hat folgenden Grund: Zur Erklärung der Wirkungsweise der Rahmenantennen ist es gleichgültig, ob man ihre Empfangscharakteristik aus der magnetischen oder elektrischen Feldstärke herleitet. Wenn zwischen beiden Feldern feste Beziehungen bestehen, kommt man zum gleichen Ergebnis. Insbesondere gilt dies für das Fernfeld eines Senders, in dem der Quotient  $Z_0 = \frac{E}{H}$  an jedem Ort den gleichen Wert  $Z_0 = 120 \pi$  Ohm aufweist.  $Z_0$  wird als der charakteristische Widerstand des freien Raumes bezeichnet.

Das Fernfeld der obengenannten Störsender ist jedoch meist vernachlässigbar klein. Störend tritt nur das Nahfeld in Erscheinung, in dem  $\mathcal{E}$  und  $\mathcal{H}$  näherungsweise als getrennte und deshalb auch quasistationäre Felder aufgefaßt werden müssen [1]. Das Verhältnis zwischen beiden Feldern hängt ab von der Erzeugungsart, d. h., bei kleinen HF-Stromen mit großen Spannungen überwiegt das elektrische, im umgekehrten Falle das magnetische Feld. Nun kann aber ein quasistationäres elektrisches Feld nur in einer kapazitiven Antenne eine EMK hervorbringen, in einem Rahmen oder einer Ferritantenne dagegen nicht. Umgekehrt kann durch ein quasistationäres magnetisches Feld natürlich nur in der Ferritantenne eine EMK erzeugt werden. Da sich aber die Störungen, die von elektrischen Geräten hervorgerufen werden, vornehmlich als elektrische Störfelder auswirken, ist die Ferritantenne in diesem Punkt einer kapazitiven Antenne überlegen. Die Unsymmetrie der Ferritantenne in der üblichen Schaltung kann das elektrische Nahfeld dennoch wirksam werden lassen. Um dies zu verhindern, sollte man die Antenne abschirmen. Am besten wirkt ein Zylinder mit etwa 60 mm Durchmesser und 150 mm Länge, dessen Mantel aus einem Gewebe besteht, bei dem in Stabrichtung Metalldrähte und quer dazu Perlonfäden eingezoogen sind. Die Drähte müssen an einer Stirnseite miteinander verbunden und geerdet sein.

Kombiniert man eine Ferritantenne mit einer kapazitiven Antenne (Abschnitt 1.1), dann ist jetzt klar, daß die Unempfindlichkeit der Ferritantenne gegen elektrische Störfelder weitgehendst verlorengeht.

### 1.3 Effektive Antennenhöhe

Um die Wirksamkeit einer kapazitiven Empfangsantenne zu charakterisieren, gibt man deren effektive Höhe an, so daß sich die Antennen-EMK  $E_1$  ergibt zu

$$E_1 = h_{eff} \cdot E \quad (1)$$

( $E$  = elektrische Feldstärke). Solange die geometrische Länge  $l_a$  der Antenne klein gegen die Wellenlänge  $\lambda$  bleibt, ist  $h_{eff} = l_a$ . Für eine Zimmerantenne bisher üblicher Bauart (oft war das ganz primitiv ein Stück Draht in der Antennenbuchse) kann man mit  $h_{eff} = 0,25 \dots 1$  m rechnen. Die Spannung  $U_a$  am Gitter der ersten Röhre wird aber wegen der Resonanzüberhöhung im Eingangskreis (Aufschaukelung) um den Faktor  $v$  größer. Man kann so eine neue Effektivhöhe

$$h'_{eff} = h_{eff} \cdot v \quad (2)$$

definieren. Aus  $h'_{eff}$  läßt sich  $U_a$  berechnen nach

$$U_a = h'_{eff} \cdot E \quad (3)$$

Der Wert von  $v$  liegt bei der allgemein gebräuchlichen hochinduktiven Ankopplung bei etwa 5, damit wird  $h'_{eff} = 1,25 \dots 5$  m. Wegen der Verknüpfung von  $E$  und  $H$  im Fernfeld kann die Definition von  $h_{eff}$  nach (1) auch auf Ferritantennen angewendet werden. Dabei

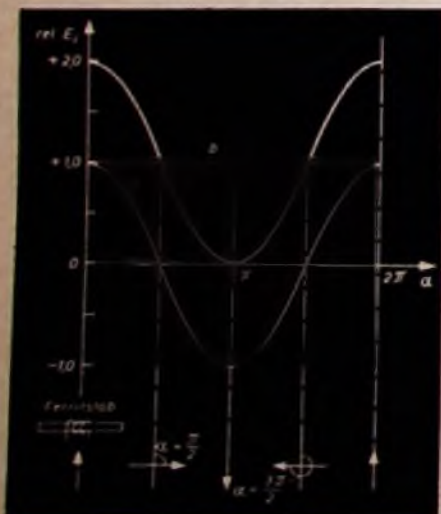


Abb. 1. Antennen-EMK  $E_1$  in Abhängigkeit vom Einfallswinkel  $\alpha$  der senkrecht polarisierten elektromagnetischen Welle; a = Rahmenantenne, b = kapazitive Antenne, c = kombinierte Antenne



# Ferritantennen

Mitteilung aus dem Applikationslabor der Valvo GmbH, Hamburg

ergeben sich mit den heutigen Werkstoffen Werte von

$$h_{\text{eff}} = 0,007 \dots 0,0125 \text{ m}$$

Das scheint wenig zu sein, jedoch kommt man zu einem sinnvollen Vergleich nur, wenn man wiederum die auf das Gitter bezogene Effektivhöhe  $h'_{\text{eff}}$  betrachtet. Für die abgestimmte Ferritantenne gilt

$$h'_{\text{eff}} = h_{\text{eff}} \cdot Q' \quad (4)$$

( $Q'$  = Güte des Eingangskreises mit Antenne). Mit  $Q' = 120$  wird  $h'_{\text{eff}} = 0,84 \dots 1,5 \text{ m}$ . Die Werte von  $h'_{\text{eff}}$  liegen bei der Ferritantenne niedriger als bei einer guten Behelfsantenne. Denkt man aber an die viel geringere Empfindlichkeit gegen elektrische Störungen, dann können beide Antennen in der Empfangsleistung mindestens als gleichwertig angesehen werden. Ein Vorteil ist es aber, daß die als äußerst lästig empfundene Zimmerantenne, die einen Wohnraum nicht gerade verschönert, durch die eingebaute Ferritantenne nicht mehr notwendig ist.

## 2. Berechnung und Messung der Empfangsspannung

Zur Berechnung der Antennen-EMK  $E_i$  kann man mit guter Näherung das Induktionsgesetz benutzen. Danach wird

$$E_i = \omega \cdot n \cdot q \cdot \mu_0 \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot H \quad (5)$$

( $\omega$  = Kreisfrequenz,  $n$  = Windungszahl der Spule,  $q$  = Stabquerschnitt,  $\mu_0$  = Induktionskonstante,  $\mu_{\text{eff}}$  = effektive Permeabilität,  $H$  = Betrag der magnetischen Feldstärke). Setzt man in (5) ein für

$$\omega = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot c \text{ s}^{-1}, \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s},$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}, \quad H = \frac{E}{120\pi} \text{ A/m},$$

so ergibt sich

$$E_i = \frac{2\pi \cdot n \cdot q}{\lambda} \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot E \quad (6)$$

Vergleicht man (6) mit (1), so folgt daraus für die Effektivhöhe der Ferritantenne

$$h_{\text{eff}} = \frac{2\pi \cdot n \cdot q}{\lambda} \cdot \mu_{\text{eff}} \quad (7)$$

Für die effektive Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$  gilt folgende Überlegung. Die Induktion im Ferritstab ist nicht homogen. Über die Stablänge gesehen hat sie in der Stabmitte ein Maximum und fällt zu den Enden hin ab [2]. Bezeichnet man an jeder Stelle des Stabes den Quotienten aus der dort vorhandenen Induktion im Stab und der homogenen Induktion, die ohne Stab durch das Senderfeld erzeugt wird, mit  $\mu_x$  und trägt  $\mu_x$  über der

relativen Verschiebung  $2x/l$  auf, so ergibt sich der in Abb. 3 gezeigte Verlauf. Insbesondere soll als Stabpermeabilität definiert werden

$$\mu_m |_{x=0} = \mu_m$$

$\mu_m$  gibt also die durch den Stab verursachte Induktionserhöhung in Stabmitte an. Die für  $h_{\text{eff}}$  maßgebliche Permeabilität ist nun nicht einfach  $\mu_x$ , sondern der über die Spulenlänge gewonnene Mittelwert von  $\mu_x$ . Diesen Mittelwert, abhängig sowohl von der Lage der Spule auf dem Stab als auch von ihrer Länge, nennt man die effektive Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$ . Für Spulen bis zu einer Länge  $l_{\text{sp}} = 0,1 \cdot l$  kann man setzen  $\mu_{\text{eff}} \approx \mu_x$ , insbesondere in der Stabmitte  $\mu_{\text{eff}} \approx \mu_m$ . Der Fehler bleibt dabei kleiner als 3%. Spulen mit  $l_{\text{sp}} \leq 0,1 \cdot l$  werden im folgenden als „kurze Spulen“ bezeichnet.

Die Stabpermeabilität  $\mu_m$  hängt von der Ringpermeabilität  $\mu_r$  des Materials und dem Verhältnis  $l/d$  ab, wobei  $d$  der Stabdurchmesser ist. Den Zusammenhang zwischen den drei Größen gibt Abb. 4. Für  $l/d = 15 \dots 25$  und

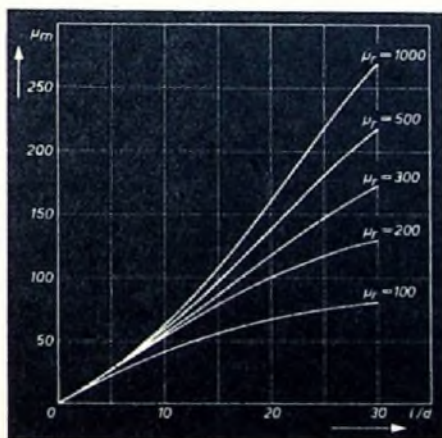


Abb. 4. Stabpermeabilität  $\mu_m$  als Funktion von  $l/d$ ;  $\mu_r$  als Parameter

$\mu_r = 20 \dots 1000$  kann man  $\mu_m$  berechnen nach

$$\mu_m = \frac{\mu_r}{1 + 0,84 \cdot \left(\frac{d}{l}\right)^{1,7} (\mu_r - 1)} \quad (8)$$

Geben wir nun auf (7) zurück. Nach Abstimmung der Antenne durch die der Frequenz entsprechende Kapazität erhält man für die auf das Gitter bezogene Effektivhöhe (mit  $q = \pi d^2/4$ )

$$h'_{\text{eff}} = h_{\text{eff}} \cdot Q' = \frac{\pi^2}{2 \cdot \lambda} \cdot n \cdot d^3 \cdot Q' \cdot \mu_{\text{eff}} \quad (9)$$

Die Windungszahl  $n$  richtet sich nach der für den Gleichlauf erforderlichen Induktivität  $L$ . Für  $L$  findet man

$$L = L_0 \cdot \mu_w \quad (10)$$

( $L_0$  = Induktivität ohne Stab,  $\mu_w$  = für die Spule wirksame Permeabilität) und für die einlagige Zylinderspule

$$L_0 = n^2 \cdot D \cdot \varphi \cdot 10^{-9} \text{ H} \quad (11)$$

( $D$  = mittlerer Windungsdurchmesser der Spule in cm,  $\varphi = \varphi \left(\frac{D}{l_{\text{sp}}}\right)$ ,  $l_{\text{sp}}$  = Spulenlänge in cm)

Der Formfaktor  $\varphi = \varphi \left(\frac{D}{l_{\text{sp}}}\right)$  ist aus veröffentlichten Tabellen zu entnehmen [3]. Für bestimmte Bereiche läßt sich  $\varphi$  auch als Funktion angeben:

$$a) \varphi = 7,6 \cdot \frac{D}{l_{\text{sp}}}$$

$$\text{maximaler Fehler für } 0,5 < \frac{D}{l_{\text{sp}}} < 0,8 : \pm 5\%$$

$$\text{,, ,, ,, } 0,35 < \frac{D}{l_{\text{sp}}} < 0,9 : \pm 10\%$$

$$b) \varphi = 1 + 6 \frac{D}{l_{\text{sp}}}$$

$$\text{maximaler Fehler für } 0,3 < \frac{D}{l_{\text{sp}}} < 1,05 : + 5\%$$

$$\text{,, ,, ,, } 0,25 < \frac{D}{l_{\text{sp}}} < 1,3 : + 10\%$$

Benutzt man die Funktion nach a) und setzt darin  $l_{\text{sp}} = n \cdot D_L$  mit  $D_L$  = Litzendurchmesser + Windungsabstand (in cm), so geht (11) über in

$$L_0 = D^2 \cdot n \cdot \frac{0,76}{D_L} \cdot 10^{-9} \text{ H} \quad (12)$$

Mit (9), (10), (11) und (12) folgt schließlich

$$h'_{\text{eff}} = \frac{K'}{\lambda} \cdot \frac{d^3}{D^2} \cdot \frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu_w} \cdot Q' \quad (13)$$

In der praktischen Anwendung ist  $d/D \approx 0,87$ , so daß sich (13) noch vereinfacht zu

$$h'_{\text{eff}} = \frac{K}{\lambda} \cdot \frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu_w} \cdot Q' \quad (14)$$

worin  $K = \frac{\pi^2 \cdot L \cdot D_L}{2} \cdot 10^9$  alle Konstanten

zusammenfaßt. (14) weicht von bisherigen Veröffentlichungen ab. Grund dafür ist der hier abgeleitete neue Ausdruck für  $L_0$ , der sich aber ebenso wie (14) für  $h'_{\text{eff}}$  in vielen praktischen Beispielen als richtig erwiesen hat.

Wollte man  $h'_{\text{eff}}$  einer Ferritantenne mit kurzer Spule in Stabmitte im voraus berechnen, dann könnte man mit  $\mu_m \approx \mu_{\text{eff}}$  (8) einsetzen in (14). Wie jedoch die Größen  $\mu_w$  und  $Q'$  von  $\mu_r$ ,  $l/d$  und der Spulenkonstruktion abhängen, läßt sich durch entsprechende Funktionen kaum angeben. Man ist also darauf angewiesen, entweder die drei Größen in (14) einzeln zu messen oder aber bei bekannter Feldstärke die Empfangsspannung direkt zu messen. (14) kann aber wohl dazu dienen, die Art des Einflusses der drei Größen  $\mu_{\text{eff}}$ ,  $\mu_w$  und  $Q'$  auf  $h'_{\text{eff}}$  klarer zu erkennen.

Zur Messung der Empfangsspannung wird ein homogenes Feld bekannter Stärke benötigt. Für die im folgenden Abschnitt besprochenen Versuche wurde mit Vorteil ein sogenanntes Helmholtz-Feld benutzt. Eine solche Anordnung besteht im einfachsten Falle aus zwei kreisförmigen Drahtschleifen mit dem Radius  $R$  und dem gegenseitigen Abstand  $A = R$ .



Abb. 5 Helmholtz-Feld

Fließt der Strom durch beide Ringe gleichsinnig, so ist das magnetische Feld innerhalb eines Zylinders, dessen Höhe und Durchmesser etwa  $0,85 \cdot R$  betragen, auf 2% konstant (Abb. 5). Das magnetische Feld errechnet sich aus der nachstehenden einfachen Beziehung

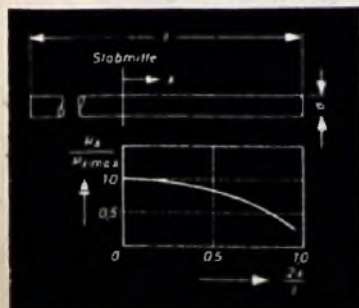


Abb. 3.  $\mu_x$  in Abhängigkeit von der relativen Verschiebung  $2x/l$



$$H = 0,716 \cdot \frac{I}{R} \quad (15)$$

Wegen  $H = \frac{E}{120\pi}$  entspräche dies einer elektrischen Feldstärke

$$E = 86 \cdot \pi \cdot \frac{I}{R} \quad (16)$$

( $I$  = HF-Strom in A,  $R$  = Radius in m,  $E$  = elektrische Feldstärke in V/m)

In der benutzten Anordnung wurde mit Rücksicht auf lange Ferritstäbe  $R = 0,275$  m gewählt. Für  $E = 1$  V/m ergibt sich aus (16)  $I = 1,02$  mA.

### 3. Anforderungen an die Stabantenne

Anschließend soll vom Standpunkt der Anwendung untersucht werden, welche Forderungen hinsichtlich Verluste und Permeabilität  $\mu_r$  an das Ferritmaterial gestellt werden müssen.

#### 3.1 Güten $Q$ und $Q'$

Die Güte  $Q$  der Ferritantenne, definiert durch  $Q = \omega L_r$  setzt sich mit der Dämpfung der Eingangsschaltung, im folgenden Eingangsdämpfung genannt, zu einer resultierenden Güte  $Q'$  zusammen; die Eingangsschaltung besteht aus der Antennenzuleitung, dem Drehko, der Röhre mit Gitterableitwiderstand, den Ableit-elementen und den zu den einzelnen Teilen gehörenden Verlust-Ersatzwiderständen. Die auf das Gitter bezogene Effektivhöhe  $h'_{eff}$  ist diesem  $Q'$  nach (4) proportional, außerdem aber bestimmt  $Q'$  die Bandbreite  $\Delta f$ . Nach den Meßergebnissen wirkt sich die Eingangsdämpfung in der Weise aus, daß über den Mittelwellenbereich gesehen die Ferritantenne eine Güte von  $Q = 250 \dots 300$  haben müßte, wenn man für die Kreisgüte bei  $f = 0,5$  MHz  $Q' = 150$  (entsprechend  $\Delta f = 3,3$  kHz) und bei  $f = 1,6$  MHz  $Q' = 100$ , (entsprechend  $\Delta f = 16$  kHz) annimmt. Dies entspricht etwa den in heute üblichen Vorkreisen vorliegenden Verhältnissen, und zwar gilt das für Kreise sowohl mit als auch ohne eingebaute Ferritantenne. Die Höhe  $h'_{eff}$  würde sich unter den obigen Bedingungen im gleichen Frequenzbereich im Verhältnis 1:2 ändern. Hinsichtlich der Vorselektion wäre aber nicht so sehr eine geringe Variation von  $h'_{eff}$  im Frequenzbereich als vielmehr eine konstante Bandbreite wünschenswert. Setzt man  $\Delta f = 5$  kHz const., dann müßte bei  $f = 0,5$  MHz  $Q' = 100$  und bei  $f = 1,6$  MHz  $Q' = 320$  werden.  $h'_{eff}$  würde sich hierbei im Verhältnis 1:10 ändern. Eine Güte von  $Q' = 320$  ließe sich aber selbst bei unendlicher Stabgüte wegen der großen Eingangsdämpfung bei 1,6 MHz nicht erreichen. In der Praxis wird man zwischen beiden Betriebsbedingungen liegen. Der zweiten Bedingung würde man jedoch schon näher kommen, wenn man das starke Anwachsen der Eingangsdämpfung mit der Frequenz wenigstens zu einem Teil verminderte. Für die Ferritantenne ergibt sich die Forderung: Die Kernverluste, die durch die Größe  $\text{tg } \delta / \mu_r$  angegeben werden, müssen so niedrig sein, daß es möglich ist, zusammen mit einer verlustarmen Spule für  $f = 0,5 \dots 1,6$  MHz die Güte  $Q = 250 \dots 300$  zu erreichen, wobei außerdem  $l/d = 16 \dots 20$  erfüllt sein muß (siehe Abschnitt 4.4). Höhere  $Q$ -Werte bei  $f = 0,5$  MHz haben keinen Sinn, da dann  $Q'$  zu groß und die Bandbreite zu klein würde. Für eine konstante Bandbreite müßte  $Q$  mit der Frequenz sogar noch ansteigen. Das wird aber durch die gleichzeitige Forderung nach einer hohen Permeabilität  $\mu_r$  bzw.  $\mu_{eff}$  vermutlich in absehbarer Zeit technologisch nicht möglich sein. Im Gegenteil, bei hochpermeablen Werkstoffen ist schon die Forderung  $Q = 250 \dots 300$  im ganzen Frequenzbereich recht hoch.

### 3.2 Permeabilität $\mu_r$

Wie Abb 4 und (8) schon zeigten, beeinflussen die Ringkernpermeabilität  $\mu_r$  und das Verhältnis  $l/d$  die Größe  $\mu_{eff}$  und damit  $h'_{eff}$  [2]. Für  $l/d = 15, 18$  und  $20$  ist  $\mu_{eff}$  über  $\mu_r$  in Abb 6 aufgetragen. Danach kann es nicht sinnvoll sein, beliebig hohe  $\mu_r$ -Werte

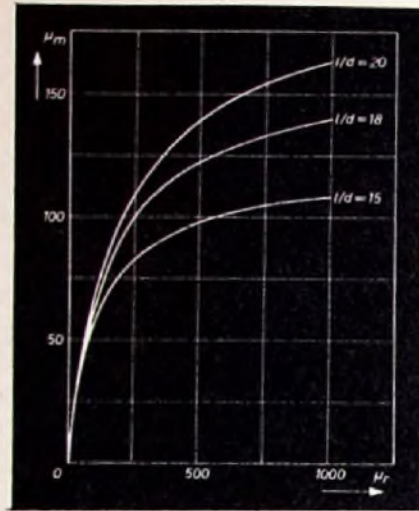


Abb. 6. Stabpermeabilität  $\mu_{eff}$  als Funktion von  $\mu_r$ ,  $l/d$  als Parameter

zu verlangen, denn die Steigung der Kurven wird mit wachsendem  $\mu_r$  immer kleiner. Berücksichtigt man ferner, daß nach (14)

$$h'_{eff} \sim \frac{\mu_{eff}}{\mu_w}$$

und darin  $\mu_w$  mit zunehmenden  $\mu_r$  und  $l/d$  ebenfalls wächst (wenn auch langsamer als  $\mu_{eff}$ ), so scheint die obere Grenze für die Ringkernpermeabilität, die man als technisch sinnvoll bezeichnen kann, bei  $\mu_r = 600$  zu liegen. Allerdings mit der Einschränkung, daß die erreichbare Güte bei  $l/d = 16 \dots 20$  im oberen Frequenzbereich nicht zu stark abfallen darf (z. B. nicht unter 200), denn sonst wird das Anwachsen der Effektivhöhe durch den Güteabfall teilweise wieder aufgehoben. Außerdem wird im oberen Frequenzbereich die Bandbreite zu groß (z. B.  $> 16$  kHz).

### 4. Dimensionierung der Ferritantenne

Es gilt jetzt noch die Frage zu beantworten, welche Spulenkonstruktion und welche Stababmessungen hinsichtlich Güte, Effektivhöhe, Temperaturkoeffizient und Aufwand am günstigsten sind.

#### 4.1 Einfluß der Spule auf Güte und effektive Höhe

Aus den Gleichlaufbedingungen resultiert allgemein eine bestimmte Selbstinduktivität  $L$  für die Vorkreis-spule, insbesondere also auch für die Ferritantenne. Erfahrungswerte sind  $L = 170 \dots 210 \mu\text{H}$ . Bei allen Untersuchungen wurde deshalb die Windungszahl  $n$  immer so gewählt, daß sich eine konstante Induktivität  $L = 200 \mu\text{H}$  ergab.

Zunächst soll die Spulenlänge  $a$  durch Änderung des Windungsabstandes  $w$  variiert werden. Bei einer mit  $w = 0$  gewickelten Spule auf einem Stab  $8 \times 140$  mm wird  $a/l = 0,125$ . Bei Variation bis auf  $a/l = 0,8$  bekommt man für  $Q$  und  $h'_{eff}$  für Spulen aus Litze  $20 \times 0,05$  mit  $D = 8$  mm (Hartpapierrohr) folgendes Ergebnis: Mit steigendem  $a/l$  Absinken der Stabgüte infolge der durch das steigende  $\mu_w$  wachsenden Kernverluste um  $15 \dots 20\%$  im Mittelwellenbereich, Erhöhung von  $h'_{eff}$  infolge der größeren Windungszahl um maximal  $12\%$  im gleichen Frequenzbereich.  $h'_{eff}$  wurde hier wie auch bei den späteren Ver-

suchen in einer Eingangsschaltung gemessen, deren Dämpfungsverlauf etwa dem eines Rundfunkgerätes entspricht. In  $h'_{eff}$  ist also die zusammengesetzte Güte  $Q'$  (nicht  $Q$  allein) enthalten. Wenn man die Eingangsdämpfung kleiner macht, geht die absinkende Stabgüte natürlich stärker in  $h'_{eff}$  ein. Der Gewinn an Empfangsspannung ist dann aber nicht mehr  $12\%$ , sondern kann sich bis auf  $5\%$  verringern. Der relativ kleinen Verbesserung der Empfangseigenschaft einer Ferritantenne bei größerem  $a/l$  steht aber als Nachteil die Verteuerung der Fabrikation solcher Spulen mit  $w \neq 0$  entgegen. Außerdem hat man bei einer langen Spule nicht mehr die Möglichkeit, zusätzlich eine Langwellenspule unterzubringen. Die eng gewickelte „kurze“ Spule mit  $w = 0$  ist deshalb vorzuziehen.

Für die kurze Spule wurde der Einfluß ihres Durchmessers  $D$  bei einem Stab  $8 \times 140$  mm untersucht. Dabei stellte sich heraus, daß im Bereich  $D = 8 \dots 10$  mm die Änderung von  $h'_{eff}$  kaum noch meßbar war. Die Güte  $Q$  geht bei  $D = 9$  mm durch ein flaches Maximum und fällt bis  $D = 10$  mm um etwa  $5\%$ . Es genügt also, wenn man als Wickelkörper  $0,3 \dots 0,5$  mm starkes Material verwendet. Wie Messungen der Stabgüte beweisen, kann man für den Wickelkörper ohne weiteres Hartpapier verwenden, da Trolitul nur eine Verbesserung bringt, die — und das auch nur bei  $1,5$  MHz — kleiner als  $4\%$  bleibt.

In Abb. 7 ist der Einfluß der Litzenart auf die Stabgüte  $Q$  dargestellt. Bezugsgröße ist die Güte bei  $0,5$  MHz für Litze  $10 \times 0,04$ . Im oberen Frequenzgebiet ist gegenüber der üblichen Litze  $20 \times 0,05$  leider keine merkliche Verbesserung mehr zu erreichen. Das liegt daran, daß dort der Anteil der Kupferverluste an den Gesamtverlusten nur  $10 \dots 15\%$  ist. Im unteren Frequenzbereich ist dagegen dieser Anteil  $40 \dots 50\%$ , so daß dort der Ein-

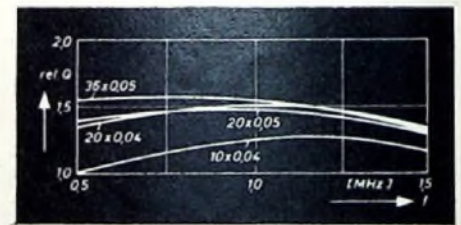


Abb. 7. Einfluß der Litze auf die Stabgüte

fluß der Litzenart größer sein muß. Da aber bei den heute erhältlichen Antennenstäben die mit Litze  $20 \times 0,05$  erreichbare Güte bei  $f = 0,5$  MHz völlig ausreichend ist, kann diese Litzenart für Ferritantennen allgemein empfohlen werden.

Ebenso wie die Kupferverluste machen sich auch die Wirbelstromverluste in Haltebügeln aus Aluminium und in Abschirmzylindern im unteren Frequenzbereich besonders bemerkbar. Kunststoffhalterungen sind deshalb auf jeden Fall vorzuziehen. Der Abschirmzylinder sollte einen Durchmesser von  $60$  mm haben und wie in Abschnitt 1.2 am besten aus einem Metall/Perlon-Gewebe bestehen.

#### 4.2 Spulenabmessungen und $TK_L$

Bei Variation der Spulenlänge von  $a/l = 0,125$  bis  $a/l = 0,8$  wurde gleichzeitig das Verhalten des Temperaturkoeffizienten der Induktivität beobachtet. Dabei stellte sich heraus, daß der  $TK_L$  bei  $a/l = 0,8$  um etwa  $15\%$  größer ist als bei  $a/l = 0,125$ . Zu bemerken ist, daß der  $TK_L$  der verwendeten Spulen, deren Wickelkörper aus Hartpapier bestanden und bei denen die Windungen durch Tauchen in einem weichen Wachs festgelegt waren, innerhalb der Meßgenauigkeit gleich Null war. Der  $TK_L$  hängt also in erster Linie vom Kernmaterial ab, d. h. vom  $TK$  der Ringkernpermeabilität.



ausgedrückt durch die Größe  $\frac{d\mu_r}{dT \cdot \mu_r^2}$ .

Der  $TK_L$  einer kurzen Spule auf einem langen Stab [4] ist

$$TK_L = \frac{d\mu_r}{dT \cdot \mu_r^2} \cdot K \cdot \mu_w \quad (17)$$

Darin ist  $K$  eine Größe, die von  $\mu_r$  sowie von den Stab- und Spulenabmessungen abhängt. Das obige Ergebnis bedeutet, daß in (17) das Produkt  $K \cdot \mu_w$  bei der Variation von  $d/d$  annähernd konstant geblieben ist. Die  $TK_L$ -Messungen wurden danach an 10-mm-Stäben durchgeführt. Sie führten zum gleichen Ergebnis. Die Spulenform scheint somit hinsichtlich des  $TK_L$  nur eine untergeordnete Rolle zu spielen.

#### 4.3 Abgleich der Induktivität

Durch die fabrikatorische bedingte Toleranz der Permeabilität  $\mu_r$  (z. B.  $\pm 20\%$ ) ergibt sich natürlich auch für  $\mu_w$  eine bestimmte Toleranz. Es muß also möglich sein, nach Aufbringen der Spule auf den Stab deren Induktivität um etwa  $\pm 10\%$  zu variieren. Folgende Maßnahmen sind dafür zu nennen:

a) Verschieben der Spule zwischen  $\frac{2x}{l} = 0$  bis 0,6 mit  $\frac{2x}{l} = 0,45$  als Mittelwert. In

Abb. 8 zeigt Kurve a) die Variation der Induktivität bei konstanter Windungszahl, Kur-

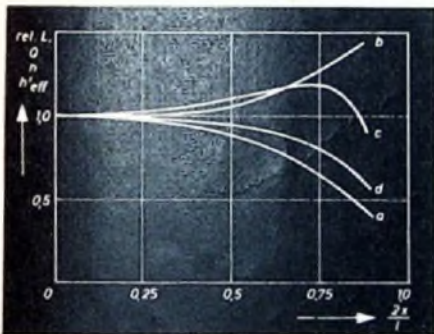


Abb. 8. Einfluß der Verschiebung aus der Stabmitte, gemessen an einem Stab  $8 \times 140$  mm. a)  $l/n_m$  für  $n = 49$  const., b)  $n/n_m$  für  $l = 200 \mu\text{H}$  const., c)  $Q/Q_m$  für  $l = 200 \mu\text{H}$  const., d)  $h'_{eff}/h'_{effm}$  für  $l = 200 \mu\text{H}$  const., ( $l_m, h'_{effm}, Q_m, n_m$  - Werte in der Mitte des Ferrit-Antennenstabes)

ven b), c) und d) gelten für eine konstante Induktivität  $L = 200 \mu\text{H}$ . Als Nachteil dieser Methode ist zu nennen, daß man im ungünstigsten Fall ( $\frac{2x}{l} = 0,6$ ) etwa  $10\%$  Empfangsspannung verliert (Kurve d).

b) Einbau einer zusätzlichen Abgleichspule in Reihe mit der Ferritantenne. Nachteilig hierbei ist aber der je nach Größe der Zusatzinduktivität mehr oder weniger große Verlust im  $h'_{eff}$ .

c) Teilung der Spule und Anordnung symmetrisch zur Stabmitte. Der Abgleich erfolgt dann durch Änderung der Kopplung der beiden Spulen. Sie brauchen nur sehr wenig aus der Mitte verschoben zu werden, so daß Verluste im  $h'_{eff}$  kaum auftreten. Diese Methode ist die vorteilhafteste und wohl auch die am meisten angewendete.

4.4 Einfluß der Stabdimensionen  
Die Frage ist jetzt noch, welches Verhältnis  $l/d$  und welches Stabvolumen  $V$  am zweckmäßigsten für eine Ferritantenne gewählt werden sollten.

Für ein konstantes Volumen zeigt Abb. 9 einen gemessenen Verlauf der Effektivhöhe

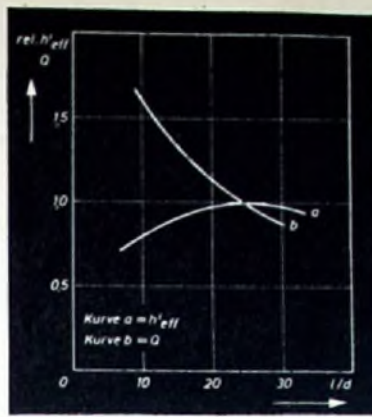


Abb. 9. Relative Güte und Effektivhöhe als Funktion von  $l/d$

$h'_{eff}/h'_{eff \max}$  in Abhängigkeit von  $l/d$  bei einem Ferroxcube-IVB-Stab, bewickelt mit einer kurzen Spule ( $L = 200 \mu\text{H}$  const.). Einigermaßen übereinstimmend mit anderen Untersuchungen [5] ergibt sich ein Maximum bei  $l/d = 24$ . Um ein für die Anwendung brauchbares Ergebnis zu bekommen, wurde  $h'_{eff}$  wieder in der gedämpften Schaltung gemessen (siehe Abschnitt 4.1). Später stellte sich allerdings heraus, daß die Messung in einem möglichst dämpfungsarmen Aufbau einen ganz ähnlichen Verlauf für  $h'_{eff}$  ergibt. Die Forderung  $l/d = 24$  bedeutet ziemlich lange Stäbe, die in einem Rundfunkgerät nicht immer untergebracht werden können.

Im Schrifttum ist schon auf das Gesetz  $h'_{eff} = k \cdot \sqrt{V}$  hingewiesen worden [5]. Mißt man  $h'_{eff}$  in der gedämpften, der Anwendung entsprechenden Schaltung, dann findet man  $h'_{eff} = k \cdot \sqrt{V}$  für  $l/d = 16 \dots 25$  bestätigt. Der Fehler wird dabei maximal  $\pm 5\%$ . Die Kurve a in Abb. 9 stellt mithin nichts anderes als das Verhältnis  $k/k_{\max}$  für  $V = \text{const.}$  dar. Das genannte Gesetz hat folgende Bedeutung: Für eine bestimmte (z. B. konstruktiv be-

dingte) Stablänge errechnet sich mit  $l/d = 16 \dots 20$  ein optimaler Stabdurchmesser und damit ein optimales Stabvolumen. Wählt man  $l/d$  kleiner als 16, dann sinkt  $k$  entsprechend Abb. 9; macht man  $l/d$  größer als 20, so bleibt  $k$  zwar erhalten, jedoch sinkt die Güte zu stark ab, und zwar entsprechend Kurve b, die  $Q = Q(l/d)$  darstellt, bezogen auf die Güte bei  $l/d = 24$ . Die heute handelsüblichen Stäbe mit  $l/d = 17 \dots 21$  können somit als durchaus optimal angesprochen werden.

Der Verlauf der beiden Kurven in Abb. 9 hängt natürlich von den Materialkonstanten  $\mu_r$  und  $\text{tg } \delta/\mu_r$  ab, jedoch wesentlich wird sich das Bild nicht verschieben.

Allerdings ist zu berücksichtigen: Haben zwei Ferrite das gleiche  $\text{tg } \delta/\mu_r$ , aber verschiedene  $\mu_r$ , so ist bei Antennenstäben für  $\mu_w > 10$ , insbesondere also für Antennenstäbe der üblichen Abmessungen, die erreichbare Stabgüte im ganzen Mittelwellenbereich bei dem Material mit dem höheren  $\mu_r$  kleiner [6]. Man muß also bei Erhöhung der Permeabilität darauf achten, gleichzeitig  $\text{tg } \delta/\mu_r$  zu verkleinern. Denn wenn man  $\mu_w$  und damit  $l/d$  niedriger wählen muß, um wegen der Bandbreitforderungen die relativ hohe Güte  $Q = 250 \dots 300$  zu erhalten, dann wirkt sich eine  $\mu_r$ -Erhöhung nur noch wenig in einer Steigerung der Effektivhöhe aus.

#### Schrifttum

- [1] Corbellius, P.: Die Empfindlichkeit von Antennen gegen örtliche Störungen. Philips' technische Rundschau Bd. 3 (1941) Nr. 6
- [2] v. Suchtelen, H.: Ferroxcube Aerial. Rads. Electronic Appl. Bull. Bd. 13 (1952) Nr. 6
- [3] Hertzwig, H.: Induktivitäten. Berlin 1954. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK
- [4] v. Suchtelen, H.: Tolerances and Temperature Coefficient of Coils with Ferroxcube Slugs. Electronic Appl. Bull. Bd. 14 (1953) Nr. 1-2
- [5] Mennerich, W.: Die Ferritantenne im Rundfunkgerät. ETZ-A Bd. 15 (1954) Nr. 14
- [6] v. Suchtelen, H.: Losses in Ferroxcube Rods and Tubes. Electronic Appl. Bull. Bd. 13 (1952) Nr. 7

## Duplo-Magnetsystem „P 7000“

Für die Wiedergabe von Schallplatten stehen heute Spezial-Verstärker und NF-Verstärker in Rundfunkgeräten zur Verfügung, die hohen Anforderungen gerecht werden und Anspruch darauf erheben können, als Hi-Fi-Verstärker bezeichnet zu werden. Die hohe Qualität dieser Verstärker und der zugehörigen Lautsprecher oder Lautsprecherkombinationen lassen sich aber nur dann voll ausnutzen, wenn auch das erste Glied der elektroakustischen Übertragungskette den Bedingungen moderner Hi-Fi-Technik entspricht. In zunehmendem Maße bedient man sich deshalb magnetischer und dynamischer Tonabnehmerysteme, die gegenüber piezoelektrischen Systemen gewisse Vorteile haben können.

Ein vierpoliges Magnetsystem liefert jetzt Perpetuum-Ebner unter der Typenbezeichnung „P 7000“, das ein für Mikro- und Normalnillen umschaltbares Duplo-System ist und dessen Halterung für alle USA-Norm-Tonarmköpfe paßt. Die Kapsel hat ein Gewicht von rund 25 g bei einem Tonarm-Auflagegewicht von 9 g. Die Nadel hat einen Ablastradius von  $55 \dots 65 \mu$  (Normalnille) bzw. von  $23 \dots 27 \mu$  (Mikro- oder Nillnille) bei einer Rückstellkraft von  $3 \text{ g}/100 \mu$ .



Abb. 1  
Duplo-Magnetsystem „P 7000“

#### Technische Daten

Frequenzbereich	20 Hz ... 18 kHz $\pm 3$ dB
Gleichstromwiderstand	1500 $\Omega$
Induktivität	350 mH
Schleifenwiderstand bei 1000 Hz	3500 $\Omega$
Ausgangsspannung (Normalnille)	6 mV/cm $^{-1}$
Ausgangsspannung (Mikro- oder Nillnille)	8 mV/cm $^{-1}$

Für Vollaussteuerung der Schellplatte (1000 Hz) ist die Schnelle bei 33 und 45 U/min etwa 11 cm/s, entsprechend 88 mV Ausgangsspannung bzw. bei 78 U/min etwa 16 cm/s (95 mV). Für die Baß-Entzerrung nach DIN 4533 (CCIR-Schneidkennlinie) gelten (bezogen auf 1000 Hz) die Werte 100 Hz 13 dB (1 : 4,5) bzw. 50 Hz 17 dB (1 : 7).

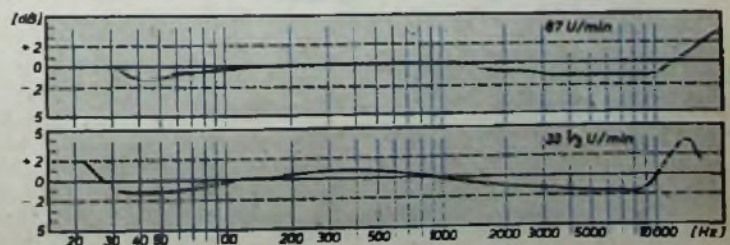


Abb. 2. Frequenzgänge des „P 7000“ bei 78 und bei  $33 \frac{1}{2}$  U/min für konstante Lichtbandbreite







# Das Doppelmagnetongerät

## 1. Vorteile des Doppelmagnetongerätes

Im Amateurbetrieb werden folgende Mängel mancher handelsüblichen Geräte oft störend empfunden:

1. die begrenzte Ablaufdauer eines Bandes,
2. die Unmöglichkeit der Herstellung von Umschnitten mit einem Gerät,
3. das Fehlen einer Möglichkeit zur sofortigen Kontrolle der Aufnahme während des Schneidens,
4. die bei einfachen Geräten erforderliche Nachschaltung eines Rundfunkgeräts oder getrennten Endverstärkers zur Wiedergabe

Die begrenzte Spieldauer von Heimmagnetongeräten stört vor allem bei der Aufnahme. Jeder Tonbandamateurliebt die Enttäuschung, wenn z. B. beim Mitschnitt einer Rundfunksendung das Band zu Ende geht und eine Aufnahme, an der er gerade besonders interessiert war, verpaßt wird, ehe ein neues Band auf der Maschine liegt.

Die Unmöglichkeit der Herstellung von Umschnitten auf einem Gerät führt meistens zu einer regen Betätigung mit Schere und Bandkleber. Da nun aber ein großer Teil der Amateuraufnahmen nicht dazu bestimmt ist, ewig im Archiv liegen zu bleiben, sondern früher oder später einmal gelöscht wird, erhält man nach einiger Zeit ein Band, das nur noch aus Flickstellen besteht. Für viele Amateure ist diese Bandverschwendung wirtschaftlich nicht tragbar.

Darüber hinaus wird oft die Abhängigkeit von einem Rundfunkgerät bei der Wiedergabe überhaupt als un bequem empfunden. Ein eingebauter Wiedergabeverstärker, dessen Sprechleistung nicht sehr groß zu sein braucht, wäre hier zweckmäßig.

Aus den angeführten Gründen arbeiten manche Amateure mit zwei voneinander völlig unabhängigen Maschinen. Daueraufnahmen und Umschnitte sind dann ohne weiteres möglich. Wird die Anlage noch durch einen Wiedergabeverstärker ergänzt und werden die Hörköpfe so angeordnet, daß sie in Richtung der Bandbewegung hinter den Sprechköpfen liegen, so ist auch eine Kontrolle während des Mitschnitts möglich.

Eine solche Anlage hat zwar vielseitige Einsatzmöglichkeiten, die Bedienung ist jedoch recht kompliziert, was — besonders wenn es einmal schnell gehen soll — oft zu Störungen führt. Außerdem ist eine solche Anlage recht kostspielig. Aus diesem Grunde wurde vom Verfasser ein Doppelmagnetongerät entwickelt, das diese Nachteile nicht hat und für Amateurzwecke, Betriebsfunkanlagen usw. gut geeignet ist. Es entspricht in seinen Betriebseigenschaften zwei hochwertigen dreimotorigen Geräten, während der Kostenaufwand nur etwa 30% über dem eines gleichwertigen dreimotorigen Gerätes liegt. Das wurde vor allem dadurch erreicht, daß wesentliche Teile wie Tonmotor, Netzteil, Verstärker

Ausführung meist weniger Schwierigkeiten bereitet. Das einzige Problem, das nach wie vor mechanisch gelöst werden muß, bleibt die Steuerung der Andruckrollen und Bandabheber. Bei Vereinigung von zwei Laufwerken zum Doppelgerät erübrigt sich bei entsprechender Anordnung der Triebwerksteile der zweite Tonmotor. In Abb. 1 ist diese Anordnung schematisch dargestellt, bei der man je Maschine mit einer Umlenkrolle und zwei Höhenführungen, von denen eine zugleich als Bandabheber dient, auskommt. Um den Raumbedarf nicht unnötig zu vergrößern, wird man mit 500-m-Spulen arbeiten, da man die Begrenzung der Spieldauer einer Spule beim Doppelgerät nicht mehr als Nachteil empfindet. Die beiden Bänder werden durch die Andruckrollen an zwei genau gegenüberliegenden Punkten an den Tonzapfen angedrückt. Dadurch wird das obere Lager des Tonmotors, das normalerweise einer erheblichen radialen Druckbeanspruchung ausgesetzt ist, beim gleichzeitigen Betrieb beider Maschinen fast völlig entlastet und die Lebensdauer des Motors dadurch verlängert. Vor allem aber verringert sich die Lagerreibung stark, so daß bei Verwendung eines kräftigen Motortyps das zweite Band ohne Schwierigkeiten mit durchgezogenen wird. Als Motoren dienen die in Magnetongeräten allgemein verwendeten Einphasen-Asynchronmotoren mit Kurzschlußläufer. Von der Verwendung pelmschaltbarer Motoren, wie man sie in den kommerziellen Maschinen benutzt, um bei Vor- und Rücklauf verschiedene Geschwindigkeiten zu erreichen, wurde zur Vereinfachung der Schaltung abgesehen.

Der Tonzapfen soll möglichst stark sein, da er bei der elektromagnetischen Steuerung der Andruckrollen einer Stoßbeanspruchung ausgesetzt ist. Als Tonmotor wird bei einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s ein Spulpaariger Motor verwendet. Bei einer Drehzahl von 375 U/min ergibt sich dann ein Zapfendurchmesser von rd. 10 mm. Als Vor- und Rückwickel motoren werden 1500-U/min-Motoren verwendet. Für die Schaltung der Motoren gibt es mehrere Möglichkeiten. Am besten bewährte sich jedoch in zahlreichen Versuchen eine Schaltung, deren Wirkungsweise zunächst an Hand des Prinzipschaltbildes (Abb. 2) für ein Einzelgerät erläutert sei.

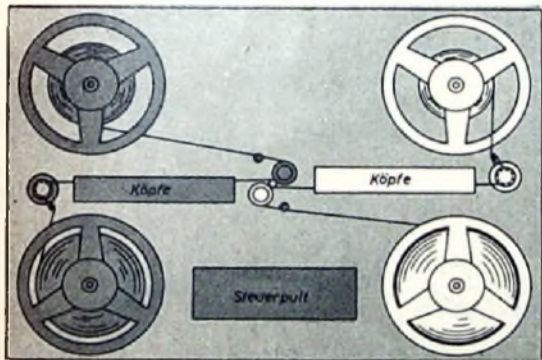


Abb. 1. Anordnung der Triebwerksteile des Doppelmagnetongerätes

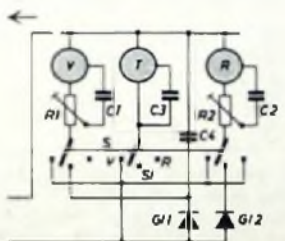


Abb. 2. Laufwerk-Prinzipschaltung für eine Einzelmaschine

Weiterhin wäre eine sofortige Kontrolle des Mitschnitts in der Art günstig, daß nicht, wie allgemein üblich, die Klanglabereinstellung nach dem Klangbild erfolgt, das der Lautsprecher des zur Aufnahme verwendeten Geräts vermittelt, sondern dieser abgeschaltet und über einen besonderen Abhörverstärker die Aufnahme während des Schnitts kontrolliert wird. Zweckmäßigerweise wird hierzu derselbe Verstärker benutzt, der zur Wiedergabe dient. Der beste Wiedergabeentzerrer nutzt nämlich nichts, wenn der Frequenzgang bereits bei der Aufnahme nicht mehr stimmt. Das ist aber bei der eben beschriebenen Methode der Fall, denn am Ausgang des Rundfunkgeräts ist dann ein Frequenzgang vorhanden, der in Verbindung mit dem eingebauten Lautsprecher, aber auch nur mit diesem, einen optimalen Klingeindruck ergibt. Beim Abspielen kann es dann vorkommen, daß die bei der Aufnahme vorhandenen Überhöhungen bestimmter Frequenzbereiche, die den Frequenzgang des Lautspechters im Rundfunkgerät ausgleichen sollen, sich mit der Tonblende des Wiedergabeverstärkers nicht mehr ausregeln lassen und dadurch eine unbefriedigende Wiedergabe erfolgt.

usw. bei etwas stärkerer Dimensionierung für beide Maschinen ausgenutzt werden.

Im folgenden sollen wesentliche Probleme des Aufbaus und der Wirkungsweise dieser Maschine behandelt werden, wobei die Laufwerksteuerung ausführlich beschrieben wird. Einzelheiten der praktischen Ausführung sind der später in der FUNK-TECHNIK erscheinenden Baubeschreibung zu entnehmen.

## 2. Probleme des Laufwerks

### 2.1 Zahl und Art der Motoren

Das Hauptproblem beim Selbstbau ist das Laufwerk. Hier kommt es gleichermaßen auf höchste Präzision und Betriebssicherheit wie auf einfache, elegante Bedienbarkeit an. Die Industrie löst diese Aufgabe bei Heimgaräten meistens mit nur einem Motor. Das erfordert eine Reihe von z. T. recht komplizierten Kupplungs- und Steuerorganen, deren Herstellung beim Selbstbau einer Maschine in nur einem Exemplar sehr kostspielig wird. Daher bewährt sich hier noch immer das klassische Prinzip des dreimotorigen Gerätes, wie man es auch bei allen Studiomaschinen findet. Die Zahl der mechanischen Steuerorgane wird dann kleiner. An ihre Stelle treten elektrische Schaltungen, deren

### 2.2 Schaltung der Motoren

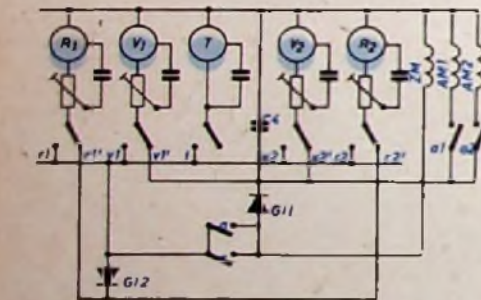
Die Vor- und Rückwickel motoren (V und R) werden über Vorwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  gespeist. Die Anlaufwicklung liegt über den Anlaufkondensator an einem einstellbaren Abgriff des Vorwiderstands. Durch diese Schaltung erreicht man ein sehr elastisches Verhalten der Motoren. Ihr Drehmoment ist nahezu unabhängig von der Drehzahl und der Laufzeit auch bei der beim Vorlauf sehr geringen Drehzahl von oft weniger als einer Umdrehung pro Sekunde völlig gleichmäßig. Dabei ist das Anzugmoment bei richtiger Einstellung des Abgriffs am Vorwiderstand so groß, daß der Vorwickelmotor auch bei aufliegender voller Spule schneller anzieht als der Tonmotor. Diese Bedingung muß unbedingt erfüllt sein, damit das Band stets straff gespannt bleibt. Der Umschalter S hat die Schaltstellungen „Vorlauf“ (V), „Rücklauf“ (R) und Stopp (St). Auf einen zusätzlichen Schnellvorlauf wurde verzichtet, da er erfahrungsgemäß selten verwendet wird und bei der noch zu besprechenden Drucktastensteuerung nur mit erheblichem Mehraufwand verwirklicht werden kann.



Zur Bremsung der Abwickelspule während des Vorlaufs ist Gleichstrom ungeeignet, da sich infolge der Ausrüstung des Motorläufers mit Synchronisiermuten bei Gleichstrombremsung ein von der Stellung des Läufers abhängiges pulsierendes Bremsmoment ergibt, das zu einem Flattern des Bandes und damit zu Wobbeleffekten infolge ungleichmäßiger Bandgeschwindigkeit führt. Deshalb wird die Bremsung durch ein der Abwickelrichtung entgegengerichtetes Drehfeld erreicht. Der Vorwickelmotor erhält nur während des Vorlaufs Spannung. Die Abgriffe an den Vorwiderständen werden so eingestellt, daß sich beim Vorlauf die Drehmomente beider Motoren und somit bei gleichem Bandwickeldurchmesser auf der Auf- und Abwickelspule auch die Zugkräfte gerade das Gleichgewicht halten. Der Tonmotor sorgt dann mehr oder weniger nur für die Konstanzhaltung der Bandgeschwindigkeit und braucht keine große Zugarbeit zu leisten. Solange der Bandwickeldurchmesser auf der Aufwickelseite kleiner als der auf der Abwickelseite ist, wirkt er nach dem Vorhergesagten sogar bremsend.

Die Umschaltung auf Rücklauf erfolgt nun sehr einfach. Wie aus Abb 2 ersichtlich, wird lediglich der Vorwickelmotor abgeschaltet. Zugleich wird durch die noch zu behandelnde Magnetsteuerung die Andruckrolle vom Tonzapfen gelöst und das Band von den Köpfen abgehoben. Das Band läuft nun mit etwa 20facher Geschwindigkeit zurück. Eine besondere Bremsung des Vorwickelmotors ist dabei nicht nötig. Die Bremsung erfolgt lediglich durch die Lagerreibung des Vorwickelmotors und die Reibung an den Bandführungselementen.

Die Schaltung zum Stoppen des Bandablaufs muß grundsätzlich so ausgelegt sein, daß durch Auslösen der gleichen Schaltfunktionen das Band sowohl aus dem Vorlauf als auch aus dem Rücklauf heraus schnell und sicher zum Stehen gebracht wird. Die Bremsung muß also gleichzeitig mindestens auf zwei Motoren wirken, wobei zu beachten ist, daß die Spule, von der das Band jeweils abläuft, am stärk-



	1	v1	r1	v2	r2	v1'	v2'	r2'	z	a1	a2	g
Maschine 1 vor												
zurück												
stop												
Maschine 2 vor												
zurück												
stop												

Abb. 3. Laufwerk-Prinzipschaltung der Doppelmaschine

sten gebremst werden muß, damit das Band straff gespannt bleibt. Die vielfach verwendete Methode der Bremsung des Tonmotors zum Stoppen während des Vorlaufs kann für das Doppelgerät nicht benutzt werden, da beim Stoppen eines Laufwerks der Lauf des anderen nicht beeinträchtigt werden darf. Die Bremsung wird deshalb am Vor- und Rückwickelmotor vorgenommen.

Der Vorwickelmotor erhält über G11 und R1 einen Bremsgleichstrom, dessen Größe durch die Größe des Ladekondensators G4 (etwa

50 µF) bestimmt wird. Der Rückwickelmotor muß nun so gebremst werden, daß sein Bremsmoment beim Stoppen aus dem Vorlauf größer, dagegen beim Stoppen aus dem Rücklauf kleiner als das des Vorwickelmotors ist. Das wird schaltungsmäßig auf einfache Weise erreicht, indem diesem Motor über einen zweiten Gleichrichter G12 ohne Ladekondensator ein pulserender Gleichstrom zugeführt wird. Am Motor überlagert sich nun das Bremsfeld des Gleichstromanteils mit einem durch den Wechselstromanteil erzeugten Drehfeld, das ebenso wie das zur Bremsung beim Vorlauf

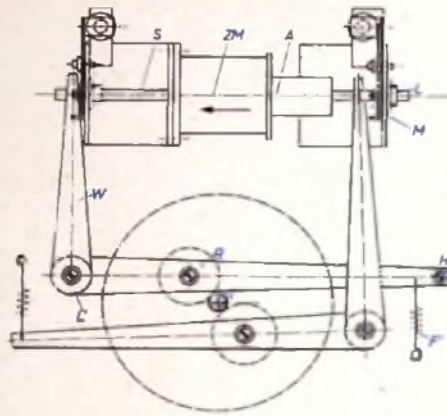


Abb. 4. Die Mechanik der Magnetsteuerung

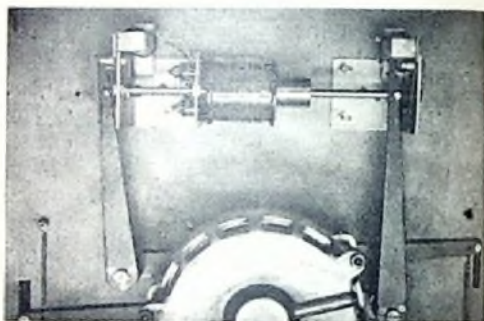


Abb 5 (unten). Praktische Ausführung der Magnetsteuerung in einem Versuchsaufbau

verwendete der Vorwickelrichtung entgegengerichtet ist. Man erreicht also eine starke Bremswirkung aus dem Vorlauf, während aus dem schnellen Rücklauf die Bremsung nur sehr schwach ist; die Bremswirkung ist drehrichtungsabhängig. Läßt man z. B. den Motor mit Wechselstrom auf der synchronen Drehzahl (1500 U/min) laufen und schaltet nun von Betriebsstrom auf Bremsstrom um, so läuft er trotz des überlagerten Bremsfeldes mit gleicher Drehzahl weiter. Wird er dagegen in entgegengesetzter Drehrichtung angeworfen und dann der Bremsstrom eingeschaltet, so kommt er sofort zum Stehen. Schaltet man den Bremsstrom bei stillstehendem Motor ein, so dreht er sich sehr langsam (etwa 0,2 U/s) rückwärts. Zugleich ist eine kräftige Bremswirkung vorhanden. Dieses Verhalten ist beim Einlegen des Bandes von Vorteil, da dieses dann stets gespannt ist. Der Rückwickelmotor erhält daher den Bremsstrom zweckmäßig auch während des Stillstands der Maschine nach Einschalten des Hauptschalters. Der Vorwickelmotor wird dagegen nur durch einen kurzen Stromstoß gebremst. Bei der verwendeten Drucktastensteuerung ist dies leicht zu erreichen. Das Gesamtschaltbild des Doppellaufwerks einschließlich der Magnetsteuerung zeigt Abb. 3.

### 2.3 Prinzip der Magnetsteuerung

Zur magnetischen Betätigung der Andruckrollen und Bandabheber wird das in Abb. 4 gezeigte Prinzip verwendet. In diesem Falle kommt man mit einem Zugmagneten für beide Laufwerke aus. Bei jeder Umschaltung an einem der Laufwerke erhält der Zugmagnet ZM für die Dauer der Betätigung des Druckknopfes einen Stromstoß. Dadurch wird der Anker A angezogen. Die in den Lagern L verschiebbar gelagerte Schubstange S bewegt sich in Pfeilrichtung und nimmt dabei über die Mitnehmerstifte M die beiden in L' gelagerten Winkelhebel W mit. Dadurch werden die an ihnen befestigten Andruckrollen R vom Tonzapfen T abgehoben, und die Höhenführungen H heben die Bänder von den Köpfen ab. Bei diesem Vorgang werden die beiden kräftigen Federn F gespannt. Zugleich fallen unter der Zugkraft der Federn F die beiden Klinken K ein und verhindern, daß nach dem Ausschalten des Zugmagneten durch Los-

lassen des Druckknopfes die Winkelhebel zurückrutschen. Beide Andruckrollen sind also jetzt abgehoben. Dieser Endzustand wird erreicht, wenn beide Laufwerke stillstehen oder zurücklaufen. In Abb 4 ist der rechte Hebel in dieser Stellung gezeichnet. Wird jedoch für ein Laufwerk der Knopf „Vor“ betätigt, so wird, wie aus dem Kontaktprogramm zu Abb. 3 ersichtlich, der zugehörige Kontakt o geschlossen. Dadurch erhält für die Dauer der Betätigung des Druckknopfes zugleich mit dem Zugmagneten auch der Ausklinkmagnet AM dieses Laufwerks Strom und hebt die Klinke

aus. Die Spannung der Feder F ist so eingestellt, daß beim gleichzeitigen Abschalten beider Magnete die Klinke langsamer in die Sperrstellung zurückfällt als der Winkelhebel. Diese mechanische Verzögerungswirkung wird noch durch eine elektrische Unterstützung, da nach dem Öffnen von g durch die Entladung von C4 der Ausklinkmagnet noch kurze Zeit Strom erhält, während der Zugmagnet, der wegen des durch die notwendige große Kraft bedingten hohen Stromverbrauchs mit Wechselstrom gespeist wird, sofort abgeschaltet wird. Der Winkelhebel dreht sich daher unter der Wirkung der Feder F' so weit im Uhrzeigersinn, bis die Andruckrolle fest am Tonzapfen anliegt und schiebt dabei die Schubstange entgegen der Pfeilrichtung zurück. In dieser Stellung ist in Abb 4 der linke Hebel gezeichnet. Da der Kontakt o während des Vorlaufs dauernd geschlossen ist, fällt der Hebel auch nach erneutem Abheben infolge Betätigung eines Druckknopfes des zweiten Laufwerks immer wieder in diese Stellung zurück. Sobald jedoch die Stopptaste der vorlaufenden Maschine gedrückt wird, öffnet o, der Ausklinkmagnet erhält keinen Strom mehr und die Klinke fällt beim Anziehen des Zugmagneten in die Sperrstellung ein, wodurch die Andruckrolle in abgehobener Stellung festgehalten und das Band für den Rücklauf freigegeben wird.

Der Nachteil dieser Magnetsteuerung besteht darin, daß bei Umschaltung eines Laufwerks stets auch die Andruckrolle des anderen mit gelöst und das Band von den Köpfen abgehoben wird. Dadurch entsteht, falls diese



andere Maschine gerade vorläuft, eine kurze Unterbrechung. Da jedoch der ganze Umschaltvorgang, ausgelöst durch ein kurzes Tippen auf den Druckknopf, nur etwa 0,1 bis 0,2 Sekunden dauert, und das Band während dieser Zeit durch die Schwungmasse des Vor- und Rückwickelmotors mit praktisch konstanter Geschwindigkeit weiterläuft, kann die Umschaltung auch in den kürzesten Pausen des auf der zweiten Maschine ablaufenden Programms erfolgen, so daß dieser Nachteil nicht besonders störend empfunden wird. Will man ihn umgehen, so muß für jede Maschine eine getrennte Magnetsteuerung vorgesehen werden. Man benötigt dann zwei Zugmagnete, von denen jeder nur bei Umschaltungen des zugehörigen Laufwerks arbeitet. Abb. 5 zeigt die praktische Ausführung der Magnetsteuerung in einem Versuchsaufbau.

#### 2.4 Drucktasten-Relaissteuerung

Die Auslösung aller bisher beschriebenen Schaltfunktionen durch einen einfachen Tastendruck kann mit Hilfe einer Relaischaltung erreicht werden, in deren Steuerkreis die Drucktasten liegen. Abb. 6 zeigt die im Mustergerät verwendete Schaltung des Steuerstromkreises. Es wurden insgesamt 13 Relais mit je einem Arbeitskontakt und einem Ruhekontakt verwendet. Die Kontaktbezeichnungen in Abb. 3 entsprechen den Relaisbezeichnungen dieses Schaltbildes (z. B.  $r'j'$  = Ruhekontakt des Relais  $Rj$ ,  $rj$  = Arbeitskontakt des Relais  $Rj$ ). Stehen Relais mit mehreren Kontaktsätzen zur Verfügung, so können die drei Relais  $Vj$ ,  $Aj$ ,  $Xj$  sowie  $V2$ ,  $A2$ ,  $X2$  zu je einem zusammengefaßt werden, so daß man mit neun Relais auskommt. Eine weitere Vereinfachung ist nicht möglich.

Für Vor- und Rücklauf jedes Laufwerks ist je ein Stromkreis vorhanden, in dem alle zugehörigen Betriebsrelais sowie ein Selbsthalterelais und eine Kontrolllampe zur Anzeige des jeweiligen Betriebszustands in Serie geschaltet sind. Wird nun eine der Vor- oder Rückwärtstasten, beispielsweise „Vor 1“ betätigt, so wird über Taste und Z-Relais der Stromkreis geschlossen. Die Relais  $T$ ,  $Vj$ ,  $Aj$  und  $Z$  ziehen an und legen die Betriebsspannungen an Motoren und Magnete. Zugleich schließt der Kontakt des Selbsthalterelais  $Xj$  den Stromkreis über den Widerstand  $W$  und das Relais  $Rj$ , so daß diese, in Reihe, parallel zum Z-Relais liegen. Da jedoch  $W$  den dreifachen Betrag des Relaiswicklungswiderstands hat, fließen 80% des Gesamtstroms über  $Z$  und nur 20% über  $W$  und  $Rj$ , so daß  $Rj$  noch nicht anzieht. Nach dem Loslassen der Taste fällt  $Z$  ab und schaltet dabei den Zugmagneten aus. Der Gesamtstrom fließt nun über die Kontakte von  $Xj$  und  $Yj$ , den Widerstand  $W$  und das Relais  $Rj$ , das nunmehr anzieht und das Bremsfeld des Rückwickelmotors ab- und das Gegendreifeld einschaltet. Die Maschine läuft jetzt vor.

Beim Betätigen der Stopptaste wird die Relaiskette  $T$  — Kontrolllampe —  $Vj$  —  $Aj$  —  $Xj$  über das G-Relais kurzgeschlossen. Alle Relais außer  $Rj$  fallen ab und  $G$  zieht an, wo-

## Persönliches



F. W. Liebig  
60 Jahre

Am 7. August vollendet Herr Friedrich Wilhelm Liebig, eine der markanten Persönlichkeiten der Berliner Radiowirtschaft, das 60. Lebensjahr. Sein selbstloser und erfolgreicher Einsatz um den Wiederaufbau des nach Kriegsende völlig zusammengebrochenen Berliner Radio-Fachhandels hat ihn weit über die Grenzen Berlins hinaus bekanntwerden lassen.

Friedrich Wilhelm Liebig's Liebe zur Technik ließ ihn im ersten Weltkrieg Flugzeugführer werden und später als Volontär bei Albatros arbeiten. 1921 bereits machte er sich selbständig, um sich dann seit 1924 dem Vertrieb von Schallplatten und Sprechmaschinen zuzuwenden. Die um die 30er Jahre auch in Deutschland einsetzende schnelle Verbreitung des Rundfunks war für ihn der Anlaß, An-

fang 1932 die Radio- und Generalvertretung der Firma Max Braun, Frankfurt am Main, zu übernehmen. Die von ihm bis dahin geleistete Arbeit fand am 3. Februar 1945 ein jähes Ende, als ein Luftangriff die Geschäftsräume in der Ritterstraße vollständig zerstörte.

Im Mai 1945 bestellte der Zentral-Magistrat von Berlin ihn zum ehrenamtlichen Fachamtsleiter für den Wiederaufbau der Branche Rundfunk-Elektro-Musik. In dieser Eigenschaft hat er wertvolle Arbeit geleistet. Die FUNK-TECHNIK gedenkt seiner als eines stets hilfsbereiten und vorausschauenden Freundes heute mit herzlicher Dankbarkeit, weil er die Notwendigkeit guter Fachblätter stets bejaht und insbesondere aber die Gründung unserer Fachzeitschriften in den wirren Zeiten des Jahres 1946 mit ermöglicht und sie stets gefördert hat. Die ursprünglich nur für kurze Zeit gedachte Tätigkeit als Fachamtsleiter zog sich bis 1948 hin. Während dieser Zeit schuf er, dem die Ausbildung des Nachwuchses stets eine Herzensangelegenheit war, den Beruf des „Radio-Fachkaufmannes“, der später vom Senat als einziger Beruf des Radio-Fachhandels für Berlin anerkannt wurde. Seit 1949 ist Friedrich Wilhelm Liebig wieder ausschließlich für die eigene Firma mit Geschäftsräumen in Berlin-Neukölln tätig und kann damit wieder seine volle Kraft für den Vertrieb der Braun-Erzeugnisse im Berliner Raum einsetzen. Die FUNK-TECHNIK verbindet mit besten Grüßen zum Geburtstag ihre aufrichtigen Wünsche für weiteres persönliches Wohlergehen und auch für künftige geschäftliche Erfolge des Jubilars.

durch der Vorwickelmotor über  $vj'$  einen Gleichstrombremsimpuls erhält. Da die Kontakte  $g$  und  $z$  parallel liegen, erhält gleichzeitig der Zugmagnet Strom und hebt die Andruckrolle ab, denn  $a1$  ist bereits geöffnet. Nach dem Loslassen der Taste fallen nun auch  $G$  und  $Rj$  ab, die Bremsung des Vorwickelmotors wird aufgehoben und der Rückwickelmotor erhält wieder den Ruhebremstrom.

Alle Relais liegen damit wieder in der Ausgangsstellung. Entsprechend ist auch der Vorgang bei Betätigung jeder anderen Taste. Beim Stoppen aus dem Rücklauf wird, wie aus Abb. 6 ersichtlich ist, nur ein Relais, nämlich  $Yj$  bzw.  $Y2$ , über  $G$  kurzgeschlossen. Der Kurzschluß ist aber trotzdem wirksam, weil in Serie mit dem  $Y$ -Relais die Kontrolllampe liegt, deren Widerstand gegenüber dem Relais-Widerstand groß sein muß. Man verwendet daher zweckmäßig Relais mit niederohmiger Wicklung. Im Mustergerät wurden Relais mit einem Wicklungswiderstand von 2 Ohm (Anzugstrom 0,5 A (1 V), Haltestrom 0,3 A (0,6 V)) und Kontrolllampen 6,3 V/0,3 A verwendet. W ergibt sich dann zu 6 Ohm und der Gesamtwiderstand des Steuerstromkreises bei Vorlauf zu 37 Ohm, bei Rücklauf zu 31 Ohm, so daß eine Betriebsgleichspannung von 11,1 bzw. 9,3 V erforderlich ist. Praktisch wird man eine etwas höhere Spannung einstellen, um ein schnelles und zuverlässiges Anziehen der Relais zu gewährleisten. Durch die Gegeneinanderschaltung der Ruhe- und Arbeitskontakte der  $X$ - und  $Y$ -Relais wird eine gegenseitige Sperrung erreicht. Es kann daher nie versehentlich gleichzeitig der Vor- und Rücklauf eingeschaltet werden. Wird z. B. während des Vorlaufs die Rücklauf-taste gedrückt, so wird durch Öffnen von  $Yj$  zugleich der Vorlaufstromkreis unterbrochen und alle Vorlaufrelais fallen ab. Da beide Vorlaufstromkreise vor dem  $T$ -Relais zusammenlaufen, wird der Tonmotor erst ausgeschaltet, wenn beide Laufwerke stillstehen oder zurücklaufen.

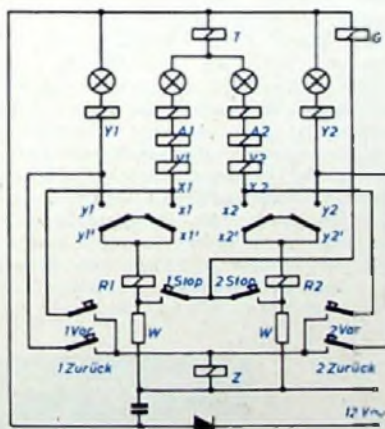


Abb. 6. Steuerstromkreis der Drucktasten-Relaischaltung

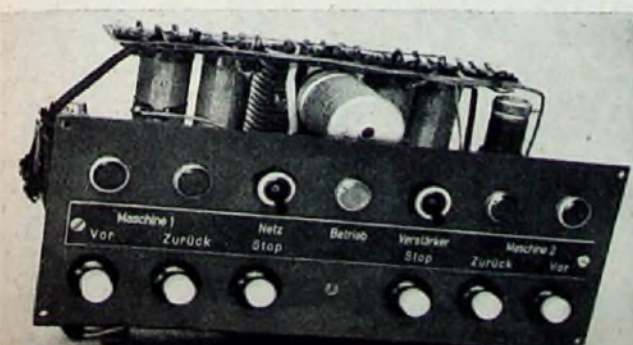


Abb. 7. Die Drucktasten-Relaissteuerung wird mit den Schaltelementen des Laufwerks (Vorwiderstände, Kondensatoren, Gleichrichter) zur Baueinheit „Steuerpult“ vereinigt

(Wird fortgesetzt)



*Für den  
KW-Amateur*

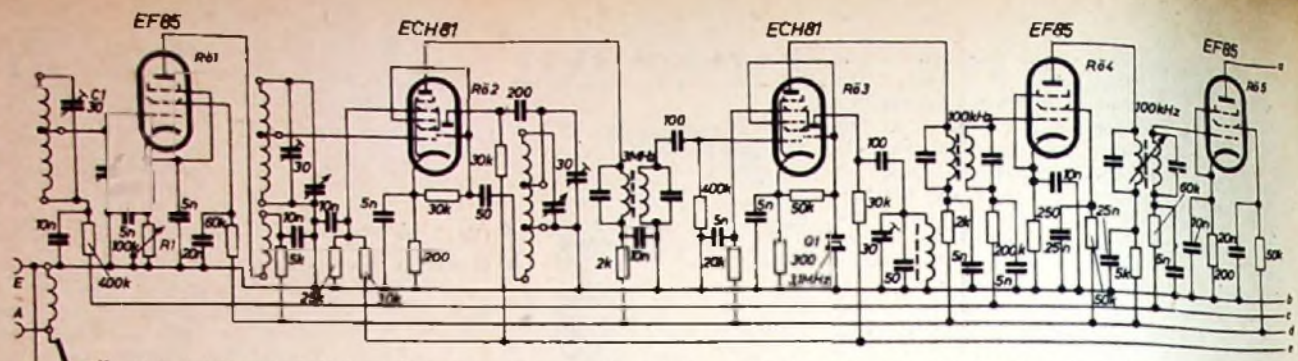


Abb. 1 (oben und Nebenseite). Schaltung des Doppelsupers. Schalterstellung des Schalters S1: 1 = mit Regelspannung; 2 = ohne Regelspannung; 3 = ohne Regelspannung, mit Oberlagerer; 4 = ohne Regelspannung, mit Oberlagerer und Tonfilter

H. MOLLER-SCHLOSSER DL6 RE

# Doppelsuper für alle Bänder

Der nachstehend beschriebene KW-Doppelsuper kann im Laufe der Zeit weiter ausgebaut werden (z. B. nachträglicher Einbau eines „Noise Limiter“, FM-Demodulators, Doppelquarzfilters oder eines „Selectoject“). Das Mustergerät hat diese Zusätze noch nicht, es ist jedoch zweckmäßig, den Platz hierfür schon von vornherein vorzusehen

### Die Schaltung

Das Schaltbild (Abb. 1) zeigt einen Doppelsuper mit den Zwischenfrequenzen 3 MHz und 100 kHz. Der HF-Teil entspricht dem in der FUNK-TECHNIK Bd 11 (1956) Nr. 6, S. 154, beschriebenen Konverter; daran schließen sich der zweite Mischer/Oszillator, zweiter ZF-Verstärker mit Bandbreiteregulation, NF-Vorverstärker und die Endstufe an, deren Ausgangsübertrager zwei Sekundärwicklungen für den Anschluß eines Lautsprechers und Kopfhörers hat.

Zur Verbesserung der Frequenzkonstanz des zweiten Oszillators ist diese Stufe mit einem 3,1-MHz-Quarz ausgerüstet. Im Anodenkreis der letzten ZF-Röhre (EF 85) liegt als S-Meter ein 500- $\mu$ A-Drehspulinstrument. Beat-Oszillator und Quarz-Kontrollgenerator sind mit der amerikanischen Röhre 9002 bestückt; deutsche Paralleltypen kann man ebenso verwenden. Der Kontrollgenerator (1 MHz) ist nicht unbedingt erforderlich, er ermöglicht aber eine schnelle und genaue Überprüfung der Skaleneichung des Empfängers.

Bei Telegrafieempfang können starke Störungen durch eine auf etwa 800... 1000 Hz abgestimmte Tonfrequenzdrossel *Dr 1*, die über den Schalter *S 1* an das Steuergitter der NF-Vorverstärkeröhre EBF 80 gelegt wird, vermindert werden, indem das Telegrafiezeichen der Gegenstation durch die Drossel angehoben wird.

Im Netzteil ist ein Stabilisator 150 C 2 eingebaut, der die Gleichspannungen der beiden Oszillatorstufen stets konstant hält. Der Relaiskontakt *rel 1* schließt die Antennenspule bei

Sendebetrieb kurz und schützt sie dadurch vor Beschädigungen, falls HF-Spannung vom Sender an den Empfängereingang gelangen sollte.

### Der Aufbau

Die Anordnung der Bauteile auf dem Chassis geht aus Abb. 2 hervor. Links vorn an der Frontplatte ist die Linearskala angebracht; dahinter stehen der Dreifach-Drehkondensator und neben ihm die Röhren EF 85 (HF-Vorstufe) und ECH 81 (erster Mischer/Oszillator). Dann folgen an der Rückseite das ZF-Filter für die erste Zwischenfrequenz (3 MHz), die Röhre ECH 81 für den zweiten Mischer/Oszillator, ihr Oszillatorschwingkreis und der Quarz-Kontrollgenerator mit der Röhre 9002, ihrem Schwingkreis und dem 1-MHz-Quarz. Daran schließen sich der zweite ZF-Verstärker (2  $\times$  EF 85 und drei ZF-Filter), die Röhre des Beat-Oszillators, der NF-Verstärker und der Netzteil an.

Zum Aufbau des Gerätes (beim Verdrahten ist unbedingt auf saubere Lötstellen zu achten) ist noch folgendes zu sagen: Der zweite Mischer/Oszillator sollte, wenn möglich, in einer allseits geschlossenen Box untergebracht werden; im Mustergerät liegt sie unterhalb der Röhre ECH 81. Ebenso wurde auch der Beat-Oszillator vollkommen abgeschirmt und unterhalb des Chassis direkt unter der Röhre 9002 angeordnet. Um wilde Schwingungen im zweiten ZF-Teil (100 kHz) zu vermeiden, muß man die einzelnen ZF-Stufen gut gegeneinander abschirmen und die Regelleitungen (Schwundaussgleich) mit abgeschirmter Leitung verlegen. Weiterhin ist es zweckmäßig, auch den Spulenrevolver mit einer Haube zu versehen und die dem eingeschalteten Bereich nachfolgenden Schwingkreise über Kontaktfedern zu erden. Auch HF-Stufe und ersten Mischer/Oszillator sowie



Abb. 4. Frontansicht des Gerätes. Bedeutung der Bedienungselemente (v. l. n. r.): C 1, Kopfhöreranschluß, darüber Bereichsschalter und Abtimmung, anschließend R 1, R 3, C 2, R 4, S 3, S 1, S 2

die einzelnen Pakete des Dreifachdrehkondensators sollte man sorgfältig abschirmen. Die Bandbreiteregulation erfolgt durch Änderung des Spulenabstandes des zweiten 100-kHz-Filters und kann über einen Bowdenzug von der Frontplatte aus vorgenommen werden. (Die Fotos zeigen die erste Ausführung des Empfängers ohne Bandbreiteregulation und quarzgesteuerten zweiten Oszillator.)

### Prüfung und Abgleich

Die Prüfung des Gerätes läßt sich dadurch sehr erleichtern, wenn man es, vom Netzteil ausgehend, stufenweise schaltet und anschließend sofort die elektrische Prüfung vornimmt. Bei einer solchen Arbeitsweise lassen sich Schaltfehler schneller als am fertigen Gerät erkennen und beheben.

Wenn der Netzteil und die Endstufe in Ordnung sind, kann der zweite ZF-Verstärker geschaltet und abgeglichen werden. Hierzu ist unbedingt ein Meßsender erforderlich, denn nur der genaue Abgleich gewährleistet ein einwandfreies Arbeiten des Empfängers. An-

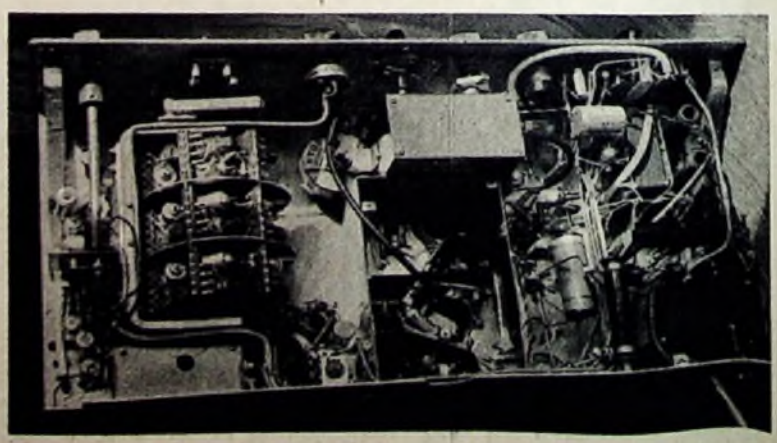
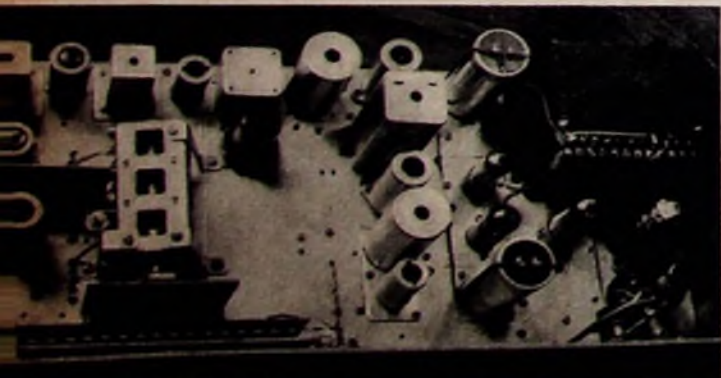


Abb. 2 (links). Chassis, von oben gesehen. Abb. 3 (oben). Blick in die Verdrahtung



# Von Sendern und Frequenzen

## Neue UKW-Sender des WDR

In Münster, im Teutoburger Wald und in Langenberg beabsichtigt der Westdeutsche Rundfunk, drei neue UKW-Sender zu errichten. Diese Sender sollen noch im Laufe dieses Jahres in Betrieb genommen werden. Damit werden gleichzeitig die Voraussetzungen geschaffen, um im Bedarfsfalle zwei getrannte UKW-Programme neben dem MW-Programm, das auch über UKW empfangen werden kann, in allen Teilen des Landes zu hören.

## UKW-Sendernetz in Nordhessen

Die Hörer in Nordhessen, können das 1. Programm des Hessischen Rundfunks ab 12. Juli 1956 auch auf Ultrakurzwellen empfangen. Der Hessische Rundfunk hat auf dem Meißner bei Kassel zu den dort bereits bestehenden Senderanlagen für Mittelwelle, Ultrakurzwellen und Fernsehen einen weiteren Ultrakurzwellensender errichtet, der am 12. 7. auf einer Wellenlänge von 98,1 MHz im Kanal 37 mit einer Strahlungsleistung von 2,5 kW seinen Betrieb aufnahm. Die Empfangsverhältnisse werden künftig denen ähneln, die in Nordhessen bereits seit 1952 für das 2. Programm (UKW) bestehen.

## NDR-Etat

Mit 48,5 Mill. DM, worin die erste Rate für den Bau des Fernsehenders Flensburg enthalten ist, hat der Rundfunkrat des Norddeutschen Rundfunks den Etat für 1956/57 einstimmig gebilligt.

## Warschauer CCIR-Tagung

Der Intendant des Hessischen Rundfunks, Eberhard Beckmann, nimmt als Vertreter der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten an der 8. Plenar-Versammlung der CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) vom 9. 8. bis 13. 9. 1956 in Warschau teil. Auf dieser Tagung sind sämtliche am Funkverkehr teilnehmenden Länder der Welt vertreten. Auf der Tagesordnung stehen unter anderem Fragen der Wellenverteilung und der Festsetzung funkt technischer Normen.

## Neue Wellenkonferenz

Voraussichtlich wird im Jahre 1957 in Stockholm wieder eine Wellenkonferenz stattfinden, die auf internationaler Grundlage die Situation im UKW-Bereich überprüfen und gegebenenfalls verbindliche Neuregelungen der Wellenverteilung schaffen soll.

## Fernsehsender Gaisberg

Auf dem Gaisberg bei Salzburg wird z. Z. ein Fernsehsender aufgestellt, der im Mai d. J. von der C. Lorenz AG geliefert wurde. Der Sender wurde im Berliner Werk der Firma gebaut.

## Gemeinsame Farbfernseharbeit

Die Sowjetunion, die CSR und die DDR schlossen sich zu einer Gemeinschaftsarbeit zur Erforschung des Farbfernsehens zusammen. Die verschiedenen Aufgaben sind entsprechend aufgeteilt worden. Nach der vorliegenden Arbeitsplanung wird von der Sowjetunion die Entwicklung von Kameras und Studioeinrichtungen übernommen. Die Sender sollen von der CSR geliefert werden. Von deutscher Seite (DDR) sollen die Übertragungstechnik und die Spezialeinrichtungen für den Farbfernsehsender betreut werden. Mit dem Beginn des Farbfernsehens rechnet man etwa im Jahre 1960.

## Sender „Europa 1“

Seit Ende 1954 arbeitet an der Saar der private Reklamesender „Europa 1“. Wie aus gut unterrichteten Kreisen bekannt wird, beabsichtigt Paris, den Sender anzukaufen und die Senderanlagen später evtl. auf französischem Boden aufzustellen.

## Italienisches UKW- und Fernsehendernetz

Von der RAI ist nunmehr versuchsmäßig das italienische UKW-Sendernetz bis nach Palermo auf Sizilien und nach Sardinien ausgedehnt worden. Im Laufe der nächsten Zeit sollen geeignete Relaisstationen aufgestellt werden, die einen regulären Sendedienst zulassen.

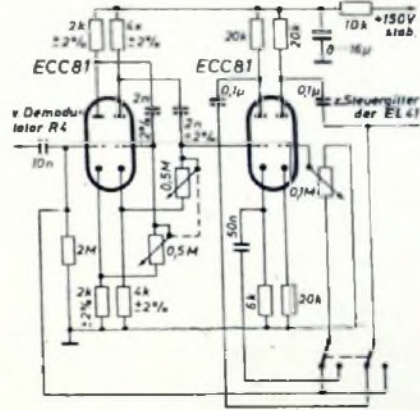
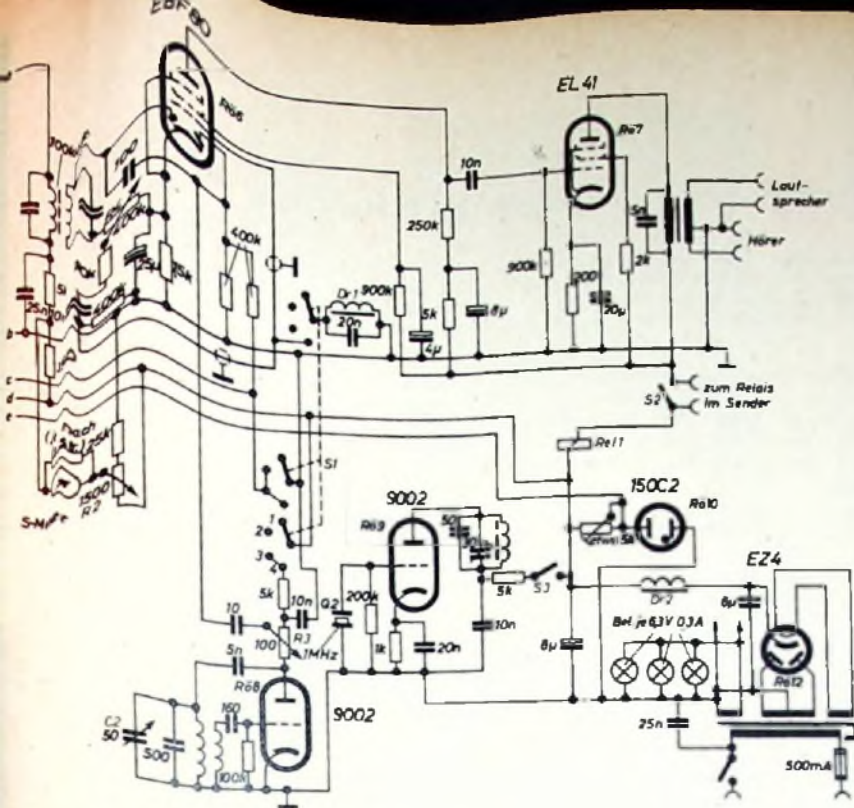


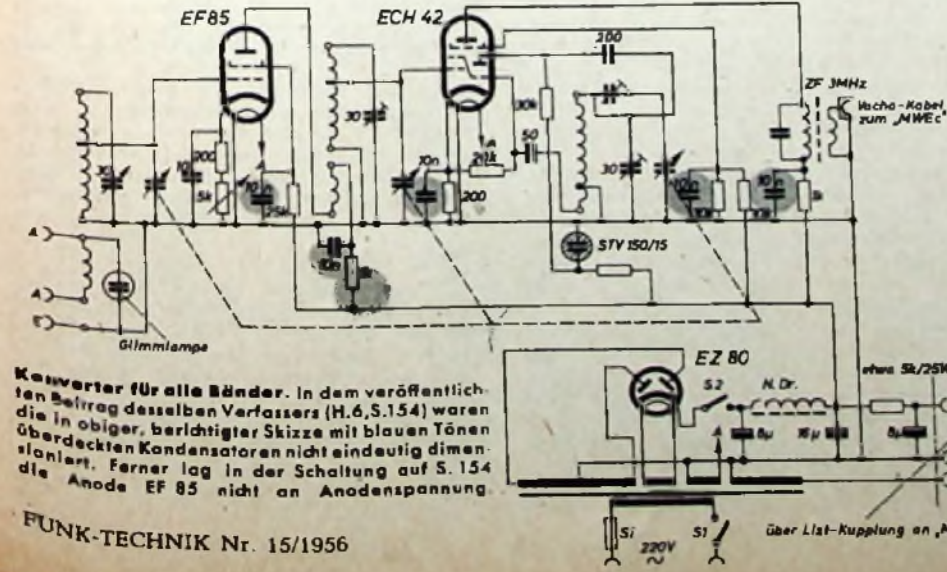
Abb. 5. Schaltung des Selectoject

Null eingestellt. Seine Eichung muß ebenfalls mit Hilfe des Meßsenders vorgenommen werden. In Abb. 5 ist die Schaltung eines Selectoject dargestellt. Durch diese Doppelstufe, die zwischen Demodulator und Endstufe zu schalten ist, kann man einen störenden Sender in der Nähe der Betriebsfrequenz fast unterdrücken und bei Foniebtrieb auftretendes Interferenzpfeifen ausblenden.

schließend wird der zweite Oszillator geschaltet und auf 3,1 MHz eingestellt. Nachdem auch der HF-Teil und die zweite Mischstufe fertig verdrahtet sind, muß das Gerät bereits Empfang bringen, da der Spulenrevolver und das 3-MHz-Filter vorabgeglich geliefert werden. Der Abgleich des HF-Teiles erfolgt in der schon beim Konverter beschriebenen Reihenfolge. Die Frequenz des Beat-Oszillators wird so gelegt, daß mit dem von außen einstellbaren Trimmer C 2 ein sauberer Einpfliff erreicht werden kann. Mit dem Regler R 2 wird das S-Meter bei geerdetem Antenneneingang auf

### Liste der Spezialteile

- 1 Dreifach-Drehkondensator 3 X 3 ... 25 pF
- 1 Spulenrevolver, bewickelt (Görler)
- 1 ZF-Filter 3 MHz
- 2 ZF-Filter 100 kHz
- 1 ZF-Filter 100 kHz, regelbar
- 1 Quarz 3,1 MHz
- 1 Quarz 1 MHz
- 1 Tonfrequenzdrossel
- 1 Netztransformator 2 X 450 V, 100 mA; 1 X 6,3 V, 2 A; 1 X 6,3 V, 1 A
- 1 Netzdrossel 100 mA
- 1 Ausgangsübertrager
- 1 Drehspulinstrument 500 µA
- 1 Relais mit Ruhkontakt, Erregerstrom etwa 30 ... 40 mA



Konverter für alle Bänder. In dem veröffentlichten Beitrag desselben Verfassers (H.6, S.154) waren die in obiger, berichtigter Skizze mit blauen Tönen überdeckten Kondensatoren nicht eindeutig dimensioniert. Ferner lag in der Schaltung auf S. 154 die Anode EF 85 nicht an Anodenspannung.



# Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

Die hier beginnende Aufsatzreihe will vor allem dem Anfänger Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre in möglichst einfacher Form nahebringen. Ein gründliches Verständnis aller mit Elektronenröhren zusammenhängender Vorgänge ist um so wichtiger, als die Elektronenröhre heute der Kern fast jeder Hoch- und Niederfrequenzschaltung ist. Umfassende Kenntnisse über Wirkungsweise und Eigenschaften der Elektronenröhre sind deshalb unerläßliche Voraussetzung für jede Betätigung in der HF- und NF-Technik.

Will man die Vorgänge in einer Elektronenröhre und in den zugehörigen Schaltungen richtig verstehen, so ist die Kenntnis einiger weniger, relativ einfacher Formeln unerläßlich. Wir werden diese Formeln jedoch ohne Ableitungen bringen, um nur so weit in die elektronische Physik eindringen zu müssen, wie es für die Praxis notwendig ist. Um so mehr werden wir uns aber mit den Folgerungen aus den Formeln beschäftigen.

## 1. Die Glühkatode

Für die Funktion jeder Elektronenröhre ist das Vorhandensein von freien Elektronen, die im allgemeinen durch Elektronenaustritt aus Metallen frei werden, wichtig.

### 1.1 Elektronenaustritt aus Metallen

Zwischen den Molekülen eines Metalls befinden sich freie Elektronen, die dauernd in Bewegung sind. Ihre Geschwindigkeit hängt von der Temperatur des Metalls ab. Man kann zeigen, daß die mittlere Geschwindigkeit der Elektronen in Metallen von der Wurzel aus der absoluten Temperatur nach der Beziehung

$$v = 5,52 \cdot 10^5 \sqrt{T} \quad [\text{cm/s}] \quad (1)$$

abhängt. Darin bedeuten  $v$  die „mittlere“ Geschwindigkeit der Elektronen in  $\text{cm/s}$ ,  $T$  die absolute Temperatur in  $^\circ\text{K}$ . Schon aus der Bezeichnung „mittlere“ Geschwindigkeit geht hervor, daß nicht alle Elektronen dieselbe Geschwindigkeit haben. Es kommen vielmehr nach einer sogenannten „statistischen“ Verteilung alle nur denkbaren Werte vor. Die meisten Elektronen haben jedoch die durch (1) angegebene mittlere Geschwindigkeit.

Ein Elektron mit der Geschwindigkeit Null würde in einem elektrischen Feld — entsprechend der Richtung und Stärke des Feldes — mehr oder weniger abgelenkt werden. Hat das Elektron jedoch kinetische Energie und damit eine bestimmte Geschwindigkeit, so sind außer dem Einfluß des elektrischen Feldes noch die Richtung und Geschwindigkeit des bewegten Elektrons maßgebend. Es kann u. U. die entgegengesetzte Richtung einschlagen, die das Feld bzw. die Spannung dem Elektron vorschreiben möchte. Man sagt, das Elektron kann gegen eine bestimmte Spannung „anlaufen“. Um den „Widerstand“ der Spannung zu überwinden, muß es natürlich Arbeit leisten. Es genügt, wenn man diese Arbeit durch denjenigen Spannungswert kennzeichnet, gegen den das Elektron „anzulaufen“ vermag.

Offenbar wird die Spannung, gegen die das Elektron anlaufen kann, um so größer sein, je größer seine kinetische Energie und damit seine Geschwindigkeit ist. Diese hängt wiederum von der Temperatur des Metalls ab. Zwischen der Spannung  $E$  und der Temperatur  $T$  besteht der einfache Zusammenhang

$$E = \frac{T}{11\,600} \quad [\text{V}] \quad (2)$$

Ferner läßt sich die mittlere Elektronengeschwindigkeit durch die Gleichung

$$v = 595 \cdot 10^5 \sqrt{E} \quad [\text{cm/s}] \quad (3)$$

ausdrücken; sie steigt also mit der Wurzel aus  $E$ . Zusammenfassend merken wir uns: Steigert man die Temperatur eines Metalls, so nimmt

die mittlere Elektronengeschwindigkeit zu. Infolgedessen können die Elektronen gegen eine entsprechend höhere Spannung  $E$  „anlaufen“. Diese Erkenntnisse sind für das Verständnis der jetzt zu behandelnden Vorgänge von Wichtigkeit.

Steigert man die Geschwindigkeit der Elektronen im Innern des Metalls über einen bestimmten Wert hinaus, so können die Elektronen die durch die Moleküle der Katode bedingten Anziehungskräfte überwinden — sie verlassen die Katodenoberfläche. Diesen Vorgang nennt man „Emission“. Die Mindestgeschwindigkeit zum Austritt aus der Katode hängt von dem Material der Katode ab. Zu jedem Metall bzw. zu jedem emissionsfähigen Stoff gehört eine bestimmte Elektronen-Mindestgeschwindigkeit  $v_0$ , die man auch „Austrittsgeschwindigkeit“ nennt und die eine Materialkonstante ist. So hat beispielsweise Wolfram eine Austrittsgeschwindigkeit von 1260  $\text{km/s}$ . Alle Elektronen, die diese oder eine höhere Geschwindigkeit haben, können demnach aus Wolfram austreten. Das ist sogar bei Zimmertemperatur möglich, denn wir erwähnten schon, daß im Metall alle nur denkbaren Elektronengeschwindigkeiten vorkommen, also auch solche, die gleich oder größer als 1260  $\text{km/s}$  sind. Bei Zimmertemperatur ist jedoch die Zahl der diese Geschwindigkeit erreichenden Elektronen außerordentlich gering; erst wenn man das Metall erhitzt, steigt nach (1) die mittlere Geschwindigkeit und damit auf Grund der Geschwindigkeitsverteilung auch die Zahl der Elektronen mit Geschwindigkeiten über 1260  $\text{km/s}$ . Die Temperatur spielt also bei der Elektronenemission eine große Rolle, woraus sich die Wichtigkeit einer zusätzlichen Erhitzung des Elektronen emittierenden Metalls erklärt.

An Stelle der Austrittsgeschwindigkeit kann man auch mit der in Volt gemessenen Austrittsarbeit rechnen, die mit der Geschwindigkeit durch (3) verknüpft ist. Auch diese Austrittsarbeit ist eine Materialkonstante, für Wolfram z. B. 4,53 V. Schließlich kann man auch noch die Temperatur  $T_0$  angeben, bei der nach (1) die Elektronen eine Geschwindigkeit erreichen, die der Austrittsgeschwindigkeit entspricht. Bei Wolfram wären das 52 600  $^\circ\text{K}$ . In diesem Fall wäre zwar theoretisch eine sehr kräftige Elektronenemission möglich, weil schon die mittlere Geschwindigkeit der meisten Elektronen der Austrittsgeschwindigkeit entspräche. Nun kann man aber ein Metall nicht beliebig weit erhitzen; Wolfram schmilzt z. B. schon bei 3655  $^\circ\text{K}$ . Man muß daher in der Praxis mit wesentlich geringeren Temperaturen arbeiten und wählt bei Wolfram eine Temperatur von nur 2260  $^\circ\text{K}$ . Dann geht die mittlere Geschwindigkeit auf nur 262  $\text{km/s}$  zurück, und die Emission wird gering, weil der Prozentsatz derjenigen Elektronen, die eine Geschwindigkeit von 1260  $\text{km/s}$  erreichen oder überschreiten, wesentlich kleiner wird. Andere Stoffe verhalten sich hinsichtlich Elektronenemission bedeutend günstiger. Beispielsweise hat Thorium die Austrittsgeschwindigkeit 1100  $\text{km/s}$ , während mit Barium aktiviertes Wolfram nur noch eine Austrittsgeschwindigkeit von 750  $\text{km/s}$  hat. Um diese Geschwindigkeit zu erreichen, ist nach (1) eine wesentlich niedrigere Temperatur erforderlich, die bei etwa 18 600  $^\circ\text{K}$  liegt. Selbstverständlich ist auch diese Temperatur in der Praxis nicht

erreichbar; indessen ist jetzt bei der gleichen Temperatur von 2260  $^\circ\text{K}$ , die man praktisch noch anwenden kann, die Zahl der austretenden Elektronen wesentlich größer als bei Wolfram, weil die Austrittsgeschwindigkeiten der mittleren Geschwindigkeit wesentlich näher liegen. Umgekehrt kann man die Temperatur des mit Barium aktivierten Wolframs wesentlich niedriger wählen, wenn man dieselbe Emission wie bei reinem Wolfram erhalten will. Man bevorzugt deshalb Stoffe, die eine möglichst kleine Austrittsgeschwindigkeit und demnach nach (3) eine entsprechend kleine Austrittsarbeit haben. Dem entspricht auch ein niedriger Wert von  $T_0$ ; dieser Faktor ist die Emissionskonstante und hängt ebenfalls vom Material ab. Die Emissionskonstante hat für Wolfram den schon erwähnten Wert von 52 600  $^\circ\text{K}$ . Für Thorium ist sie 39 400  $^\circ\text{K}$ , für thoriertes Wolfram 30 200  $^\circ\text{K}$ , für mit Barium aktiviertes Wolfram 18 600  $^\circ\text{K}$  und für mit Kalzium aktiviertes Wolfram 25 600  $^\circ\text{K}$ . Man sieht, daß vor allem mit Barium aktiviertes Wolfram hinsichtlich Elektronenemission besonders günstig ist.

### 1.2 Röhre mit Katode und Anode

Befindet sich das erhitzte Metall in einem feldfreien Raum, so treten aus dem Metall zwar zunächst Elektronen aus, aber die Folge davon ist eine positive Aufladung des Metalls um einen Betrag, der der negativen Ladung der Elektronen entspricht, die das Metall verlassen haben. Infolgedessen übt das Material eine Anziehungskraft auf die Elektronen aus, der diese folgen, so daß die Elektronen schließlich wieder zum Metall zurückkehren. Die Verhältnisse ändern sich, wenn man den emittierenden Stoff in ein elektrisches Feld bringt. Man erreicht das beispielsweise dadurch, daß man dem erhitzten Metall, das wir jetzt Katode nennen wollen, eine andere, nicht erhitzte Metallplatte gegenüberstellt, die man Anode nennt (Abb. 1). Erteilt man dieser

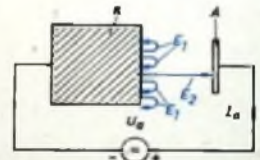


Abb. 1. Unterhalb der Sättigungsspannung gelangt nur ein Teil der emittierten Elektronen ( $E_2$ ) zur Anode; die übrigen ( $E_1$ ) kehren zur Katode zurück.

Anode eine gegenüber der Katode positive Spannung, eine „Anodenspannung“, so liegt zwischen Katode und Anode ein elektrisches Feld. Da die Anode positiv ist, zieht sie die aus der Katode tretenden Elektronen an, und es kommt im äußeren Stromkreis ein Strom zustande, der „Anodenstrom“.

#### 1.2.1 Sättigungsstrom

Wie bereits erwähnt, ist die Zahl der die Katode verlassenden Elektronen begrenzt, weil nicht alle Elektronen die Austrittsgeschwindigkeit erreichen. Legt man nun zunächst eine relativ kleine Spannung zwischen Anode und Katode an, so reicht die Anziehungskraft der Anode nicht aus, um sämtliche aus der Katode austretenden Elektronen anzuziehen. Erst oberhalb einer bestimmten Mindest-Anodenspannung, die man auch „Sättigungsspannung“





# TELEFUNKEN RÖHREN

TELEFUNKEN-Röhren für  
Rundfunk- und Fernsehempfänger  
sind zuverlässig und von hoher Präzision.  
Sie vereinen in sich alle technischen Vor-  
züge, die TELEFUNKEN in einer  
mehr als 50-jährigen, steten Fortent-  
wicklung erarbeitet hat.

**TELEFUNKEN**

ROHRENVERTRIEB ULM

ROHRENVERTRIEB BERLIN



nenn, gelangen alle aus der Katode austretenden Elektronen zur Anode. Dieser Elektronenstrom ist der „Sättigungsstrom“. Voraussetzung für das Zustandekommen des Sättigungsstromes ist, daß die Anodenspannung gleich oder größer als die Sättigungsspannung ist, bei der alle aus der Katode austretenden Elektronen zur Anode wandern. Da der Sättigungsstrom von der Emissionskonstanten  $T_0$  abhängt, ist er um so kleiner, je größer die Emissionskonstante ist. Wolfram wird also z. B. nur einen kleinen Sättigungsstrom liefern, der noch dazu sehr ausgeprägt ist, während die Sättigungsströme von Katoden mit aktiviertem Wolfram so hoch liegen, daß sie in der Praxis meistens gar nicht auszunutzen sind. Man kann nämlich eine Katode nicht mit beliebig hohen Emissionsströmen belasten, übersteigt der Strom bei gegebener Katodenoberfläche eine bestimmte Grenze, so muß man mit einer baldigen Zerstörung der Katode rechnen. Zusammengefaßt läßt sich bezüglich des Sättigungsstromes folgendes feststellen: Steigert man die Anodenspannung langsam von Null aus, so steigt zunächst auch der Anodenstrom, weil immer mehr emittierte Elektronen zur Anode fliegen. Erlaßt der Anodenstrom schließlich alle von der Katode abgegebenen Elektronen, so hat die Anodenspannung ihren Sättigungswert erreicht (Sättigungsspannung). Ein weiteres Erhöhen der Anodenspannung hat keinen Einfluß mehr auf den Anodenstrom; er bleibt also konstant.

### 1.22 Raumladestrom

Wir müssen nun den Verlauf des Anodenstroms zwischen der Anodenspannung Null und der Sättigungsspannung etwas näher betrachten. Zwischen Anodenstrom und Anodenspannung besteht keineswegs ein linearer Zusammenhang, wie wir ihn beispielsweise von ohmschen Widerständen her kennen. Dafür ist eine als „Raumladung“ bezeichnete Erscheinung verantwortlich. Treten nämlich mehr Elektronen aus der Katode aus als die Anode aufnimmt — das ist in dem hier besprochenen Spannungsgebiet der Fall — dann befinden sich in unmittelbarer Nähe der Katode freie Elektronen, die dort eine als „Raumladung“ bezeichnete Anhäufung, eine Art Elektronenwolke, bilden. Diese Raumladung bestimmt nun den Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Anodenspannung, und man bezeichnet daher das Gebiet zwischen der Anodenspannung Null und der Sättigungsspannung als „Raumladungsgebiet“. Der Anodenstromverlauf in Abhängigkeit von der Anodenspannung folgt dem „Raumladegesetz“

$$I_A = K U_A^{3/2} \quad [A] \quad (4)$$

Darin sind  $I_A$  der Anodenstrom im Raumladungsgebiet,  $K$  eine Konstante und  $U_A$  die Anodenspannung. Der Exponent  $3/2$  deutet darauf hin, daß der Anodenstrom mehr als proportional mit der Anodenspannung steigt, daß aber noch kein quadratischer Zusammenhang besteht. Dieser nichtlineare Zusammenhang bereitet in der Praxis oft gewisse Schwierigkeiten, weil man in den meisten Fällen im Raumladungsgebiet arbeitet. Durch bestimmte konstruktive Maßnahmen läßt sich allerdings die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung weitgehend linearisieren, wie die Kennlinien moderner Dioden zeigen.

### 1.23 Anlaufstrom

Läßt man die Anodenspannung in der Schaltung nach Abb. 1 ganz fort, verbindet also die Anode mit der Katode außen durch einen Draht, so stellt man trotz fehlender Anodenspannung einen — wenn auch nur kleinen — Anodenstrom fest. Schaltet man die Anodenspannungsquelle mit umgekehrter Polarität in den Stromkreis ein, so stellt man fest, daß der Anodenstrom erst beim Überschreiten einer gewissen negativen Mindest-Anodenspannung verschwindet. Die Ursache für diese zunächst recht merkwürdige Erscheinung ist darin zu sehen, daß die Elektronen beim Austritt aus der Katode eine gewisse Geschwindigkeit und damit einen bestimmten Betrag an kinetischer Energie haben. Sie sind daher auf Grund des früher Gesagten imstande, gegen eine negative Spannung „anzulaufen“ und trotz dieser Gegenspannung zur Anode zu gelangen. Erst wenn die negative Anodenspannung groß genug ist, werden die freien Elektronen abgebremst, so daß der Anodenstrom wirklich Null wird. Den zwischen diesem negativen Höchstwert der Anodenspannung und der Anodenspannung Null liegenden Anodenstrom nennt man „Anlaufstrom“, und man bezeichnet das zugehörige Gebiet als „Anlaufstromgebiet“.

### 1.24 Röhrenkennlinie

Nachdem nun das Verhalten einer Röhre mit Katode und Anode, einer „Diode“, in ihren wesentlichsten Grundzügen dargestellt ist, läßt sich der Zusammenhang zwischen Anodenstrom  $I_A$  und Anodenspannung  $U_A$  in einer grafischen Darstellung nach Abb. 2 zum Ausdruck bringen. Hier ist der Anodenstrom in Abhängigkeit von negativen und positiven Anodenspannungen aufgetragen. Das Gebiet I entspricht dem Anlaufstromgebiet; es fließt

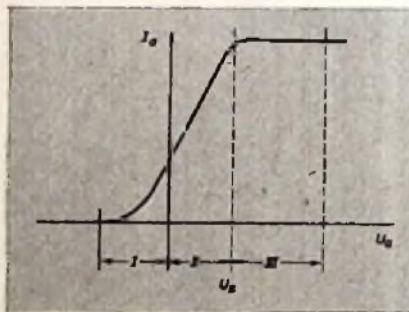


Abb. 2. Zusammenhang zwischen Anodenstrom  $I_A$  und Anodenspannung  $U_A$

schon bei negativen Anodenspannungen ein Strom. Das Gebiet II entspricht dem Raumladungsgebiet; hier folgt der Anodenstrom der Anodenspannung dem in (4) ausgedrückten Gesetz. Das Gebiet III schließlich ist das Sättigungsgebiet. Es beginnt oberhalb der Sättigungsspannung  $U_s$  und ist dadurch gekennzeichnet, daß der Anodenstrom nicht mehr von der Anodenspannung abhängt, weil bereits alle aus der Katode austretenden Elektronen am Anodenstrom beteiligt sind. Der Absolutwert des Sättigungsstromes liegt um so höher, je höher die Katodentemperatur ist. Abb. 3 zeigt dasselbe wie Abb. 1 in symbolischer Darstellung, Abb. 4 die  $I_A-U_A$ -Kenn-

linie wie Abb. 2, jedoch mit der häufig zulässigen Vernachlässigung des Anlaufstrom- und Sättigungsgebietes.

### 1.25 Das Vakuum

Befände sich zwischen Katode und Anode nach Abb. 1 Luft oder ein anderes Gas von atmosphärischem Druck, so würde man trotz hoher angelegter Anodenspannung praktisch keinen Anodenstrom messen können. Schuld daran sind die zahlreich vorhandenen Gasmoleküle, die die Geschwindigkeit der Elektronen schon bald auf Null abbremsen. Um daher einen Anodenstrom und eine ungestörte Bewegung der Elektronen zu ermöglichen, muß man Katode und Anode in einem luftleeren Raum, einem Vakuum, unterbringen. Ein „absolutes Vakuum“, in dem sich also überhaupt keine Gasmoleküle befinden, kann man praktisch nicht herstellen. Das Gas läßt sich aus einem Glaskolben jedoch so weit entfernen, daß der Gasdruck auf etwa  $10^{-6}$  mm Quecksilbersäule (entsprechend einem Druck von rund  $10^{-1}$  Atmosphären) zurückgeht. Die dann noch vorhandenen restlichen Gasmoleküle stören die Ausbreitung der Elektronen praktisch nicht mehr. Soll die Röhre einwandfrei arbeiten, dann müssen deshalb Katode und Anode z. B. in einem Glaskolben untergebracht werden, der möglichst weitgehend luftleer gemacht („evakuiert“) wird. Die Durchführung der Elektroden muß absolut druck- und gasfest sein, damit das Vakuum auf lange Zeit erhalten bleibt.

Zur weiteren Verbesserung des Vakuums bedient man sich eines Kunstgriffs. Bevor der Glaskolben an die Luftpumpe angeschlossen wird, bringt man in ihm in einem kleinen Nöpfchen oder an einem Plättchen ein Stück „Gettermetall“ an, das meistens aus Barium oder Magnesium besteht. Anschließend wird die Luftpumpe angeschlossen und das Gas so gut wie möglich entfernt. Ist die Evakuierung beendet, so wird der Pumpstutzen abgeschmolzen und die Röhre in ein starkes hochfrequentes Wechselfeld gebracht. Dadurch erhitzt sich infolge Wirbelstrombildung das Gettermetall so stark, daß es verdampft. Der Metalldampf schlägt sich im Innern des Kolbens nieder und bildet den bekannten, meist spiegelnden Belag. Das jetzt in feinsten Verteilung vorhandene Metall hat die Eigenschaft, Gasreste begierig zu absorbieren; dadurch wird ein großer Teil der noch vor-

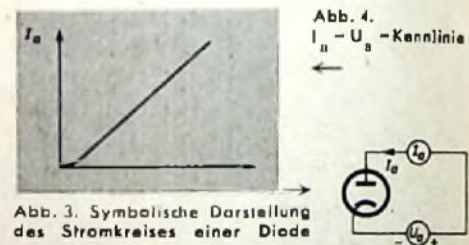


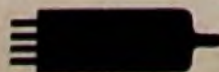
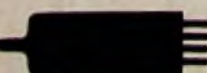
Abb. 3. Symbolische Darstellung des Stromkreises einer Diode

Abb. 4.  $I_A-U_A$ -Kennlinie

handenen restlichen Gasmoleküle von dem Getter gebunden. Treten während des Betriebs der Röhre, z. B. infolge Erhitzung der Anode, noch weitere Gasmoleküle aus dem Anodenmetall aus, so werden diese ebenfalls vom Getter aufgenommen, so daß eine Vakuumverschlechterung nicht eintritt bzw. erst dann zu beobachten ist, wenn das Gettermetall vollkommen mit Gasmolekülen gesättigt ist.

(Wird fortgesetzt)

Die neue Röhre - präg' dir's ein -



soll eine Lorenz-Röhre sein!



# Erfolg!

MIT DER NEUEN

**Blaupunkt**

**SUPER high fidelity**

## Raumklang-Serie



Musikalisch vollkommene Klangwiedergabe durch den neuartigen BLAUPUNKT-Raumklangwähler mit Harmonie-Register macht den Rundfunkempfang mit den neuen BLAUPUNKT-Geräten der SUPER-HIGH-FIDELITY-Raumklangserie zum vollendeten Genuß.

Lichtstarke, randscharfe, kontrastreich durchgezeichnete Bilder in harmonischem Zusammenwirken mit dem 3 D-Raumklang bieten dem Fernsehfreund reine Freude am Fernsehschirm.

**BLAUPUNKT-WERKE GMBH — HILDESHEIM**



Keramische Kondensatoren in Australien

In der FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 13, S. 396-397, berichtete der Verfasser über den Stand der Radioindustrie in Australien; in den letzten fünf Jahren führte er in Australien selbständig die Entwicklung von Sondermassen für keramische Kondensatoren, über die er Näheres angibt, und die Einführung ihrer Massenfertigung durch.

Hauptsächlich waren es die in den USA benutzten oder gleichwertige Typen von keramischen Kondensatoren, deren Herstellung aufgenommen werden mußte. In drei Jahren wurde die Aufgabe gelöst, ohne fremde Lizenzinformation alle gewünschten Massen zu schaffen. In der Folgezeit wurden dann laufend Verbesserungen vorgenommen, eine Entwicklung, die vorerst nicht zum Stillstand kommen wird. Alle Eigenschaften der umfangreichen US-Typenreihe wurden erreicht und in Einzelfällen übertrafen (die Tabellen zeigen die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der Standard-Kondensatormassen).

Tab. 1. Elektrische Eigenschaften keramischer Sondermassen

TKc ( $\times 10^{-9}/^{\circ}\text{C}$ ) bei 1 MHz, 25 ... 80° C	DK bei 1 MHz, 25° C	Verlustfaktor ( $\times 10^{-2}$ ) bei 1 MHz, 25° C	Isolationswiderstand von Kondensatoren bei 500 V., 25° C [M $\Omega$ ]
P 140 $\pm$ 30 (Stoatit)	6,5	0,8 ... 1,5	10 <sup>7</sup>
P 100 $\pm$ 20	25 ... 30	0,3 ... 0,7	10 <sup>7</sup>
NP 0 $\pm$ 15	28 ... 34	0,3 ... 0,7	10 <sup>7</sup>
N 80 $\pm$ 20	31 ... 36	0,3 ... 0,7	10 <sup>7</sup>
N 220 $\pm$ 30	35 ... 40	0,3 ... 0,7	10 <sup>7</sup>
N 470 $\pm$ 50	45 ... 55	0,3 ... 0,7	10 <sup>7</sup>
N 750 $\pm$ 100	90	0,2 ... 0,5	0,6 $\times$ 10 <sup>8</sup> ... 10 <sup>7</sup>
N 1500 $\pm$ 200	140	0,6 ... 1,2	0,5 $\times$ 10 <sup>8</sup> ... 10 <sup>7</sup>
N 2200 — 200	240	0,6 ... 1,2	0,5 $\times$ 10 <sup>8</sup> ... 10 <sup>7</sup>
N 3300 — 300	280	0,6 ... 1,2	0,5 $\times$ 10 <sup>8</sup> ... 10 <sup>7</sup>

Besonders wichtig scheint folgendes zu sein: Die Gruppe P 100 ... N 470, die im Bedarfsfall noch wesentlich erweitert werden kann, ist aus der gleichen Gruppe chemischer Elemente hergestellt. Um den TKc abzubandern, wird lediglich die beigemischte Menge eines Oxydes oder Titanates variiert; die übrigen Eigenschaften verändern sich dabei nur wenig. TKc-Kurven wurden für die verschiedensten möglichen Mischungsverhältnisse beziehungsweise Materialzuschläge aufgestellt. Diese Methode hat für die wirtschaftliche Fertigung einer großen Anzahl von TKc-Werten große Vorteile. Auch kann und wird immer wieder auf besonderen Kundenwunsch ein spezieller TKc zwischen P 120 und N 5000 geliefert.

Die gleichen Massen eignen sich auch für Senderkondensatoren, da erst bei Betriebstemperaturen von über 100° C der Verlustfaktor den Wert  $1 \times 10^{-1}$  erreicht. Die Misch- und Brennverhältnisse dieser Gruppe sind so, daß sich genaue TKc-Werte bei der Massenfertigung verhältnismäßig leicht einhalten lassen.

Die nächste Masse (N 750) gehört der Zusammensetzung nach eigentlich noch zur eben beschriebenen Gruppe, doch nimmt sie durch ihren höheren DK-Wert und extrem kleinen Verlustfaktor eine Sonderstellung ein. Es gelang auch, folgende Nachteile, die oft bei ähnlichen Massen beobachtet wurden, völlig zu beseitigen: Ansteigen des Verlustfaktors nach Hochspannungsprüfungen, Rauschen, Leitfähigwerden beim Anlegen hoher Gleichspannungsfeldstärken. Diese Masse hat neben dem NP0-Typ hauptsächlich dazu beigetragen, daß Glimmer-Senderkondensatoren jetzt sehr oft durch keramische Plattenkondensatoren ersetzt werden, die wesentlich kleinere Abmessungen haben und trotzdem höhere Leistungen übertragen können. So kann z. B. ein 1000-pF-Plattenkondensator von 7,5 cm Durchmesser 60 kVA bei 3 MHz- oder höheren Frequenzen gut im Dauerbetrieb aushalten. Hohe negative TKc-Werte lassen sich zwar auch mit den Massen der ersten Gruppe verwirklichen, doch hat die folgende Typenreihe einen merklich höheren DK-Wert, was bei dem ebenfalls geringen Verlustfaktor gern ausgenutzt wird. Es lassen sich lückenlos alle TKc-Werte von N 1000 bis N 5000 oder mehr erreichen, wenn auch bei den Extremwerten dieser Gruppe die Massenzusammensetzung nicht mehr einheitlich ist. Seltene und daher teure Rohstoffe verwendet man nur in sehr geringen Mengen, um in Sonderfällen spezielle Eigenschaften zu erreichen.

Eine piezoelektrische Masse soll den Übergang zu solchen mit hoher DK darstellen. Entsprechend der großen wirtschaftlichen Bedeutung dieser Massen, aus denen etwa 50% aller keramischen Kondensatoren gefertigt werden, wurde auf diese Gruppe sehr viel Entwicklungsarbeit verwendet. Von der großen Zahl der gefundenen brauchbaren Zusammensetzungen wurden diejenigen als Standardtypen für die Massenfertigung ausgewählt, die eine DK von 1000, 2000, 8000 und 10 000 haben. Besonders wertvoll ist die DK-2000-Masse, da sich mit ihr im Temperaturbereich von 0 bis 100° C Kapazitätstoleranzen von nur etwa  $\pm 3\%$  erreichen lassen, was für eine so hohe DK als sehr gut angesehen werden kann. Es gelang auch erstmalig zwei DK-Maxima in den Arbeitstemperaturbereich zu legen, deren Höhe und Temperaturlage unabhängig voneinander einstellbar sind. Die vorletzte Masse (Tab. II) hat die bemerkenswerte Eigenschaft, daß man jeden gewünschten DK-Wert von etwa 5000 bis 10 000 ohne Änderung der Zusammensetzung herstellen kann, indem lediglich die Brandführung in einfacher Weise geändert wird. Trotzdem ist in jedem Fall der Verlustfaktor wesentlich kleiner als bei den meisten in Europa gefertigten Kondensatoren mit hoher DK. Der Isolationswiderstand (Durchgangswiderstand) ist in diesem Bereich nur wenig unterschiedlich. Der TKc ändert sich zwar, jedoch bleibt der Curie-Punkt bestehen, wenn der Versatz nicht geändert wird.



Zwei besonders interessante und verkaufssichere Geräte aus unserem umfangreichen Lieferprogramm 1956/57.



Tarantella

Preis 299,— DM

Hochleistungssuper mit 3-Lautsprecher-Raumklang-Kombination. 8 Röhren; 18 Röhrenfunktionen; 19 Kreise; Ferritantenne, UKW-Dipol; Edelholzgehäuse 54,6 x 38,1 x 27,8 cm in hell oder dunkel Nußbaum.



Ricco

Preis 98,— DM

Ein eleganter Kleinsuper für Mittelwelle, der infolge seiner kleinen Abmessungen und seines geringen Gewichtes leicht transportabel ist. 4 Röhren, 8 Funktionen; 5 Kreise; Einbauantenne; 17,2 x 12,4 x 6,1 cm

N O R A - R A D I O  
G M B H  
Berlin - Charlottenburg 4



Tab. II. Elektrische Eigenschaften keramischer Massen mit hoher DK

Bereich der Arbeitstemperatur für Kapazitätstoleranzen von -0 bis + 20% bei 1 kHz, ohne Gleichspannung (°C)	DK bei 1 kHz, 20 ... 30° C	Verlustfaktor bei 100 kHz, 25 ... 70° C	Isolationswiderstand von Kondensatoren bei 600 V, 25° C
5 ... 80	1200 ± 20%	2 ... 1	3 × 10 <sup>4</sup> ... 5 × 10 <sup>4</sup> piezoelektrisch
0 ... 120	1000 ± 20%	1 ... 0,5	3 × 10 <sup>4</sup> ... 10 <sup>4</sup>
-10 ... + 110	2000 ± 20%	1 ... 1,5	3 × 10 <sup>4</sup> ... 10 <sup>4</sup>
10 ... 50	8000 ± 25%	0,5 ... 2	3 × 10 <sup>4</sup> ... 10 <sup>4</sup>
3 ... 36	15000 ± 20%	2,5 ... 2	3 × 10 <sup>4</sup> ... 10 <sup>4</sup>

Inzwischen wurden auch die Laborarbeiten an einer Masse mit der DK 15 000 abgeschlossen die sich chemisch nur sehr wenig von der Masse mit DK-Werten von 5000 bis 10 000 unterscheidet. Im Interesse einer wirtschaftlichen Massenfertigung war es außerordentlich wichtig, daß es gelang, die sonst sehr teuren, importierten Brenntunterlagen durch eine eigene Entwicklung zu ersetzen, die für alle Massen brauchbar ist und auch sonst manchen Vorteil bringt. Ferner konnten die DK-2000-, DK-5000-... 10 000- und DK-15 000-Massen chemisch so neutral gemacht werden, daß daraus gefertigte Kondensatoren aller Typen ohne Verwendung eines Zwischenmediums aufgeschichtet gebrannt werden können. Aus den genannten Massen wird praktisch jeder Kondensatortyp gefertigt, den man in Katalogen großer amerikanischer Firmen findet; außerdem werden noch Miniatur-Röhrenkondensatoren, Scheiben- und Drahttrimmer sowie Platten-Senderkondensatoren hergestellt.

H. F. Rückert VK 2 AOU ex DL 1 EZ

## ZEITSCHRIFTEN DIENST

### Ein sehr einfaches und direktanzeigendes Gerät zum Messen von Kapazitäten

Für die Messung der Kapazität von Kondensatoren hat sich die Brückenschaltung im Prinzip recht gut bewährt. Die Kondensator-Meßbrücke ist aber ein verhältnismäßig kompliziertes und kostspieliges Instrument, wenn man genauere Wertangaben erhalten will. In diesem Falle kommt man nämlich nicht ohne ein Galvanometer oder ein anderes empfindliches Strommeßinstrument aus, mit dessen Hilfe man die Brücke möglichst genau auf „Null“ abgleichen muß. Diese Messung ist ein umständliches und zeitraubendes Verfahren, das besonders dann sehr unzweckmäßig ist, wenn man eine größere Anzahl von Kondensatoren hintereinander durchmessen will. Viel einfacher ist es, den Abgleich nicht mit einem Galvanometer, sondern mit einem Kopfhörer durchzuführen und die Brücke rein akustisch auf „Null“ einzuregulieren. Auf diese Weise erreicht man aber nur relativ ungenaue Meßergebnisse die in vielen Fällen unzureichend sind.

In den USA gibt es nun die dort recht bekannte Firma Heath & Co., die eine große Anzahl verschiedener Baukästen, die sogenannten „Heathkits“, für alle möglichen Meß- und Prüfgeräte, Verstärker, Empfänger und andere Apparate für den Amateur auf den Markt bringt. In diesen sehr populären Baukästen findet der Radioamateur alles, was er zum Aufbau und Schalten des betreffenden Instrumentes benötigt. Die Hersteller dieser Baukästen hatten sich auch die Aufgabe gestellt, ein Kapazitätsmeßgerät zu entwickeln, das hinsichtlich Einfachheit und Preiswürdigkeit alle bekannten Instrumente übertrifft, kinderleicht zu benutzen ist und dennoch eine ausgezeichnete Genauigkeit und Zuverlässigkeit aufweist.

Die Lösung dieser Aufgabe scheint in dem direktanzeigenden Kapazitätsmeßgerät „CM-1“ gelungen zu sein, das die Firma jetzt in ihr Fabrikationsprogramm aufgenommen hat und in Form eines Baukastens zu einem Preise von weniger als 30 Dollar liefert. Die eigenartige, aber äußerst einfache

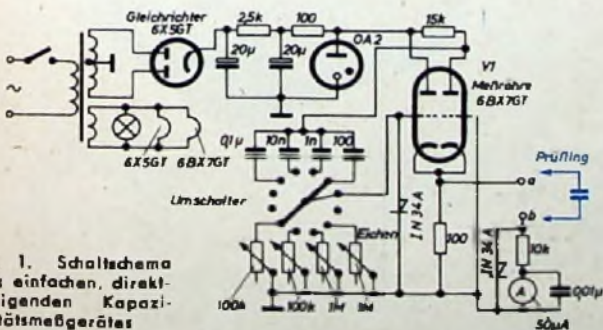


Abb. 1. Schaltschema eines einfachen, direktanzeigenden Kapazitätsmeßgerätes

Schaltung des Gerätes geht aus Abb. 1 hervor. Kennzeichnend für die leichte Bedienbarkeit ist die Tatsache, daß, im Gegensatz zur Meßbrücke vor oder während der Messungen keinerlei Justierungen vorgenommen zu werden brauchen, daß vielmehr lediglich der richtige Meßbereich mittels des Umschalters eingestellt wird, um sofort den gemessenen Kapazitätswert mit einer Genauigkeit ablesen zu können, die im allerungünstigsten Fall ± 4%, im Durchschnitt aber besser als ± 2% ist.

Das Gerät hat vier Meßbereiche, nämlich 0 ... 100 pF, 0 ... 1000 pF, 0 ... 10 nF und schließlich 0 ... 100 nF, die mit dem im Gitterkreis des linken Systems



# leicht

ist Wellpappenverpackung. Ihr geringes Eigengewicht und ihre raumsparende Wirkung verringern die Kosten für Fracht, Zoll und Lagerraum und vereinfachen alle Versandarbeiten.

# stabil

soll eine Verpackung sein, damit das Gut vor allen Gefahren beim Transport geschützt ist. Die Elastizität und Festigkeit der Wellpappe verhindern Schäden infolge Druck und Stoß und verringern das Schadenrisiko.

# sicher

und von großer Festigkeit ist Wellpappe. Eine Verpackung aus diesem Material hält stärkster Beanspruchung bei Transport und Lagerung stand. Wellpappe bietet dem verpackten Gut ein beträchtliches Maß an Transportsicherheit.



Das VDW-Standardzeichen verbürgt Qualitätswahrheit

well-verpackt  
leicht  
stabil  
sicher

schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE



der Doppeltriode  $V_1$  liegenden Umschalter eingestellt werden. Die Doppeltriode  $V_1$  ist ein katodengekoppelter und unsymmetrischer, selbstschwingender Multivibrator, der an seinem beiden Systemen gemeinsamen Katodenwiderstand eine annähernd rechteckige Impulsspannung erzeugt, wobei diese Impulse positiv gegen „Erde“ gerichtet sind. Während das Gitter des rechten Systems von  $V_1$  unmittelbar an „Erde“ liegt, ist das Gitter des linken Systems so über eine Germaniumdiode 1N 34 A an „Erde“ geführt, daß dieses Gitter nicht positiv gegenüber dem Erdoberpotential werden kann. Diese Maßnahme ist für das elwandtreibe und zuverlässige Arbeiten des Meßgerätes von großer Bedeutung, weil die Germaniumdiode Verzerrungen der am gemeinsamen Katodenwiderstand entstehenden und als Meßgrundlage dienenden Spannungsimpulse verhindert und für deren fehlerlose Rechteckform sorgt. Die Frequenz der vom Multivibrator gelieferten Spannungsimpulse wird durch die Kapazität des Kopplungskondensators zwischen der Anode des rechten und dem Gitter des linken Systems der Doppeltriode  $V_1$  bestimmt. Entsprechend den viel erwähnten Meßbereichen sind vier verschiedene Präzisionskondensatoren für die Kopplung vorhanden, die eine Toleranz von möglichst nicht mehr als  $\pm 1\%$  haben sollen. Sie können mit dem Umschalter wahlweise eingeschaltet werden und verursachen Multivibratorfrequenzen von 100 kHz im niedrigsten Meßbereich (0 ... 100 pF) bis herab zu 100 Hz im höchsten Meßbereich (0 ... 100 nF). Da die Meßgenauigkeit von der Genauigkeit der Multivibratorfrequenz in jedem Bereich abhängt, muß das Gerät für jeden Meßbereich für sich gesondert geeicht werden. Hierzu dienen die vier in der Gitterableitung des linken Systems der Doppeltriode  $V_1$  liegenden veränderbaren Widerstände, von denen je einer bei Betätigung des Umschalters für jeden Meßbereich eingeschaltet wird.

An dem Katodenwiderstand von 100 Ohm treten die rechteckigen Spannungsimpulse mit einer positiven Amplitude von rund + 7,5 V auf. Diese Spannungsimpulse werden nun durch den eigentlichen Meßkreis der Schaltung geleitet. Der Meßkreis besteht aus dem zu messenden Kondensator, der an den Ausgangsklemmen a und b angeschlossen wird, einem Gleichstrominstrument mit einer Empfindlichkeit von 50  $\mu$ A, einem mit dem Instrument in Reihe liegenden Widerstand von 10 kOhm und einer weiteren Germaniumdiode 1N 34 A, die parallel zu dem Gleichstrominstrument und dem 10-kOhm-Widerstand geschaltet ist. Der als Spannungsgenerator für den Meßkreis wirkende Katodenwiderstand hat mit 100 Ohm eine niedrige Impedanz gegenüber dem Meßkreis und kann daher von diesem nicht belastet werden.

Die Wirkungsweise des Meßkreises wird sofort verständlich, wenn man sich klarmacht, daß der an den Klemmen a und b angeschlossene, zu messende Kondensator die rechteckigen Spannungsimpulse, die ihm vom Katodenwiderstand von  $V_1$  zugeführt werden, differenziert. Der bei der Differentia-

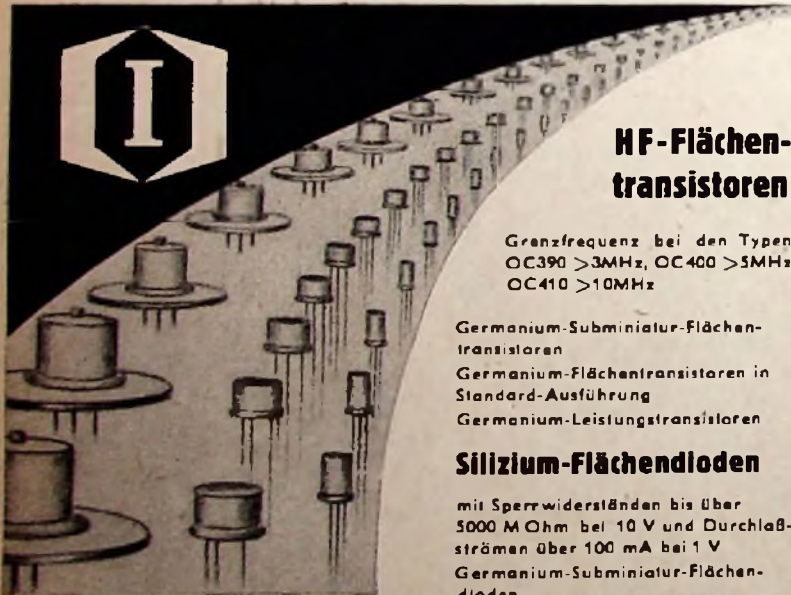
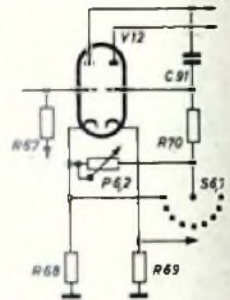
tion aus den Spannungsimpulsen entstehende und aus einzelnen, jeder Impulsflanke entsprechenden Spitzen zusammengesetzte Strom, der durch den Kondensator und den Meßkreis fließt, ist der Kapazität des Kondensators proportional. Entsprechend den vorderen und den rückwärtigen Kanlen der rechteckigen Spannungsimpulse ergeben sich bei der Differentiation abwechselnd positive und negative Stromspitzen, die aber durch die Germaniumdiode in der Weise gleichgerichtet werden, daß sie das Gleichstrominstrument für die positiven Stromspitzen kurzschließt und nur die negativen Stromspitzen durch das Instrument fließen können. Da die Kapazität des zu messenden Kondensators dem gleichgerichteten Strom streng proportional ist, kann das Instrument unmittelbar in Kapazitätswerten geeicht werden, das dann eine lineare Kapazitätsskala hat.

Wenn die vier Meßbereiche einmal mit Hilfe der vier Widerstände im Gitterkreis des linken Triodensystems von  $V_1$  geeicht worden sind, brauchen vor und während der eigentlichen Messung keine Einstellungen und Justierungen mehr vorgenommen zu werden. Nach dem Einschalten des Gerätes genügt es, den richtigen Meßbereich zu wählen, um sofort die Kapazität an der Skala des Gleichstrominstrumentes ablesen zu können. Um Frequenzschwankungen, die die Meßergebnisse verfälschen könnten, weitgehend auszuschalten, muß dem Multivibrator eine stabilisierte Anodenspannung zur Verfügung gestellt werden. Die Stabilisierung wird in Abb. 1 durch die Gasdiode OA 2 herbeigeführt.

(B r u m b a u g h, J. F.: A Direct Reading Capacity Meter. Radio & Television News Bd. 54 (1955) Nr. 6, S. 55 II.)

**Berichtigung**

„Spezial-Empfänger für Kurzwellen-Amateure“, FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 10 u. Nr. 11: Im Schaltbild auf Seite 280 ist das Potentiometer P 6,2 so umzuschalten, wie es die Abbildung zeigt. Die Werte der Widerstände R 64 und R 65 (Stückliste in Heft 19, S. 318) sind zu vertauschen. R 66 erscheint im Schaltbild zweimal; R 66 zwischen P 7 und S 6,9 hat den in der Stückliste angegebenen Wert 500 Ohm; R 66 (im Selektor zwischen + 250 V und R 71, R 72) ist 5 kOhm/1 W groß. Der Kondensator C 91 hat den Wert 500 pF.



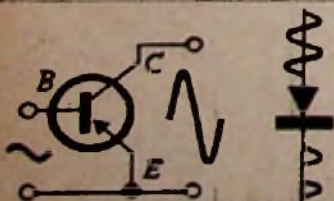
**HF-Flächen-transistoren**

Grenzfrequenz bei den Typen  
 OC390 > 3MHz, OC400 > 5MHz  
 OC410 > 10MHz

- Germanium-Subminiatur-Flächen-transistoren
- Germanium-Flächentransistoren in Standard-Ausführung
- Germanium-Leistungstransistoren

**Silizium-Flächendiode**

- mit Sperrwiderständen bis über 5000 M Ohm bei 10 V und Durchlaßströmen über 100 mA bei 1 V
- Germanium-Subminiatur-Flächendiode
- Germanium-Glasdiode
- Germanium-Leistungsgleichrichter
- Germanium-Photohalbleiter
- Silizium-Flächentransistoren mit Kollektorspannungen bis zu 75 Volt und Umgebungstemperaturen bis 150°C



**INTERMETALL**

GESELLSCHAFT FÜR METALLURGIE UND ELEKTRONIK M. B. H. DÜSSELDORF

Königsallee 14-16, Ruf 10717, FS 0858 2633  
 Fabrikation u. Verkauf: Zimmerstr. 19-29, Ruf 33 46 66

**Metravi**  
 TASCHENOHMMESSER

HANDLICH  
 STOSSICHER  
 UNZERBRECHLICH  
 VOLLSICHTSKALA

M E T R A W A T T A · G · N U R N B E R G



# BERU

## Funkentstörmittel

ENTSTOR-ZÜNDKERZEN  
ENTSTOR-KONDENSATOREN  
ENTSTOR-STECKER usw.  
Für alle Wellenbereiche

BERU VERKAUFS-GESELLSCHAFT MBH., LUDWIGSBURG




Die neue **Förderer**  
**FS-Zimmerantenne**  
mit flexiblem Richtarm 8GM a.  
Typ 191

Keine Außenmontage · Für Nahempfang · Formschön  
Joh. Förderer Söhne GmbH. - Nidereschach / Schw.

### ENGEL-LÖTER

*selbstheilende  
sofort betriebsbereit*



3 TYPEN:  
• 60 Watt  
• 100 Watt  
• Batteriebetrieb

Verlangen Sie Prospekt  
ING. ERICH & FRIEDRICH ENGEL GEMBRÜ  
WIESBADEN · DORTHEIMER STR. 142



### WIMA Tropydur

#### KONDENSATOREN

wurden in tropischen und subtropischen Ländern erprobt. Unsere steigenden Exporte in tropische Länder sind auf gute Beurteilung unserer Kondensatoren zurückzuführen. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind beständig unter allen Klimaten und ein modernes Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte.

**WILHELM WESTERMANN**  
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN  
**MANNHEIM-NECKARAU**  
Wattstraße 6-8



Ch. Rahlf - Oberwinter bei Bonn  
Telefon: Rolandseck 289

### UKW-FS-Kabel

nach wie vor preiswert!

## Röhren Hacker

GROSSVERTRIEB

BERLIN-NEUKÖLLN  
Am B- und U-Bahnhof Neukölln  
Silbersteinstraße 5-7, Tel.: 621212

Geschäftszeit: 8-17, sonnabends 8-14 Uhr  
Röhrenangebote stets erwidert!

### FUNKE

#### Oszillograf



für den Fernservice.  
Sehr vielseitig verwendbar in der HF-, NF- und Elektronik-Technik. Betriebsklar mit Tube 485, DM-Röhrenvoltmeter m. Tastkopf 169,50

Prospekte anfordern  
**Max Funke KG, Adenau** Eifel  
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

### Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Charakteristiq., Motoren, Berlin W 35, 24 80 73

Suchen Lager-, Radio-, Elektro-, Röhrenposten. TEKA, Weiden/Opl. 7

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Krüger, München 2, Embaberstr. 4

Wehrmachtgeräte, Meßgeräte, Röhren. Restpostenankauf. Alzeitradio, Berlin, Stresemannstr. 100. Ruf: 24 25 26

Kaufen gegen Kasse Elektronenröhren, Lagerposten. Ausführliche Offerten erbeten an: TETRON Elektronik Versand G.m.b.H., Nürnberg 5 - Postfach

FUNK-TECHNIK, Jahrg. 1952 u. 1953 z. kin. gas. Balanus, Darmstadt, Feldbergstraße 9

Wir suchen: Stebis 75/15 Z., 150/15, 280/40, 280/80, Hennmann, Berlin, Hohenzollerndamm 174/177

### Ihre Berufserfolge

hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlechtbezahlten in bessere Stellungen aufzurücken. Viele frühere Schüler haben uns bestätigt, daß sie durch Teilnahme an unseren theoretischen und praktischen

### Radio- und Fernseh-Fernkursen

mit Aufgabenkorrektur und Abschlußbestätigung (getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene) bedeutende berufliche Verbesserungen erwirkt haben. Wollen Sie nicht auch dazugehören? Verlangen Sie den kostenlosen Prospekt! Gute Fachleute dieses Gebietes sind sehr gesucht!

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK Ing. Heinz Richter  
Güntering 3 · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

### Elkoflex

Isolierschlauchfabrik  
Gewebe- und gewebeleose  
**Isolierschläuche**  
f. d. Elektro-, Radio- u. Motorenindustrie  
Berlin NW 27, Huttenstraße 41/44

### Stabilisatoren

auch in Miniatur-Ausführung zur Konstanthaltung von Spannungen



**Stabilvolt**  
GmbH.  
Berlin NW 27  
Sickingenstraße 71  
Tel. 39 40 34

Gegen Kassenmagler...  
**Magler-Kassen**  
KASSENFABRIK HEIZKUNIG · N 108





ZM 31



110556/126 D

## C 3 m eine Universalpentode - in der „Gelben Reihe“ der VALVO Farbserie

Die Pentode C 3 m wurde ursprünglich für den universellen Einsatz in Geräten der Trägerfrequenztechnik entwickelt. Sie gehört zur „VALVO Farbserie“ und hat die typischen Eigenschaften der „Gelben Reihe“:

- Lange Lebensdauer
- Hohe Zuverlässigkeit
- Enge Toleranzen

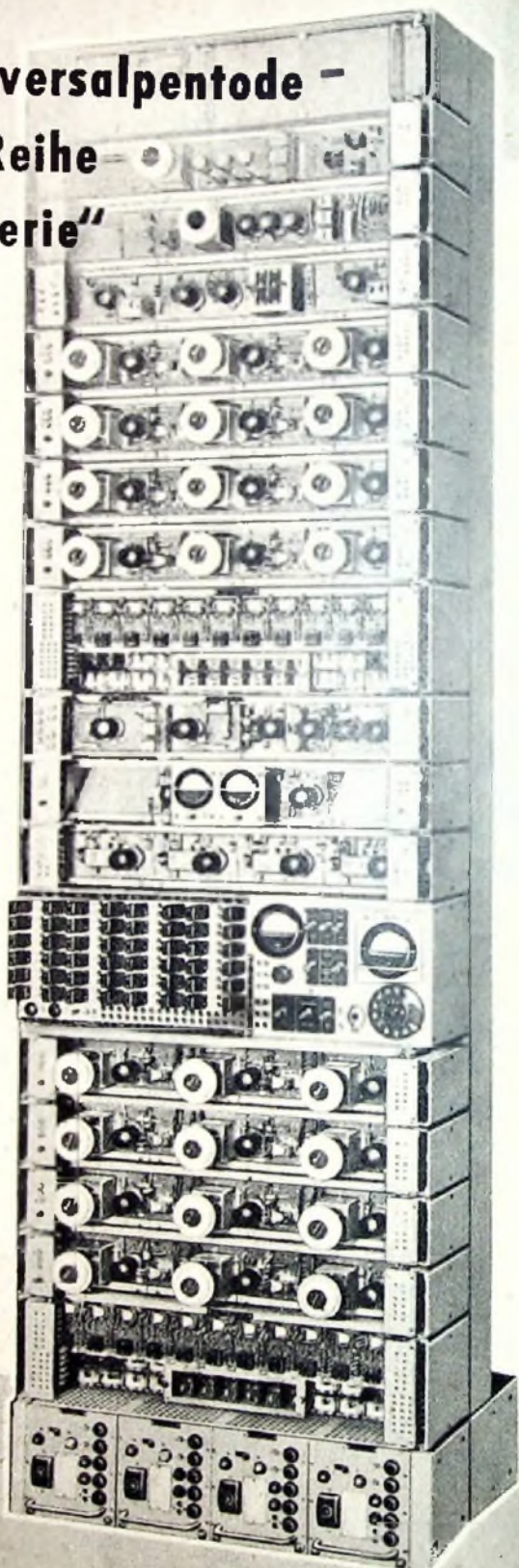
Ihr Anwendungsbereich geht jedoch weit über das Gebiet der Trägerfrequenztechnik und auch über das Gesamtgebiet des Nachrichtenweitverkehrs hinaus. Sie kann auch auf anderen Gebieten sehr vielseitig verwendet werden und ist besonders für Systeme, bei denen man Wert auf einheitliche Röhrenbestückung legt, die gegebene Röhre.

Die speziellen Eigenschaften, welche die C 3 m für eine universelle Verwendbarkeit geeignet machen, sind:

- Hohes S/C-Verhältnis
- Niedriger Störpegel
- Geringer Stromverbrauch
- Getrennt herausgeführtes drittes Gitter
- Verwendbarkeit bei 60 V Speisespannung

Die C 3 m kann als Pentode, Tetrode oder Triode betrieben werden. Die Vielzahl der in den hier angeführten Eigenschaften gebotenen Vorteile macht diese Röhre, abgesehen von allen Arten der Nachrichtenübertragung, besonders attraktiv für die allgemeine Meßtechnik, die Impulstechnik und die Regeltechnik. Einige Betriebsmöglichkeiten, welche die universelle Verwendbarkeit der C 3 m demonstrieren, sind Vorverstärker, Endverstärker, Begrenzer, Vervielfacher, Oszillatoren, Sperrschwinger, Kippgeneratoren, Koinzidenzschaltungen, Phasenumkehrstufen, Reaktanzröhren, Regelschaltungen, Impulsumsetzer u. a. m.

Heizung		Grenzdaten		Sockel
indirekt		$N_a = 4 \text{ W}$		
$U_f = 20 \text{ V}$		$N_{g3} = 1 \text{ W}$		
$I_f = 0,125 \text{ A}$		$N_{g2} = 1 \text{ W}$		
		$I_k = 30 \text{ mA}$		
Laktal				
Betriebsdaten Klasse A				
$U_a = 220 \text{ V}$		$S = 6,5 \text{ mA/V}$		
$R_a = 10 \text{ k}\Omega$		$R_i = 0,25 \text{ M}\Omega$		
$U_{g2} = 150 \text{ V}$		$N_o = 1,5 \text{ W}$		
$R_k = 250 \Omega$		$K_{ges} = 10 \%$		
$I_a = 16 \text{ mA}$		$S C = 0,46 \text{ mA/VpF}$		
$I_{g2} = 3 \text{ mA}$				



Verstärkergestell mit der Universalpentode C 3 m

# VALVO

HAMBURG 1 BURCHARDSTRASSE 19