

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



22

1956

2. NOVEMBERHEFT

Unersetzlich

FÜR JEDE

RUNDFUNK-FERNSEH-WERKSTATT

NORDMENDE

UNIVERSAL-WOBLER UW 958

Wobler von 5-115 und 170-230 MHz, Markengeber in 11 Bereichen durchgehend von 5-230 MHz, gleichzeitig als Meßsender verwendbar, Quarz-Oszillator 5,5 MHz DM 598,-

NORDMENDE

UNIVERSAL-OSZILLOGRAPH UO 960

Breitband-Oszillograph 3 MHz, 10 cm Bildrohr mit Planschirm, eingebaute Vergleichspannung in drei Stufen grob und fein einstellbar, Dehnung der waagerechten Ablenkung bis zum Fünffachen des Schirmdurchmessers, ausgezeichnete Schärfe durch Bildrohr mit Nachbeschleunigung DM 895,-

NORDMENDE

FERNSEH-OSZILLOGRAPH FO 959

Vertikal-Verstärker, Bandbreite 2,5 MHz, mit umschaltbarer Empfindlichkeit 5 mV eff./cm bei 250 kHz, Kippgerät von 10 Hz bis 100 kHz, 7 cm Katodenstrahlröhre mit Planschirm DM 595,-

NORDMENDE

SIGNAL-GENERATOR FSG 957

Bildmuster-Generator mit Fernseh-Träger-Generator, Gleichzeitige Bild- und Tonkontrolle durch eingebauten frequenzmodulierten Tonsender (entsprechend der CCIR-Norm 5,5 MHz), Regelbares Signal-Impuls-Verhältnis zur Untersuchung des Amplitudensiebes, Alle HF-Kanäle nach CCIR und zwei Kanäle im ZF-Bereich, Normgerechte Ausstattungen für Zelle und Bild

Bildmuster-Generator FIG 955

DM 595,-

Fernseh-Träger-Generator FTG 956

DM 190,-



NORDMENDE

MESS- UND PRÜFGERÄTE
EXAKT · ZUVERLÄSSIG · BETRIEBS SICHER

AUS DEM INHALT

2. NOVEMBERHEFT 1956

Die Sicherung menschlichen Lebens auf See	647
Die ersten deutschen Silizium-Transistoren	648
Transistor-Vorverstärker „PV 2“	648
Transistoren-Taschenempfänger	649
Unsere bunte Seite	650
Vereinfachte transformatorlose Gegentaktchaltung	651
Gedruckte Schaltungen nach dem Ätzverfahren	653
Die Grenzen der magnetischen Bild-Direktaufzeichnung	655
Thyratrons als Steuerorgane in modernen Beleuchtungsanlagen	657
Ein moderner Konverter für das 435-MHz-Amateurband mit quarzkontrolliertem Oszillator	659
Von Sendern und Frequenzen	661
Selbstregelnde Hochspannungseinheit für Fernsehempfänger	662
Unsere Leser berichten	
Röhrenvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand	664
Ein billiges Verfahren der Kurzzeitmessung	664
Sie arbeitet mein Fernsehempfänger (A)	665
Aus Zeitschriften und Büchern	
Ein einfaches Gerät zum Messen kleiner Kapazitäten	668

Beilagen

Bausteine der Elektronik

Transistoren (12a)

Transistoren in der Elektronik (12b)

Schaltungstechnik

Das ZF-Filter im Transistorverstärker

Zu unserem Titelbild: Der am 14. September 1956 in Betrieb genommene neue Kontrollturm auf dem Flughafen Berlin-Tempelhof zählt zu den modernsten Anlagen der Flugsicherung. Der zweiteilige Überwachungstisch enthält drei Fernsprech- und drei Funkfelder sowie die dazugehörigen Mikrofonverstärker von S & H. Die UKW-Sende- und Empfangsgeräte lieferte Rohde & Schwarz.

Aufnahme: FT-Schwahn

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Kurtus, Schmidtke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser, Seiten 663, 670, 671 und 672 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-147. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Friedrichshagen; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 64 02, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA 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

Die Sicherung menschlichen Lebens auf See

Die Unabhängigkeit der drahtlosen Telegrafie von festen Leitungswegen hat schon früh dazu geführt, die Einführung dieser neuen Technik in die Seeschifffahrt zur Sicherung menschlichen Lebens zu beschleunigen. Daneben aber zog man schon bald die drahtlose Telegrafie auch zur Unterstützung der astronomischen Navigation heran. Für die Bestimmung des Schiffsortes ist die genaue Uhrzeit von großer Bedeutung, weil die Genauigkeit der Ortsbestimmung auch von der Genauigkeit der Zeitbestimmung abhängt. Im Oktober 1912 stellte eine internationale Konferenz in Paris einheitliche Bestimmungen über die Abgabe von Zeitsignalen auf, und damit war eine Möglichkeit gegeben, alle 12 Stunden die Uhrzeit auf Sekundenbruchteile genau zu vergleichen.

Jede astronomische Ortsbestimmung versagt aber bei fehlender Himmelsicht. Deshalb ist es nicht verwunderlich, daß man auch die Methoden der Funkpeilung in den Dienst der Schiffsnavigation stellte. Die letzten 25 Jahre haben erhebliche Fortschritte gebracht, die die Genauigkeit der bekannten Verfahren verbesserten. Daneben entstanden aber auch neue Verfahren, die ohne fremde Mithilfe einer großen Anzahl von Schiffen eine schnelle und genaue Ortsbestimmung ermöglichen. Neben dem Richtempfang waren es Verfahren mit gerichteter Ausstrahlung. Unter den Drehfunkfeuern mit rotierendem Leitstrahl ist das Conal-Verfahren eines der bekanntesten und hat den großen Vorteil, daß zur Richtungsbestimmung an Bord jeder normale Funkempfänger zu verwenden ist. Daneben stehen Verfahren, die Laufzeitdifferenzen zwischen zwei synchron getasteten Sendern messen, wobei sich als Linien gleicher Laufzeit Hyperbeln ergeben. Dazu gehören beispielsweise Loran und Decca.

Ende Oktober hielt in Hamburg der Ausschuß für Funkortung die internationale Jahrestagung „Funk- und Schallortung in der Schifffahrt und Seevermessung“ ab, auf der Fachleute aus dem In- und Ausland über neue Verfahren und Verbesserungen berichteten. Bemerkenswert war hier beispielsweise, daß für das Loran-Verfahren jetzt ein preiswertes und damit auch für kleinere Schiffe geeignetes Gerät zur Verfügung steht. Weitere Verbesserungen hat man auch bei dem System Radio-Maillies erreicht, das nach dem Prinzip der wandernden Interferenzen von Wellen arbeitet. Dieses Verfahren hat heute eine so hohe Genauigkeit, daß damit die Festlegung von Schifffahrtswegen auch in Hafeneinfahrten und Flußmündungen durchgeführt werden kann und für Schiffe auf See eine automatische Festlegung des Weges, unabhängig von der Entfernung von der Küste und bei gleichzeitiger Kontrolle der Seenavigation durch eine Landstelle, möglich ist. Interessant waren die Ausführungen über die in USA mit dem ER-Raydist-Verfahren erreichten Genauigkeiten. Im Golf von Mexiko traten bei Reichweiten von 20 Seemeilen Abweichungen auf, die stets kleiner als 5 Meter waren, oft jedoch noch unter 1 Meter lagen. Die Genauigkeit dieses Verfahrens ist ebenso wie bei dem Hiran-Verfahren so groß, daß schon durch die nicht bei allen Witterungsverhältnissen konstante Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen ein Fehler hereinkommt, der jedoch durch Korrekturwerte weitgehend berücksichtigt werden kann.

Besondere Bedeutung für die Navigation in Küstennähe und Hafeneinfahrten haben die Radarverfahren. Es ist eine bedauerliche Tatsache, daß trotz dieser hochentwickelten Technik in den letzten Jahren in zunehmendem Maße Schiffsunfälle und Kollisionen aufgetreten sind, obwohl die Schiffe mit einwandfrei arbeitenden Radaranlagen ausgerüstet waren. Die Untersuchungen haben gezeigt, daß niemals technische Mängel, sondern lediglich menschliche Fehler und Schwächen die Ursachen waren. Vor allem macht die Deutung des Radarbildes offenbar vielen Nautikern noch Schwierigkeiten, weil die prinzipiellen Unterschiede zwischen dem Radarbild und dem optischen Bild nicht beachtet worden sind. Es ist deshalb ein großer Fortschritt, daß ein neues Kurs-Radar-Gerät der Decca diesen Nachteil beseitigt. Während bei bisher bekannten Geräten lediglich die relative Bewegung aller Ziele zueinander zur Anzeige gelangt, wobei das eigene Schiff stets als fester Punkt in der Bildschirmitte erscheint, ist es mit dem neuen Gerät erstmalig möglich, die

tatsächlichen rechtweisenden Bewegungen direkt anzuzeigen. Alle in Bewegung befindlichen Ziele erscheinen entsprechend ihren wahren Kursen und Geschwindigkeiten auf dem Bildschirm, so daß Festziele eindeutig als solche zu erkennen sind. Große Beachtung fand auch ein Vorschlag zur perspektivischen Darstellung von Radarbildern. Zu diesem Zweck sind an für die Navigation wichtigen Punkten — ähnlich wie Navigationslichter — Sender aufgestellt. Die Bilddarstellung auf dem Schirm entspricht dann dem optischen Eindruck, den man in einer klaren Nacht von den Navigationslichtern erhalten würde.

Für Flußmündungen und Hafeneinfahrten werden in Zukunft Landradaranlagen mit Vorteil eingesetzt. Mit diesen Anlagen nimmt man an mehreren Stellen Radarbilder auf, überträgt sie auf eine Zentralstelle, und von dort aus erhält der Schiffslotse von einem Landlotse über Sprechfunk im 160-MHz-Band laufend Beratung. In Deutschland liefen seit 1953 jetzt erfolgreich abgeschlossene Versuche an Elbe und Weser. Der endgültige Ausbau sieht je fünf Anlagen mit Zentralen in Brunsbüttelkoog und Bremerhaven vor. Bei der Übertragung der Bildinformation und des Drehwinkels treten neue Probleme auf. Da der Informationsinhalt des Radarbildes klein ist, versucht man, die zur Übertragung normalerweise notwendigen großen Bandbreiten durch Bandkompression einzuengen. Über technische Möglichkeiten und schon ausgeführte Geräte hörte man in Hamburg die ersten Berichte. Hand in Hand damit geht die Forderung, das Radarbild und den Sprechfunk-Verkehr zu speichern, um für den Fall von Kollisionen ein beweiskräftiges Dokument zur Hand zu haben. Als Speicher benutzt man das Magnetbandverfahren und kann dank der Bandkompression dann mit Bandgeschwindigkeiten arbeiten, wie sie bei der magnetischen Schallaufzeichnung üblich sind. Einen anderen Weg ist man in Frankreich gegangen, wo seit 1955 in Le Havre eine Anlage in Betrieb ist, die das Radarbild über einen Fernsehsender wieder ausstrahlt; das Bild ist in 40 km Umkreis zu empfangen.

Eine für kleine und kleinste Fahrzeuge geeignete Anlage englischer Konstruktion fand starke Beachtung. Sie arbeitet mit einem Sender im 3-cm-Band mit Komplementärzeichen-Tastung, ähnlich dem bekannten Lorenz-Verfahren. Der Empfänger besteht aus einem kleinen Hornstrahler als Antenne mit Siliziumdiode als Gleichrichter und nachgeschaltetem Transistorenverstärker. Liegt der Leitstrahl in Richtung der Fahrinne, dann ermöglicht diese bequem in einer Hand zu haltende Anlage dem Schiffsführer das sichere Ansteuern der Hafeneinfahrt.

Für die Navigation auf Flüssen und Kanälen ist die Radarnavigation ebenfalls wichtig. Da üblicherweise bei Nacht oder Nebel die Schifffahrt zum Erliegen kommt, kann der zur Verfügung stehende Schiffsraum nur etwas über die Hälfte ausgenutzt werden. Vor etwa einem Jahr hat Decca nun ein Flußradar auf den Markt gebracht, das auf der für die Schiffsführung besonders schwierigen Rheinstrecke zwischen Rotterdam und Basel seine Feuerprobe bestanden hat. Das Auflösungsvermögen ist so groß, daß auf dem Radarschirm die Konturen der Schiffe zu erkennen sind, so daß die Schiffe selbst in nur wenigen Metern Abstand sicher passieren können.

Auch für die Luftbildvermessung zieht man heute Radarverfahren zur Erhöhung der Genauigkeit mit heran. Das Hiran-Verfahren, dessen Grundlagen auf das Shoran-Verfahren zurückgehen, erfordert zwei mit Radar ausgerüstete Bodenstationen. An Bord des Flugzeuges mißt ein Gerät die Laufzeit der Impulse als Grundlage für die Entfernungsmessung und zeichnet die so ermittelten Entfernungen zur Bodenstation in schneller Folge auf dem für die Luftbildaufnahme benutzten Film auf. Aus den Seltenmessungen (Trilateration) des vom Flugzeug und den Bodenstellen gebildeten Dreiecks gewinnt man damit zusätzliche Informationen für die präzise und schnelle Vermessung des überflogenen Gebietes oder bestimmter Punkte. Die Genauigkeit ist heute schon so groß, daß sie die Genauigkeit einer nach den klassischen Methoden der Geodäsie aufgenommenen Karte im Maßstab 1 : 50 000 erreicht, und man hofft, in Kürze auf die Genauigkeit einer Karte 1 : 25 000 zu kommen. —th

Die ersten deutschen Silizium-Transistoren

Neben Germanium kann für Halbleiterbauelemente auch Silizium verwendet werden. Der besondere Vorteil dieses Materials ist die geringere Temperaturempfindlichkeit. Silizium-Bauelemente lassen sich noch bei Temperaturen zwischen 150 und 200°C betreiben, während Germanium nur 70 bis 80°C verträgt. Daß man nicht allgemein Silizium für Transistoren und Dioden verwendet, liegt in der Hauptsache daran, daß Reinigung und Verarbeitung dieses Materials erheblich schwieriger sind als bei Germanium.

Während in den USA schon seit längerer Zeit Si-Transistoren auf dem Markt sind, hat in Deutschland als erste Firma die *Intermetall GmbH* die Herstellung von pnp-Si-Flächentransistoren aufgenommen. Es steht eine komplette Typenreihe OC 430, OC 440, OC 450, OC 460 und OC 470 für die verschiedensten Anwendungen zur Verfügung. Diese Transistoren werden nicht etwa die Germanium-Typen ersetzen, sondern sollen überall dort Verwendung finden, wo bei hohen Umgebungstemperaturen ein zuverlässiges Arbeiten gefordert wird, z. B. in der kommerziellen Fernmeldetechnik und in der Regeltechnik. Sie sind besonders für Vorstufen im NF- und im unteren HF-Bereich geeignet. Der OC 450 kann mit Kollektorspannungen bis 75 V betrieben werden. Mit 36 V Batteriespannung läßt sich in Gegentakt-Betrieb eine NF-Leistung von 200 mW bei 135°C Umgebungstemperatur erreichen.

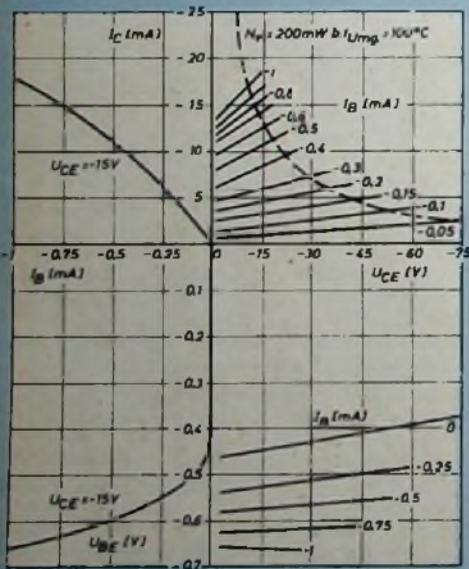
Die Si-Transistoren sind in hermetisch geschlossenen Metallgehäusen eingebaut, wie dies bei Halbleiter-Bauelementen allgemein üblich geworden ist. So ist ein vollkommener Schutz gegen Feuchtigkeit gewährleistet. Die

Kenndaten ($T_{Umg} = 25^\circ\text{C}$, Emitterschaltung)	OC 430	OC 440	OC 450	OC 460	OC 470	Einheit
Mittlere Betriebswerte (gemessen bei $U_{CE} = -5\text{ V}$, $I_B = 1\text{ mA}$, $f = 1000\text{ Hz}$)						
h_{FE}	10 ... 20	10 ... 20	> 10	> 20	> 20	
h_{FE}	36×10^{-4}	36×10^{-4}	110×10^{-4}	145×10^{-4}	145×10^{-4}	S
h_{11E}	900	900	1400	1700	1700	Ω
h_{11E}	0.4×10^{-4}	0.4×10^{-4}	0.65×10^{-4}	0.75×10^{-4}	0.75×10^{-4}	
Grenzfrequenz (Basis geerdet)						
$f_{\alpha 00}$	1,8	1,8	1,8	6	6	MHz
Kollektorkapazität						
C_{0B}	21	21	21	21	21	pF
Maximalwerte						
Kollektor-Spitzenspannung — $U_{CB\text{ max}}$ ($I_E = 0$)	10	30	75	10	30	V
Betriebsspitzenspannung — $U_{CE\text{ max}}$ ($I_B = 0$)	10	30	75	10	30	V
Kollektorstrom — $I_{0\text{ max}}$	50	50	50	50	50	mA
Kollektor-Resistor — I_{C0} (bei — $U_{CE} = 10\text{ V}$, $I_B = 0$	$\approx 5 < 100$			$\approx 5 < 100$		nA
— $U_{CE} = 30\text{ V}$, $I_B = 0$		$\approx 0.4 < 2$			$\approx 0.4 < 2$	μA
— $U_{CE} = 75\text{ V}$, $I_B = 0$)			$\approx 0.4 < 2$			μA
$N_0 + N_2$ ($T_{Umg} = 100^\circ\text{C}$)	200					mW
$I_{J\text{ max}}$	150					°C
Temperaturbereich	— 40 bis + 150					°C
$\frac{1}{x}$	4					mW/°C

Mitteilung aus dem Labor der Electroacoustic GmbH, Kiel

W. WEGNER

Transistor-Vorverstärker »PV 2«



Mittlere Kennlinien des Si-Transistors OC 450 in Emitterschaltung

Zuführungsdrähte sind in der bewährten Glas-Metall-Einschmelztechnik in dem Sockel des Metallgehäuses eingelassen

Trotz der kleinen Abmessungen ist die maximale Verlustleistung bei 100°C etwa 200 mW. Bei höherer Umgebungstemperatur verringert sie sich um 4 mW/°C. Der maximale Kollektorstrom wird durch die zulässige Verlustleistung begrenzt.

Die obige Tabelle enthält die genauen Daten der neuen Si-Transistoren. -tz

Moderne magnetische und elektrodynamische Tonabnehmersysteme zeichnen sich gegenüber Kristallsystemen durch besondere Qualität der akustischen Wiedergabe aus, liefern aber geringere Ausgangsspannung und erfordern deshalb einen Vorverstärker oder zumindest einen Transformator, um alle Rundfunkgeräte aussteuern zu können. Ein solcher Vorverstärker muß noch eine weitere Aufgabe erfüllen. Da nämlich die Empfindlichkeit von magnetischen Tonabnehmern im Gegensatz zu Kristallsystemen nur von der Schnelle der Auslenkung, nicht aber von der Frequenz abhängig ist, muß es der nachfolgende Vorverstärker übernehmen, den Schnelldringgang der Schallplatte zu kompensieren. Hierfür steht der röhrenbestückte Vorverstärker ELAC „PV 1“ zur Verfügung, der außer einem frequenzunabhängigen Lautstärkeregel getrennte Regler zur kontinuierlichen Einstellung der Höhen und der Tiefen hat und so die Möglichkeit bietet, Unterschiede in den verschiedenen Schnelldringlinien der Schallplatten bei der Wiedergabe auszugleichen. Ein solcher Verstärker benötigt nun nicht nur einen eigenen Netzanschluß, sondern auch zusätzlichen Platz in der Nähe des Plattenspieler oder des Niederfrequenzteiles des Rundfunkgerätes und muß außerdem an bequem zugänglicher Stelle des Tonmöbels untergebracht werden können. Da man hierbei gelegentlich auf Schwierigkeiten stößt, jedoch auf die Vorzüge des magnetischen Tonabnehmersystems nicht verzichten möchte, ergab sich die Aufgabe, einen kleinen Vorverstärker zu entwickeln, der im Laufwerk selbst untergebracht werden kann, sich in bereits in Produktion befindliche Typen („PS 11“ und „PW 8“) ohne größere Umstände einbauen und gemeinsam mit dem Laufwerk ein- und aus-

schalten läßt. Auf eine Einstellmöglichkeit für Höhen und Tiefen sollte verzichtet werden, um keine zusätzlichen Bedienungsknöpfe am Gerät anbringen zu müssen. Der dadurch entstehende Nachteil kann als gering angesehen werden, da in solchen Fällen, in denen das Lautwerk in ein Musikmöbel eingebaut wird, immerhin noch die Höhen- und Tiefenregler des Rundfunkgeräts zur Verfügung stehen. Da der Verstärker sofort nach dem Einschalten betriebsbereit sein sollte, wurde ein transistorbestückter Verstärker entwickelt, der auch die Forderung nach geringem Raumbedarf erfüllt. Die Verstärkung, die sich mit einem Germanium-Transistor erreichen läßt, ist so groß, daß mit einem einstufigen Verstärker auch nach Abzug des Verstärkungsverlustes durch die Schnelldringlinien-Entzerrung und die Fehlanpassung des Systems die geforderte Verstärkung von etwa 20 dB bei 1000 Hz erreicht werden kann. Die Entzerrung erfolgt durch ein Filter im Eingang, das so bemessen ist, daß bei den Bässen eine Anhebung erfolgt, die den üblichen Schnelldringlinien gerecht wird, während die Absenkung der Höhen von der Induktivität der jeweils angeschlossenen Tonabnehmerspule abhängt. Dies bietet die Möglichkeit, durch Umschaltung des Magnetsystems ELAC „MST 2“, dessen beide Systeme unterschiedliche Impedanz haben, gleichzeitig den Frequenzgang für die Höhen umzuschalten. Mit dem Mikrosystem ergibt sich so eine Höhenabsenkung mit der Zeitkonstanten 75 μs , mit dem Normalsystem des „MST 2“ eine solche von 50 μs , so daß die beiden Schnelldringkurven für Mikro und Normal in guter Annäherung kompensiert werden. Bei den Bässen wurde ein Kompromiß zwischen diesen beiden Kurven geschlossen, sind hier doch die Unter-

Dr. Günther Jobst †

Nur zwei Jahre nach Vollendung seines 60. Lebensjahres starb in Hamburg am 25. Oktober 1956 der Prokurist der Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldephi), Dr. Günther Jobst. Dr. Günther Jobst wurde am 19. 6. 1894 in Hannover geboren. Nach dem ersten Weltkrieg widmete er sich bis 1923 dem Studium der theoretischen Physik, das er mit seiner Promotion bei Geheimrat Professor Dr. Sommerfeld, München, abschloß. Danach arbeitete er im Röhrenlaboratorium der Firma Telefunken, dem er zuletzt als Leiter bis zum Jahre 1934 vorstand. Diese Periode bezeichnete Dr. Jobst einmal selbst als die fruchtbarste seines Lebens; sie fand ihren Ausdruck in einer Reihe wissenschaftlicher Veröffentlichungen und entscheidender Patente. Die bekannteste Anmeldung, das berühmte Pentoden-Patent DRP 608 293, befaßt sich mit der Einführung des Bremsgitters. 1931 folgte u. a. eine aufschlußreiche Arbeit über den Zusammenhang zwischen Durchgriff und Entladungsgesetz bei Röhren mit veränderlichem Durchgriff. Aus seiner freiberuflichen Tätigkeit nach seinem Ausscheiden bei Telefunken im Jahre 1935 stammt eine Anmeldung über die Verstärkung durch Geschwindigkeitssteuerung der Elektronen.

Im Jahre 1939 trat Dr. Jobst als Leiter in die neugegründete Studiengesellschaft für Elektronengeräte GmbH in Hamburg ein. Im Jahre 1942 wurde ihm zusätzlich die Leitung der Radioröhrenfabrik GmbH Hamburg und der Röhrenzentrale Berlin übertragen. In dieser Periode seines Schaffens kamen sein hervorragendes Organisationstalent und seine unermüdete Arbeitskraft zur vollen Entfaltung.

Nach einer Zeit selbständiger Tätigkeit in den Nachkriegsjahren wurde Dr. Jobst 1954 mit der Organisation der Forschung im Rahmen der deutschen Philips-Betriebe betraut. Trotz des sich schon zeigenden schweren Leidens hat er sich an diese Aufgabe mit dem ihm eigenen Elan herangemacht und sie im wahrsten Sinne des Wortes bis zum letzten Atemzug durchgeführt. Voll tiefer Trauer stehen alle, die ihn kannten, an seiner Bahre.

Nobelpreis für Physik

In Anerkennung ihrer Verdienste um die Forschung und Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleiter-Physik wurde der diesjährige Nobelpreis für Physik den amerikanischen Physikern Bardeen, Brattain und Shockley verliehen.

Bestimmungen im Flugfunkdienst

Im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen (Jhrg. 1956, Nr. 11), vom 24. 10. 1956) sind neue „Bestimmungen im Flugfunkdienst“ abgedruckt, und zwar „Vorläufige Vereinbarung zwischen dem Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen und dem Bundesminister für Verkehr über die Baumusterprüfung von Flugfunkanlagen und Genehmigung von Boden- und Luftfunkstellen vom 20. September 1956“ sowie „Richtlinien für die Prüfung und Zulassung von Flugsicherungsausrüstungen der Luftfahrzeuge“.

Vorträge des Elektrotechnischen Vereins Berlin e. V.

Aus dem Vortragsprogramm des Elektrotechnischen Vereins Berlin e. V. für das Wintersemester 1956/57 sei (auszugsweise) auf nachstehende Vorträge hingewiesen:

13. 12. 1956, Prof. Dr. J. Böhm, Berlin: Wege zur Nutzbarmachung der Sonnenenergie (Im Anschluß: Mitgliederversammlung)
10. 1. 1957, Dipl.-Ing. H.-G. Kolb, München: Einige Meßverfahren der Halbleitertechnik
14. 2. 1957, Dr. Röhrlich, Ulm: Radaranlagen im Flugdienst
28. 2. 1957, Dipl.-Ing. W. Beltriker, Mannheim: Technische Hilfsmittel der Automation
14. 3. 1957, Dipl.-Ing. H. Panzerbieter, München: Informationsverarbeitung in der Vermittlungstechnik

28. 3. 1957, Dr.-Ing. H. P. Gräve, Helligenhäuser (Düsseldorf): Elektronische Messung nichtelektrischer Größen

9. 5. 1957, Dipl.-Phys. W. Böhm, Karlsruhe: Prüfen und Messen mit Ultraschall

23. 5. 1957, Dipl.-Ing. E. Schillmann, Berlin: Der Hallgenerator, ein neuartiges Bauelement der Elektrotechnik

Die Vorträge finden jeweils um 18.15 Uhr im Hörsaal EB 301 der Technischen Universität, Berlin-Charlottenburg statt. Gastkarten können nur in begrenztem Umfang von der Geschäftsstelle des Elektrotechnischen Vereins (Berlin-Charlottenburg, Bismarckstraße 33) abgegeben werden.

In Gemeinschaft mit dem Außeninstitut der Technischen Universität, Berlin-Charlottenburg, wird ferner eine Vortragsreihe „Mikrowellen-Technik“ veranstaltet, und zwar jeweils dienstags, 18 Uhr, im Hörsaal H 3010 am 8. 1., 15. 1., 22. 1., 29. 1., 5. 2., 12. 2., 19. 2. und 26. 2. 1957.

Ferner hat der Elektrotechnische Verein jetzt acht „Jungingenieur-Arbeitsgemeinschaften 1956/57“ eingerichtet.

10 Jahre Opta Spezial

Am 12. November 1956 bestand die von Herrn Direktor Schulze geleitete Opta-Spezial GmbH in Düsseldorf-Heerdt (eine Tochtergesellschaft von Loewe Opta) zehn Jahre.

Bochumer Fernsehwerk von Graetz nimmt Fertigung auf

Am 19. November 1956 wird die Graetz KG offiziell das Bochumer Werk mit einer Pressebeteiligung der Öffentlichkeit vorstellen. In diesem Werk werden ausschließlich Fernsehempfänger gefertigt.

Nordmende baut neue Werkshalle

In Bremen-Hemelingen hat Nordmende mit dem Bau einer 12 000 m² großen Werkshalle begonnen. In der Fernsehempfänger hergestellt werden sollen. Die Ausmaße der Halle sind 200x60 m bei 9 m Höhe. Die neue Halle soll im Mai 1957 in Betrieb genommen werden.

Landshuter Lorenz-Werk

Der durch einen Großbrand im Mai d. J. zerstörte Gebäudeteil des Lorenz-Werkes in Landshut ist inzwischen wiederhergestellt worden. Auf die wiederaufgebaute Etage des Frontgebäudes wurde dabei ein seit langem geplantes zweites Stockwerk aufgesetzt; dadurch und durch Nebenbauten ist ein Raumzuwachs von 750 m² entstanden.

Ela-Tip

„Ela-Tip“ ist der Titel einer neuen, in regelmäßigen Abständen erscheinenden Schriftenreihe von Teilsunken. Die Schriften sollen laufend über allgemein interessante elektroakustische Probleme berichten. Das erste Heft enthält vor allem die Beiträge „Die Anwendung des Dynamikbegrenzers Ela V 103“, „Wandelnbau von Lautsprechern“ und „Wie weit reicht die menschliche Stimme im Raum“ (siehe auch FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 9, S. 252).

E 88 CC

Die Röhre E 88 CC wurde jetzt auch in das Fertigungsprogramm der C. Lorenz AG aufgenommen. Diese in Spangitter-Technik gebaute Röhre wird insbesondere auch für die Eingangsstufe von Fernsehempfängern benutzt.

Elektrometerröhre 4067

Eine preiswerte, neue Elektrometerpentode 4067 der Valvo GmbH ist für Fülle geeignet, bei denen die Ansprüche an den Gitterstrom nicht extrem hoch sind. Sie liefert einen Gitterstrom von weniger als 10⁻¹⁰ A und reicht deshalb z. B. für elektrometrische pH-Messungen und andere spezielle

Aufgaben völlig aus. Ebenso wie die bekannten Elektrometerröhren 4065 und 4066 die aber einen Gitterstrom von 10⁻¹⁰ bis 10⁻¹⁵ A erreichen, ist sie in Subminiaturtechnik ausgeführt. Der Kaltwiderstand zwischen Gitter 1 und den übrigen Elektroden ist durch eine äußere Behandlung des Röhrenkolbens stets größer als 10¹⁴ Ohm.

Relaisröhre Z 804 U

Die neue Kaltkathoden-Relaisröhre Z 804 U der Valvo GmbH ist in moderner Molybdän-Technik ausgeführt. Sie eignet sich u. a. für Schaltanordnungen, die durch Fotozellen gesteuert werden, für Netz-Kommandoanlagen und viele andere Schaltaufgaben, bei denen nur geringe Steuerleistungen zur Verfügung stehen oder die Steuerungsspannung nicht mit der Anodenspannung in Phase ist. Es ist ein direkter Betrieb der Röhre am 220-Volt-Netz möglich; die Dauerbelastung kann bis zu 40 mA Gleichstrom betragen. Die Charakteristik der Z 804 U ist bei engen Toleranzen unabhängig vom Lichteinfall; ihre Sockelstifte sind vergoldet.

Magnetrons 2 J 51, 4 J 52 und 5 J 26 für Funkmeßtechnik

Über die neuen Impulsmagnetrons der Valvo GmbH sind bisher nachstehende Kurzzangaben bekannt.

2 J 51: Abstimmbares Magnetron mit Druckluftkühlung für den Frequenzbereich von 8500 bis 9600 MHz, Impulsleistung min. 45 kW bei einer Impulsdauer von 1 µs; Magnetron und Magnet bilden eine Baueinheit.

4 J 52: Magnetron mit Druckluftkühlung für eine feste Frequenz im Bereich von 9345 bis 9405 MHz, Impulsleistung 80 kW bei Impulsdauern von 0,3 bzw. 5 µs; Magnetron und Magnet bilden eine Baueinheit.

5 J 26: Abstimmbares Großleistungs-Magnetron für den Frequenzbereich von 1220 bis 1350 MHz, Impulsleistung 600 kW bei einer Impulsdauer von 1 µs.

Goldene Serie für Musik-Helmsystem

Eine Zusammenstellung von hochwertigen Geräten Abtastsystemen (Frequenzbereich 20 ... 30 000 Hz) und Vorverstärker-Entzerrern bringt die ELAC unter der Bezeichnung „Goldene Serie“ heraus; sie ist auch besonders für den Hi-Fi-Freund zum Aufbau eines Musik-Helmsystems geeignet.

Motorola Autoempfänger

Einen Autoempfänger mit interessanter Schaltung brachte die amerikanische Firma Motorola auf den Markt. Es handelt sich um ein Gerät mit gemischter Röhren- und Transistorbestückung, das alle Betriebsspannungen direkt — ohne Zerkacker oder Gleichstromwandler — der 12-V-Autobatterie entnimmt. Man hat Röhren benutzt, die mit nur 12 V Anodenspannung arbeiten. Die HF-Vorstufe und die ZF-Stufe enthalten je eine 12 AC 6, die Mischstufe eine 12 AD 6, und als Demodulator und erste NF-Stufe findet eine 12 F 8 Verwendung. Da der Aussteuerungsbereich wegen der niedrigen Anodenspannung klein ist, muß eine besonders wirksame Regelung zum Vermelden von Überssteuerungen vorhanden sein. Interessant ist, daß die HF-Vorstufe beim Überschreiten einer bestimmten Schwundregelspannung praktisch gesperrt wird, so daß die Übertragung der Antennenspannung auf das Gitter der Mischröhre dann nur noch über die Röhrenkapazitäten der 12 AC 6 erfolgt. Da sich mit Röhren für eine Anodenspannung von 12 V nicht die für den Betrieb des Lautsprechers notwendige Ausgangsleistung erreichen läßt, bedient man sich in der Endstufe eines Leistungstransistors 2 N 176 oder 2 N 178 in Kollektor-Basischaltung, der über eine dem Pentodensystem der 12 F 8 nachgeschaltete Treiberstufe mit der Raumdeglitterröhre 12 K 5 in Transformatorkopplung angesteuert wird.

Vereinfachte transformatorlose Gegentaktschaltung

DK 621.396.62:621.375.127

Bereits im Mai dieses Jahres erschien an dieser Stelle eine Arbeit [1] über die transformatorlose Gegentaktschaltung¹⁾, in der das Prinzip erläutert und an Hand eines Beispiels die erreichbaren Verbesserungen aufgezeigt wurden. Inzwischen ist auf dem Markt die für diese Schaltung entwickelte Valvo-Röhre EL 86 erschienen [2], die die Verstärkereigenschaften der bisher benutzten UL 84 mit einer 6,3-V-Heizung und erhöhter Spannungsfestigkeit zwischen Faden und Katode vereinigt, so daß bis zu einer Betriebsspannung von 300 V alle Röhren in üblicher Weise gemeinsam mit Heizstrom versorgt werden können.

Trotzdem bleibt die Schaltung der ersten Arbeit noch recht aufwendig, so daß sie, genau wie die übliche Gegentaktschaltung, nur Spitzengeräten und Hi-Fi-Verstärkern vorbehalten bleiben dürfte. Nachstehend werden nun verschiedene Wege zur Vereinfachung der Grundschaltung angegeben, eine danach aufgebaute Endstufe durchgemessen und die Ergebnisse mit den Werten einer Eintaktstufe verglichen. Dabei ergibt sich eine beträchtliche Verbesserung der Eigenschaften bei geringem Mehraufwand, so daß auch den bisher mit Eintaktstufen ausgerüsteten Mittelklassengeräten die Vorteile der neuen Schaltung zugänglich gemacht werden. Außer der größeren Bandbreite liefert sie fast die doppelte Leistung bei gleichen Verzerrungen.

1. Ersatz der Phasenumkehrstufe

Der wirkungsvollste Weg, die in der ersten Arbeit beschriebene Verstärkerschaltung (in Abb. 1 noch einmal dargestellt) zu vereinfachen, besteht in der Einsparung einer Röhre. Hierzu bietet sich die Phasenumkehrstufe an, da sie nicht zur Verstärkung beiträgt. Das Prinzip der Ersatzschaltung (Abb. 2) besteht in einer direkten Steuerung der unteren Endröhre R₀ 2, während die für die obere Röhre R₀ 1 benötigte gegenphasige Steuerspannung von einem Widerstand im Anodenkreis der direkt gesteuerten Röhre abgenommen wird.

Dieses Prinzip ist bereits seit längerem bekannt und wurde gelegentlich auch bei der normalen Gegentaktschaltung angewandt, konnte sich jedoch wegen verschiedener Nachteile dort nicht durchsetzen. Dabei fiel am stärksten ins Gewicht, daß durch die Serienschaltung des Steuerwiderstandes mit den Blindwiderständen des Ausgangsübertragers (Abb. 3) die beiden Steuerspannungen der Endröhre an den Grenzen des Übertragungsbereiches nicht exakt gegenphasig sind. Dadurch heben sich die Grundwellenströme teilweise auf, während die erwünschte Kompensation der geradzahligen Harmonischen phasenmäßig verhindert wird (der Einfluß der Amplitude wird später geschildert). Sollen

diese Einflüsse klein gehalten werden, dann wiegt die Verteuerung des Ausgangsübertragers den Gewinn durch die Einsparung der Umkehrstufe auf. Diese Schwierigkeit tritt bei der eisenlosen Endstufe kaum auf, notfalls läßt sich für höchste Frequenzen die Lautsprecherinduktivität durch eine Kapazität kompensieren. Mit den weiteren Nachteilen muß sich jedoch auch die neue Schaltung auseinandersetzen: Da ist zunächst die Forderung nach A-Betrieb mindestens der direkt gesteuerten R₀ 2, weil ihr Anodenstrom nicht über den unteren Knick gesteuert werden darf, da dann auch die Steuerspannung der oberen Röhre ausfällt. Damit verbietet sich der sonst bei Endstufen übliche AB-Betrieb, der für die Verstärker der niedrigen Leistungsklasse die größte Wirtschaftlichkeit bei geringen Verzerrungen ergibt. Bei der hier geschilderten eisenlosen Endstufe tritt allerdings beim Übergang vom AB- zum A-Betrieb keine Leistungseinbuße auf, weil bei der niedrigen Anodenspannung je Röhre deren Anstieg durch den kleineren Spannungsabfall am Katodenwiderstand bei A-Betrieb sogar eine geringe Steigerung der Ausgangsleistung bewirkt.

Eine weitere Schwierigkeit liegt in dem Anwachsen der geradzahligen Harmonischen bei dieser Schaltungsart, bedingt durch deren Amplitudenverhältnisse in den Anodenströmen. Zum besseren Verständnis wurde die Kurvenform für verschiedene Punkte der Schaltung in Abb. 4a wiedergegeben, wobei die Größe der Oberwellen übertrieben dargestellt ist. Während sich bei einem üblichen Gegentaktverstärker und richtiger Einstellung der Arbeitspunkte die geradzahligen Harmonischen im Ausgang aufheben, kann dies bei der angeführten Schaltung nicht ohne weiteres eintreten, weil die beiden Röhren steuerungsmäßig in Serie liegen, so daß R₀ 1 bereits mit den in R₀ 2 erzeugten Verzerrungen angesteuert wird. Die erste Zeile zeigt die vom Vorverstärker gelieferte Steuerspannung U_{e2} von R₀ 2, die in dieser den Anodenstrom I_{a2} erzeugt, der sich aus dem Grundwellenanteil I'_{a2} und (als Folge der gekrümmten Arbeitskennlinie) der zweiten Harmonischen I''_{a2} zusammensetzt. Die Oberwellen höherer Ordnungszahlen seien hier vernachlässigt. Die aus diesem Strom gewonnene Steuerspannung U_{e1} für die obere Röhre hat die gleiche Kurvenform, enthält also auch schon die zweite Harmonische. Entsprechend setzt sich der von ihr

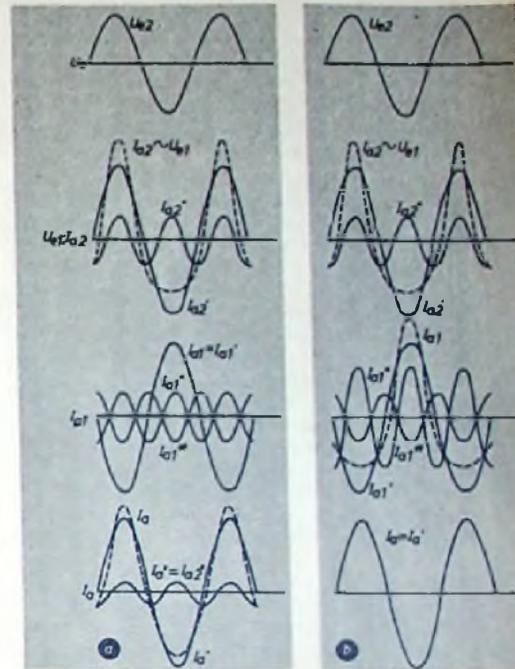


Abb. 4. Verteilung der geradzahligen Harmonischen in den Anodenströmen

in R₀ 1 erzeugte Anodenstrom I_{a1} aus den Anteilen I'_{a1} (Grundwelle), I''_{a1} (zweite Harmonische aus der Steuerspannung) und I'''_{a1} (zweite Harmonische aus der Kennlinienkrümmung) zusammen. Die beiden Oberwellen heben sich auf, so daß der Anodenstrom von R₀ 1 keine geradzahligen Harmonischen mehr enthält. Damit entfällt die Kompensationsmöglichkeit dieser Oberwellen in der Ausgangsspannung; in dem durch den Lastwiderstand fließenden Ausgangsstrom I_a ist immer noch der aus R₀ 2 stammende Anteil I'_{a2} enthalten.

Hieraus ergibt sich die grundsätzliche Möglichkeit der Abhilfe: Man muß R₀ 1 so wählen oder einstellen, daß der aus ihrer Kennlinienkrümmung erzeugte Oberwellenanteil I''_{a1} (Zeile 3 in Abb. 4a) den aus der Steuerspannung entstehenden Beitrag I'_{a1} überwiegt, so daß keine Kompensation dieser beiden Stromanteile in I_{a1} eintreten kann. Diese Möglichkeit ist in Abb. 4b in gleicher Weise dargestellt. U_{e2} , I_{a2} und U_{e1} entsprechen Abb. 4a, aber R₀ 1 erzeugt einen doppelt so großen Anteil I''_{a1} als I'_{a1} , so daß nach Subtraktion dieser beiden Stromanteile I''_{a1} mit halber Amplitude übrigbleibt. Damit haben die beiden Anodenströme I_{a1} und I_{a2} die gleiche Kurvenform, die Grundwellen addieren sich aus, so daß der Ausgangsstrom I_a wie beim üblichen Gegentaktverstärker oberwellenfrei erscheint.

In der Praxis gibt es verschiedene Möglichkeiten, in R₀ 1 den erwünschten Verzerrungsanstieg zu erzeugen:

1. R₀ 1 wird weiter angesteuert als R₀ 2. Dabei wird sie allerdings auch eher übersteuert, und die maximal erreichbare Leistung sinkt.
2. R₀ 2 wird durch einen nicht überbrückten Katodenwiderstand so stark stromgegekoppelt, daß ihre Verzerrungen auf die Hälfte zurückgehen. Dabei steigen jedoch der Steuer-

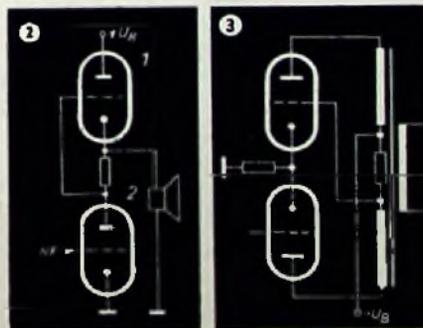
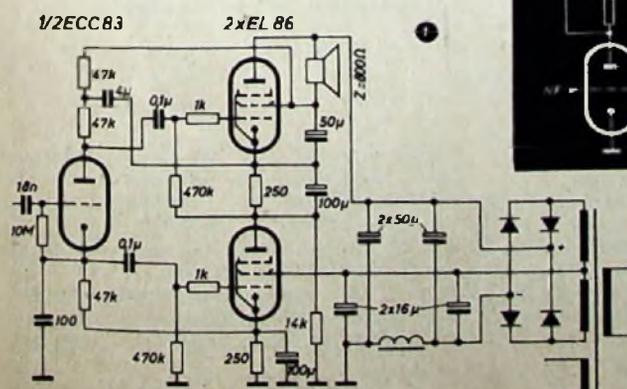


Abb. 1. Eisenlose Gegentaktendstufe mit Phasenumkehrstufe und Netzteil. Abb. 2. Prinzip der Phasenumkehr in der Endstufe. Abb. 3. Phasenumkehr in Gegentaktendstufe mit Ausgangsübertrager

¹⁾ Schrifttumangaben im nächsten Heft



spannungsbedarf und der Innenwiderstand dieser Röhre, was nicht nur für die Lautsprecherdämpfung, sondern auch für die Größe der ungeradzahigen Harmonischen nachteilig ist.

3. Der Arbeitspunkt von $Rö 1$ wird in ein Gebiet stärkerer Kennlinienkrümmung, also in Richtung AB-Betrieb, verschoben (die oben aufgestellte Forderung nach A-Betrieb war ja nur für die direkt gesteuerte $Rö 2$ begründet). Eine exakte Kompensation ist allerdings nur bei einer ganz bestimmten, aber frei wählbaren Aussteuerung möglich.

Für den praktischen Gebrauch wurde die dritte Möglichkeit gewählt, da sie noch einen weiteren Vorteil bietet. Verschiebt man nämlich den Arbeitspunkt von $Rö 1$ zu negativen Gitterspannungen, dann sinkt auch ihr Katodenstrom, und man kann auf den Gleichstromnebenwiderstand (Abb. 1) zum Ausgleich des Schirmgitterstromes von $Rö 2$ verzichten. Da, wie oben erwähnt, eine exakte Kompensation nur bei bestimmter Aussteuerung möglich ist, wurde in einer Voruntersuchung geklärt, wie der Verzerrungsverlauf in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei verschiedenen Kompensationspunkten (also verschiedenen Leistungen, an denen auf Verzerrungsminimum eingestellt wurde) aussieht. Dabei ergab sich, daß die Verzerrungen bei großer Aussteuerung nur wenig von der Wahl des Kompensationspunktes beeinflusst werden, während sie bei geringen Ausgangsleistungen in erheblichem Maße hiervon abhängen. Der Arbeitspunkt von $Rö 1$ wurde deshalb mit dem Steuerwiderstand (Abb. 2) auf geringste Verzerrungen bei kleinem Signal eingestellt. Dabei muß man beachten, daß dieser Widerstand einen doppelten Zweck erfüllt, denn er dient nicht nur wechsellspannungsmäßig zur Erzeugung der Steuerspannung, sondern auch gleichspannungsmäßig zum Einstellen des Arbeitspunktes. Wollte man beide Funktionen exakt trennen so benötigte man zusätzlich mindestens einen Koppelkondensator und einen Gitterableitwiderstand, ist damit aber dann freizügig bei der Einstellung der beiden Bedingungen im Rahmen der angestrebten Vereinfachung wurde hier auf diese Möglichkeit verzichtet und eine Einstellung gesucht, bei der nur ein Widerstand beide Funktionen zufriedenstellend erfüllt. Es wurde dabei nicht streng darauf geachtet, daß die beiden Steuerspannungen der Endröhre gleich sind, sondern nur, daß sich die geradzahigen Oberwellen aufheben. Mit anderen Worten: Auch die oben erwähnte Möglichkeit 1 der verschiedenen großen Aussteuerung kann etwas zur Kompensation beitragen, solange die Ausgangsleistung unbeeinflusst bleibt.

2. Vereinfachung der Schirmgitterspeisung

Betrachtet man den nach dem Fortfall der Umkehrstufe verbleibenden Rest der Schaltung nach Abb. 1, dann fällt es auf, daß ein erheblicher Anteil der Schaltelemente nur der Gleichstromversorgung der beiden Schirmgitter dient. Es scheint also aussichtsreich, auch hier einige Anstrengungen zur Vereinfachung zu machen. Dabei wäre es naheliegend, auf die getrennte Schirmgitterspeisung überhaupt zu verzichten und beide Röhren als Triode zu schalten, wobei jedoch die maximale Ausgangsleistung sehr stark zurückgeht, wie schon von der normalen Gegentakttschaltung bekannt ist und sich auch aus den Röhren-Handbüchern entnehmen läßt. Diese Möglichkeit stellt also keine wirkliche Vereinfachung dar. Schaltet man nur eine Röhre als Triode, wie es in den *Phillips*-Geräten des Vorjahres der Fall war, dann durchbricht man damit das Gegentaktprinzip. Eine solche Schaltung wäre damit nach der in der ersten Arbeit dargestellten Ableitung aus der klassischen Gegentakttschaltung nicht denkbar. Sie läßt sich jedoch unschwer aus einer anderen bekannten Schaltung entwickeln, die gelegentlich zur

Verbesserung der Wiedergabe von Eintaktstufen angewandt wird. Bei ihr wird gemäß Abb. 5 einer starken Endröhre der Gleichstrom über eine Niederfrequenzdrossel zugeführt, so daß der Ausgangsübertrager gleichstromfrei angekoppelt werden kann. Da so eine magnetische Sättigung des Übertragers durch den Anodenstrom vermieden wird, kann man die Endröhre überdimensionieren, um ihre Verzerrungen niedrig zu halten. Die verwendete Drossel soll bei niedrigem Gleichstromwiderstand einen großen Wechselstromwiderstand haben. Dabei spielt es keine Rolle, daß dieser außerdem induktiv ist. Grundsätz-

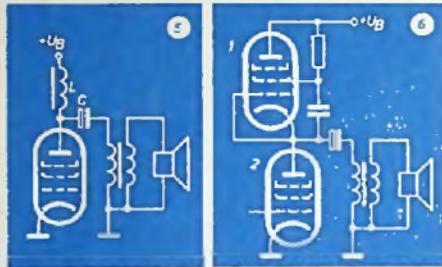


Abb. 5. Eintaktstufe mit Drosselkopplung. Abb. 6. Ersatz der Anodendrossel in der Abb. 5 durch eine Pentode ohne Steuerspannung.

lich kann also die gleiche Funktion auch von einer Röhre übernommen werden (z. B. von einer Pentode), deren Wechselstromwiderstand ebenfalls höher ist als der Gleichstromwiderstand. Eine solche Schaltung zeigt alle Eigenschaften der üblichen Eintakttschaltung und erfordert ebenfalls eine hochohmige Ausgangslast (Abb. 6). Der Wechselstromwiderstand einer solchen Röhre ($Rö 1$ in Abb. 6) wird durch das Verhältnis von Anodenwechselspannung (von $Rö 2$ an der Last erzeugt) zum Anodenwechselstrom definiert. Fügt man zwischen Gitter und Katode von $Rö 1$ eine der Eingangsspannung von $Rö 2$ proportionale Steuerspannung ein, dann ändert sich der Anodenwechselstrom der Röhre bei gleicher Wechselspannung, folglich auch der wirksame Wechselstromwiderstand der Röhre. Man kann auf

Beschränkt man sich bei der Beurteilung einer solchen Schaltung mit verschiedenen Röhren auf die erreichbare Ausgangsleistung, dann kommt man auf Hand idealisierter Kennlinienfelder aus. In Abb. 7 ist links eine Pentode, rechts eine Triode dargestellt. Dabei bleibt zunächst noch offen, ob die Triode als $Rö 1$ oder $Rö 2$ eingesetzt ist. Die eingetragenen Arbeitspunkte A_P und A_T ergeben sich aus dem gleichen Anodenruhestrom (wegen der Serienschaltung der beiden Röhren, wobei für diese Betrachtung der Schirmgitterstrom vernachlässigt wird) und der zunächst gleich angenommenen Aufteilung der Anodengleichspannung. Jede Röhre speist ihren Anteil des Anodenwechselstromes in den gemeinsamen Lastwiderstand R_L . Will man in die Kennlinienfelder die Arbeitskennlinien eintragen, dann kann man sich diesen Widerstand in zwei parallelgeschaltete aufgeteilt vorstellen, von denen jeder einer Röhre zugeordnet ist. Das Verhältnis dieser beiden Widerstände ist den Anodenwechselströmen der beiden Röhren umgekehrt proportional, da beide zwangsläufig mit gleicher Wechselspannung betrieben werden. Wie bereits oben bei der Ableitung dieser Schaltung beschrieben läßt sich das Verhältnis der Wechselströme durch Ändern des Steuerspannungsverhältnisses einstellen.

Betrachten wir zunächst den Fall gleicher Anodenwechselströme, also gleicher Aufteilung des Lastwiderstandes. Dies bedeutet keineswegs auch gleiche Steuerspannungen, wie Abb. 7 zeigt, hier sind Steilheit und Durchgriff maßgebend die sich bei Trioden- und Pentodenschaltung unterscheiden. Es arbeitet jede Röhre für sich auf einen Widerstand $2 R_L$, deren Widerstandsgeraden in Abb. 7 ausgezogen dargestellt sind. Die größte mögliche Anodenspannungsaussteuerung wird durch die Triode bestimmt, gilt jedoch wegen der wechsellspannungsmäßigen Parallelschaltung auch für die Pentode. Es zeigt sich, daß bei dieser Einstellung die Pentode nur zu einem geringen Teil angesteuert werden kann und daß auch bei der Triode ein großer Anteil u_G der Anodengleichspannung unausgenutzt bleibt. Die Ausgangsleistung ergibt sich an-

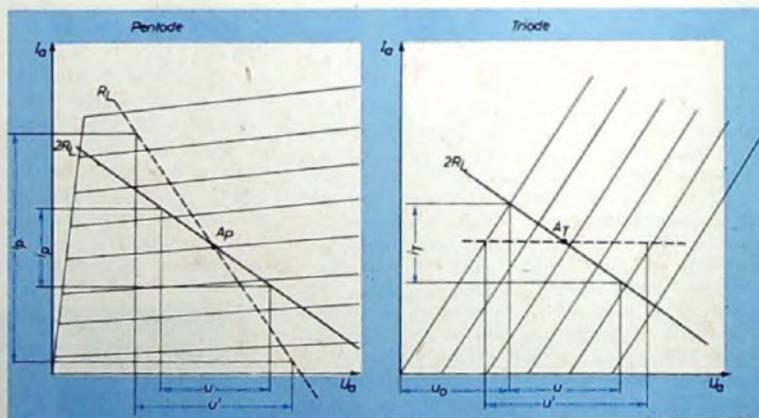


Abb. 7. Arbeitskennlinien im idealisierten Pentoden- und Triodenkennlinienfeld.

diese Weise durch passende Wahl der Steuerspannung unschwer einen unendlich großen Wechselstromwiderstand vortäuschen und ihn darüber hinaus sogar negativ machen, die Röhre also als Generator parallel mit der ursprünglich speisenden $Rö 2$ arbeiten lassen. Greift man die benötigte Steuerspannung an einem Widerstand im Anodenkreis von $Rö 2$ ab, dann entsteht dadurch die in Abb. 2 dargestellte Prinzipschaltung, ohne daß man auf das Gegentaktprinzip und die damit verbundene Verwendung gleicher Röhren zurückgreifen müßte. In diesem Zusammenhang sei auf eine Arbeit [3] von V. S. Cooper hingewiesen, in der eine ganze Reihe ähnlicher Schaltungen zusammengestellt ist.

näherungsweise aus der Beziehung

$$N_L = N_{LP} + N_{LT} = \frac{1}{8} \cdot u \cdot i_p + \frac{1}{8} \cdot u \cdot i_T$$

$$= \frac{1}{8} \cdot u \cdot (i_p + i_T)$$

Vergrößert man den Arbeitswiderstand der Triode und verringert gleichzeitig den der Pentode so, daß ihre Parallelschaltung als Gesamtwiderstand R_L erhalten bleibt, dann erreicht man schließlich als Sonderfall für die Triode den Arbeitswiderstand ∞ und für die Pentode R_L (gestrichelte Arbeitskennlinie). Die mögliche Spannungsaussteuerung steigt dadurch auf u' . Dafür trägt die Triode nicht

mehr zur Ausgangsleistung bei, denn ihr Wechselstrom i_T ist Null, obgleich sie immer noch — wie bei der Herleitung der Schaltung beschrieben — eine Steuerspannung benötigt. Trotzdem wird die Gesamtleistung größer, und zwar durch das Anwachsen der Pentodenanteile u auf u' und i_p auf i'_p . Eine weitere Leistungssteigerung durch Aussteuerung der Triode in den Gitterstrombereich ist wegen des sinkenden Eingangswiderstandes nicht zu empfehlen, weil selbst bei niedrigem Quellwiderstand, wie ihn der Steuerwiderstand im Anodenkreis der unteren Röhre darstellt, erhebliche Verzerrungen auftreten.

Die gleichen Überlegungen lassen sich auch für andere Aufteilungen der Anodengleichspannung durchführen; die Arbeitspunkte A_p und A_T verschieben sich dann gegenseitig in Richtung der Spannungsachsen so, daß die Summe der beiden Gleichspannungen konstant bleibt.

Die Ergebnisse unterscheiden sich dabei jedoch nur wenig, denn die größte Ausgangsleistung wird stets dann erreicht, wenn die Triode wenig oder nichts zur Leistung beiträgt. Unter dieser Voraussetzung entspricht die Einstellung dem Eintakt-A-Betrieb. Die Arbeitsbedingungen sind jedoch recht ungünstig, denn man braucht weiterhin einen hochohmigen Außenwiderstand und verschenkt außerdem einen erheblichen Teil der Anodengleichspannung ohne Nutzen an die Triode. Eine solche Schaltung kann daher theoretisch nicht einmal die Eigenschaften des Eintakt-A-Betriebes erreichen, obwohl der Aufwand etwa gleich ist.

Diese Überlegungen wurden durch die Messung bestätigt. Eine Versuchsschaltung mit

fachung sprechen kann. Eine Überlegenheit dieser Schaltung gegenüber Eintaktstufen ist jedenfalls nicht eindeutig erkennbar.

Man muß also die getrennte Schirmgitterspeisung beibehalten, kann sie aber nach einem holländischen Vorschlag dadurch vereinfachen, daß man jedes Schirmgitter über einen Widerstand von der zugehörigen Anode aus speist. Diese Schaltung ist bei den Daten der Röhre EL 86 in den Valvo-Röhrenhandbüchern angegeben und in Abb. 8 dargestellt. Sie soll hier nicht näher behandelt werden.

J. KRÄMER

Gedruckte Schaltungen nach dem Ätzverfahren

DK 621.396.061:76

Aus der großen Zahl der verschiedenen Methoden der Herstellung gedruckter Schaltungen¹⁾ hat sich das Ätzverfahren bewährt, bei dem als Ausgangsmaterial eine Isolierstoffplatte verwendet wird, die mit einer Metallfolie bedeckt ist. Isolierstoffplatte und Metallfolie sind durch eine Kunstharzschicht innig miteinander verbunden.

1. Ätzverfahren

Für die Verarbeitung dieses Grundmaterials verwendet man im wesentlichen drei unterschiedliche Verfahren (Abb. 1).

1.1 Das Positivdruckverfahren

Leitwege, Lötösen und sonstige Schaltelemente werden mit einer ätzfesten Farbe auf die Platte aufgedruckt. Nach Abtrocknen der Farbe wird in einem Ätzbad alles nicht von Farbe bedeckte Kupfer abgeätzt, so daß nur die von der Farbe geschützten Teile übrigbleiben.

1.2 Das Negativdruck- oder Plattierverfahren

Mit einer ebenfalls säurefesten Farbe wird das Negativ des Leitungsmusters auf die Platte gedruckt. Nach Trocknen der Farbe werden die freiliegenden Teile im galvanischen Bad mit einem Metallüberzug versehen, der bei nachfolgendem Ätzen dem Angriff des Ätzmittels widersteht. Wird also nach dem Plattieren die Farbe abgewaschen und die Platte dem Ätzmittel ausgesetzt, dann bleiben die gewünschten Leitungsstücke stehen und sind bereits mit einer galvanisch erzeugten Metallschicht bedeckt.

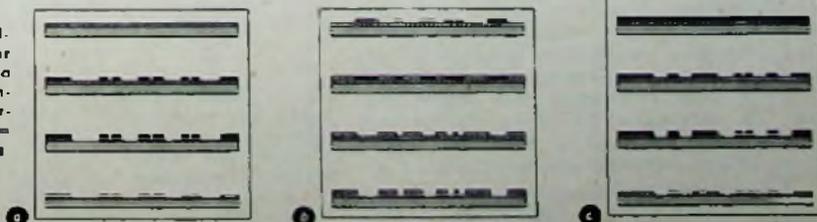
1.3 Das fotochemische Verfahren

Bei diesem Verfahren wird das Ausgangsmaterial mit einer lichtempfindlichen Schicht überzogen. Auf die Schichtseite wird das Negativ des Verdrahtungsmusters dann fotografisch projiziert, wobei die Schicht an den belichteten Stellen gehärtet wird. Im nachfolgenden Entwicklungsprozeß lassen sich die nichtbe-

¹⁾ s. a. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 12, S. 338 bis 340 und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 11, S. 389—392

□ = Isolierplatte ▨ = Kupferauflage ■ = Plattierung ätzfest ■ = Farbschicht oder Fotoschicht

Abb. 1. Herstellung gedruckter Schaltungen; a = Druckverfahren, b = Plattierverfahren, c = fotochemisches Verfahren



da sich die erforderlichen Angaben den Rohrenhandbüchern entnehmen lassen.

Nachdem nun die verschiedenen Möglichkeiten bei der Vereinfachung der Schirmgitterspeisung beschrieben wurden, muß man wohl oder übel zugeben, daß sich mit den bisherigen Erfahrungen nur die ursprüngliche Speisungsart der Schirmgitter zur Erzeugung der vollen Leistung eignet. Immerhin dürfte es für den an eigenen Versuchen interessierten Leser auch wissenswert sein, wo und warum die Versuche abgebrochen wurden. (Wird fortgesetzt)

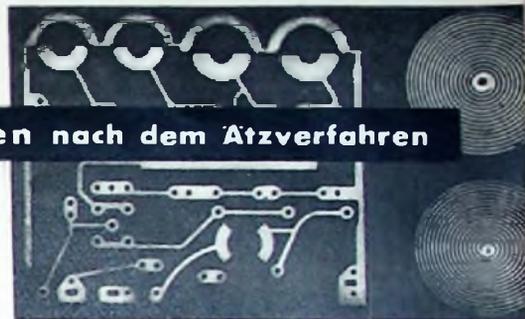


Abb. 2. Ansicht einer gedruckten Schaltung nach dem Ätzverfahren (Fuba H. Kalbe & Co)

lichteten Stellen herauslösen, so daß nur noch das gewünschte Muster von der gehärteten Schicht bedeckt ist. Bei dem darauffolgenden Ätzen werden alle freiliegenden Kupferflächen abgeätzt, und das Muster bleibt übrig.

Für die unter 1.1 und 1.2 erwähnten Methoden ist grundsätzlich jedes Druckverfahren geeignet, das auf einer Kupferfläche einen dichten und porenfreien Farbauftrag herzustellen gestattet. Allerdings erfordern die meisten ätzfesten Farben sehr reichliche Deckung. Im Flachdruckverfahren ist es kaum möglich, die gewünschte Farbschichtdicke in einem Druckgang aufzutragen.

Oft wird dann der noch frische Druck mit Asphaltpulver eingestäubt und anschließend bei etwa 80° C in eine dichte, ausgezeichnete ätzfeste Schicht verwandelt. Das Standardverfahren für den Auftrag dicker Farbschichten stellt jedoch das Sieb-Druckverfahren dar. Man verwendet dazu ein auf einen Rahmen trommelhart gespanntes Sieb aus Nylon, Perlon, Bronze oder Stahl mit sehr feinen Maschen. Zur Herrichtung des Siebes wird dieses (ähnlich wie die zu ätzende Platte im fotochemischen Verfahren) mit einer Schicht versehen, die bei der nachfolgenden Belichtung an den belichteten Stellen aushärtet, während sich alle unbelichteten Partien im Entwicklungsgang herauslösen. Man belichtet das Sieb mit einem Positiv des gewünschten Musters und erhält dann an allen Stellen, die drucken sollen, offene Maschen. Mit einem „Rakel“ genannten, linealartigen Werkzeug wird darauf die Farbe durch die offenen Stellen des Siebes hindurch auf die darunter befindliche zu bedruckende Platte gedrückt. Bei geeigneter Auswahl von Siebmaterial, Maschenweite, Farbe und Konsistenz lassen sich saubere und feine Konturen erreichen. Das vorstehend kurz geschilderte neue Verfahren „Gedruckte Schaltungen“ läßt sich na-

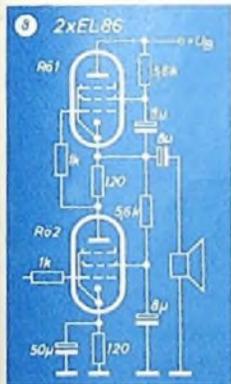


Abb. 8. Schirmgitterspeisung über Vorwiderstände von den zugehörigen Anoden der Röhren

zwei Röhren EL 86 und 300 V Anodenbetriebsspannung lieferte bei optimaler Einstellung etwa 3 W Ausgangsleistung, gleichgültig, ob die obere oder untere Röhre als Triode betrieben wurde. Dies ist nur auf die Höhe der Verzerrungen von Einfluß. Wird nämlich die untere Röhre (Rö 2) als Triode betrieben, dann ergibt sich ein Klirrfaktor von 2...3%, bei umgekehrter Schaltung steigt er auf 10...12% an. Eine Bestätigung der obigen Überlegungen, nach der Rö 1 den größeren Verzerrungsanteil liefern muß, d. h. als Pentode zu schalten ist.

Eine Leistung von 3 W mit 2...3% Klirrfaktor ist zwar gar nicht schlecht im Vergleich zur üblichen Eintaktstufen, die wegen der Übertragungsverluste etwa 4...4,5 W mit 10% Verzerrungen liefert, dafür wird aber an Schaltelementen nicht viel eingespart, weil Rö 1 nach wie vor als Pentode geschaltet werden muß und daher entweder eine Schirmgitterdrossel oder einen auf Anodenspannungspotential liegenden Lautsprecher erfordert.

Die Schaltung einer oder beider Röhren als Triode kann also nur mit einer erheblichen Leistungseinbuße erkauft werden, so daß man auch hier nicht von einer echten Vereinfachung sprechen kann.

türlich nicht einfach in die vorhandenen Konstruktionen einbauen. Um zu wirklich einwandfreien und optimal wirtschaftlichen Ergebnissen zu gelangen, ist ein erhebliches Umdenken des Entwicklers und Konstrukteurs und danach auch eine entsprechende Umbildung des Endproduktes unbedingt notwendig. Dies wird sofort verständlich, wenn man sich vergegenwärtigt, daß für die Anordnung der Einzelteile bisher ein Raum (Chassisraum) zur Verfügung stand, während jetzt diese Elemente in einer Fläche angeordnet werden müssen. Dies ist vor allen Dingen insofern bedeutsam, als sich Kreuzungen in einer Fläche nicht ohne weiteres durchführen lassen. Dieser Schwierigkeit kann man dadurch entgegengehen, daß man kleine Drahtbrücken als Kreuzungsstücke einsetzt. Man kann aber auch ein doppelt kaschirtes Ausgangsmaterial anwenden, bei dem beide Seiten der Isolierstoffplatte mit einer Kupferfolie bedeckt sind, so daß man in der Lage ist, auf beiden Seiten Leitungen zu bilden. Kreuzungen können dann hergestellt werden, indem man durch Löcher im Grundmaterial von der einen zur anderen Seite überspringt.

Die vorgenannten Methoden der Herstellung von Kreuzungen sind in den meisten Fällen jedoch recht unwirtschaftlich. Im 1. Fall ist eine Vielzahl von Drahtbrücken zuzuschneiden, abzubiegen und abzuisolieren und danach natürlich einzeln einzusetzen. Im 2. Fall der Verwendung doppelt kaschierter Materials, verliert man zumindest für die Plattenseite, auf der die Schaltelemente angeordnet sind, Vorteile, die das Tauchlötverfahren bietet.

2. Verfügbares Ausgangsmaterial und seine Anwendung

Für die meisten Verwendungszwecke, insbesondere der Rundfunk- und Fernseh-Industrie, hat sich ein Kunstharzharzpapier auf Phenolbasis mit der amerikanischen Bezeichnung XXXP eingebürgert. Die elektrischen und mechanischen Materialkonstanten sind in Tab. 1 angegeben. Stärken von 1,2 und 1,6 mm werden bevorzugt. Die Kupferfolie hat im Normalfall eine Stärke von 0,035 mm, kann aber auch doppelt oder dreimal so stark geliefert werden. Sie wird sowohl auf einer Seite der Isolierstoffplatte als auch auf beiden angebracht geliefert. Heute verwenden bereits einige Firmen die üblichen Hartpapiersorten der Klassen II oder IV aus deutscher Fertigung. Die Materialstärken liegen bei 0,5, 1,0, 1,5 und 2,0 mm und für die Folien bei 0,035 mm.

3. Entwurf des Schaltungsmusters und Grenzwerte der Fertigung

Bei dem Entwurf der Schaltung ist zu bedenken, daß die Kosten des Grundmaterials den entscheidenden Preisfaktor darstellen. Die Wirtschaftlichkeit wächst mit der je Flächeneinheit untergebrachten Leitungslänge. Es ist also wichtig zu wissen, welche geringsten Leiterbreiten und -abstände, Lötendurchmesser und Schaltelementabmessungen fertigungsmäßig zu beherrschen sind. Obgleich sich Leiterbreiten und -abstände bis hinunter zu 0,25 mm herstellen lassen, sollte man diese Grenzwerte nur in ganz besonderen Fällen benutzen und normalerweise Leiterbreiten und Leiterabstände kleiner als 0,5 mm nicht anwenden. Lötösen sollen einen Innendurchmesser haben, der etwa 25% über dem des einzuführenden Anschlußdrahtes ist. Der Außendurchmesser soll möglichst nicht kleiner als 2,5 mm sein. Das Verlöten mehrerer Drähte in einer Lötöse ist unzuverlässig; besser ist es dann, zwei miteinander verbundene Lötösen zu verwenden. Die Strombelastbarkeit der gedruckten Leitungen ist wegen ihrer günstigen Wärmeabstrahlung hoch (Abb. 3).

Auch andere Schaltelemente oder deren Teile lassen sich vorteilhaft im Druckverfahren her-

Tab. 1. Elektrische und mechanische Werte von Kunstharzharzpapier auf Phenolbasis

Verlustwinkel unter Raumverhältnissen	0,031
Verlustwinkel bei 96 Std./40° C/90% rel. Feucht.	0,033
Dielektr. Konstante unter Raumverhältnissen	4,6
Dielektr. Konstante bei 96 Std./40° C/90% rel. Feucht.	4,7
Durchschlagfestigkeit	25 kV/mm
Isolationswiderstand bei 96 Std./40° C/90% rel. Feucht.	40 000 MΩ
Verbundfestigkeit zwischen Folie und Isolierstoff	3 kg
Wasseraufnahme (1,6 mm Dicke)	0,90 %
Biegefestigkeit, längs	1470 kg/cm ²
Biegefestigkeit, quer	1190 kg/cm ²

stellen, z. B. Schalter mit kreisförmiger oder geradliniger Bewegungsrichtung in verschiedenen Ausführungen (mit erstaunlich hoher zulässiger Schalthäufigkeit). Allerdings ist hierfür eine Oberflächenbehandlung der Kupferfolie unerlässlich. Üblicherweise wird man die Schaltebenen hartverchromen oder vernickeln und danach rhodieren.

Spulen lassen sich ebenfalls drucken, allerdings sind die erreichten Induktivitäten so klein, daß man sie ohne Verwendung eines Ferritkerns erst für Frequenzen oberhalb der FS-ZF einsetzen kann. Die Tabelle II zeigt einige gemessene Werte der Induktivität und des erzielten Gütefaktors.

Auch das Eindringen von Kohleschichten zur Herstellung von Widerständen ist durchaus möglich.

So wie diese neue Technik die Entwicklung, Konstruktion und äußere Formgestaltung revolutioniert, ist es andererseits notwendig, daß die Einzelteile auch ihrerseits auf die Verwendung in der neuen Technik umgebildet werden.

Derartige Teile sind bereits auf dem deutschen Markt zu haben. Erwähnt seien Kondensatoren mit zwei stirnseitig herausgeführten Anschlüssen, Widerstände mit radial herausgeführten Anschlüssen, einlötbare Potentiometer und Einstellregler, Elkos mit Schränkklappenbefestigung, bei denen die Schränkklappen gleichzeitig Anschlußelemente sind und Röhrenfassungen, die speziell für den Einsatz in ge-

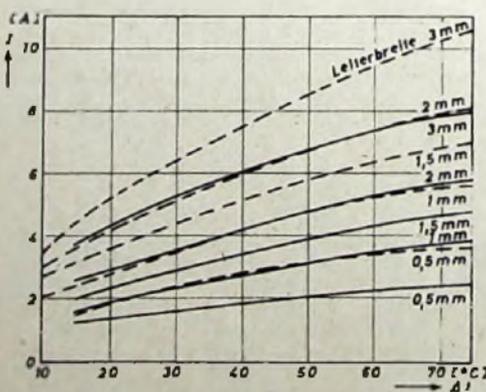


Abb. 3. Strombelastbarkeit geätzter Kupferleiter. Stärke der Isolierstoffplatte = 3 mm. Stärke des Cu-Leiters: — 0,035 mm - - - 0,070 mm

Tab. II. Gemessene Induktivitäten und Güten gedruckter Spulen (hierbei war Leiterbreite = Leiterabstand: a = 0,31 mm b = 0,25 mm

druckte Verdrahtungen konstruiert sind. Einige dieser Schaltelemente, vor allen Dingen Widerstände und Kondensatoren, bedürfen vor dem Einsetzen in die bedruckte Platte noch einer entsprechenden Zurichtung, bei der die Drahtanschlüsse in die gewünschte Form gebogen und auf die geforderte Länge geschnitten werden müssen.

4. Tauchlötung

Durch die flächenhafte Anordnung aller Lötstellen kann man eine rationelle Verbindung der Schaltelemente durch Tauchlötung vornehmen. Es ist jedoch zu berücksichtigen, daß das Trägermaterial und vor allen Dingen der Kunstharzbinder zwischen Trägermaterial und Kupferfolie eine übermäßige Erwärmung nicht vertragen. Man muß daher für die Lötung ein etwa eutektisches Zinn-Blei-Lot verwenden, dessen Schmelzpunkt nicht über 180° C liegen soll. Bei der Lötung an versilberten Teilen verhindert ein gewisser Silbergehalt des Lotes das Ablegieren der Silberauflage.

Für die Tauchlötung verwendet man im allgemeinen Lotbadtemperaturen zwischen 220 und 240° C, wobei die Zeit, während der sich die Schaltung im Lotbad befindet, eine ausschlaggebende Rolle spielt. Wichtig ist auch die Art der Einführung der Grundplatte in das Lotbad und gegebenenfalls eine Bewegung im Bad. Sollen beim Tauchlötvorgang bestimmte Teile der Kupferoberfläche nicht vom Lötzinn bedeckt werden, so sind diese Stellen abzudecken, im einfachsten Fall durch ein Stück aufgeklebtes Papier.

5. Wirtschaftlichkeit und Service

Die Wirtschaftlichkeit dieser neuen Technik setzt durchaus nicht erst bei riesenhafte Stückzahlen ein, sondern man ist durch geschickte Abwandlungen der Verfahren sehr gut in der Lage, kleine und kleinste Serien wirtschaftlich anzufertigen. Selbst Muster von 10 oder 20 Einzelstücken können preiswert geliefert werden. Das bedeutet gleichzeitig, daß Änderungen der Schaltung, die sich im Laufe der Serie als notwendig herausstellen, schnell und mit geringem Kostenaufwand durchzuführen sind.

Zum Schluß noch ein Wort zum Fehlersuchen und zur Reparatur von Geräten in gedruckter Schaltung. Die Fehlersuche gestaltet sich sehr einfach, weil die ganze Verdrahtung in einer Ebene übersichtlich vor Augen liegt. Bei der Reparatur, also etwa bei der Auswechslung eines beschädigten Schaltelements, ist nur zu berücksichtigen, was in dem Abschnitt 4. Tauchlötung gesagt wurde. Man darf also nicht mit dem bisher üblichen Röhrenlötzinn arbeiten, sondern muß ein Speziallötzinn verwenden. Bei den bisher üblichen Lötkolben ist die Temperatur herabzusetzen; das erreicht man durch Anbringen einer längeren Lötspitze oder eines Kühlflügels. Wer ganz sicher gehen will, kneift das schadhafte Schaltelement unmittelbar an den Anschlußdrähten ab und lötet das neue Schaltelement an die alten Anschlußdrähte an. Eine Zange oder Pinzette kann außerdem zur Schaltung hin für Wärmeabfuhr sorgen.

W	a						b					
	d	L	G			d	L	G				
			10 MHz	20 MHz	30 MHz			10 MHz	20 MHz	30 MHz		
3	8,2	0,10	34	47	6,5	0,08	30	41	50			
5	12,5	0,35	37	56	8,5	0,28	31	46	56			
8	18,0	1,05	51	72	13,5	0,79	41	60				
12	23,2	2,38	83		17,5	1,80	51					
20	28,7	4,50	72		21,5	3,40	62					

Es bedeuten: W = Windungszahl, d = Durchmesser in mm, L = Induktivität in μH, G = Gütewert

Die magnetische Aufzeichnung von extrem kleinen Wellenlängen tritt immer mehr in den Vordergrund des Interesses, und zwar durch die damit mögliche Speicherung von Video-Signalen. Die Vorteile der Aufzeichnung von Fernsehsignalen auf Magnetband gegenüber dem bis heute üblichen Filmverfahren sind in der Literatur schon so oft und ausführlich angeführt worden, daß hier nicht darauf eingegangen zu werden braucht. Hier sollen nur die Möglichkeiten und Grenzen der Aufzeichnung höherer Frequenzen bei der Einkanal-Direktaufzeichnung diskutiert werden, wobei die magnetische Signalaufzeichnung mit Hilfe der Informationstheorie näher behandelt wird.

Die Grenzen der magnetischen Bild-Direktaufzeichnung

Man muß sich darüber klar sein, daß die Informationstheorie nicht einen bestimmten Weg zur Verbesserung irgendwelcher Übertragungsglieder aufzeigt; sie gibt aber auf eine sehr bündige und elegante Art an, ob ein vorhandener Übertragungskanal maximal ausgelastet ist. Auf rein statistischer Grundlage läßt sie erkennen, ob es noch möglich ist, eine höhere Übertragungskapazität zu erreichen bzw. durch welche Bestimmungsgrößen des Kanals diese höhere Übertragungskapazität verwirklicht werden kann.

Die Übertragungsfähigkeit eines gegebenen Nachrichtenkanals ist allgemein abhängig von der Bandbreite Δf . Außerdem geht die Dynamik D als Funktion der Störleistungsamplituden ein. Da nun die Amplitude im Quadrat zur Leistung steht und die Dynamik D hierbei als Leistungsverhältnis betrachtet werden soll, wird definiert

$$D^2 = \frac{N}{S}$$

oder

$$D = \sqrt{\frac{N}{S}} \quad (1)$$

(N = Nutzleistung, S = Störleistung)

Mit diesen Werten ist die sogenannte „Kanalkapazität“, die das Maximum des Nachrichtenflusses eines Übertragungskanals darstellt, festgelegt. Sie ist proportional der Bandbreite und dem Logarithmus der Dynamik zur Basis zwei. Die Kanalkapazität C ist also

$$C = 2 \cdot \Delta f \cdot \lg D$$

und bei Einsetzen von (1)

$$C = 2 \cdot \Delta f \cdot \lg \sqrt{\frac{N}{S}}$$

oder

$$C = \Delta f \cdot \lg \left(\frac{N}{S} \right) \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right] \quad (2)$$

Voraussetzung für die Gültigkeit der für C angeschriebenen Formel ist, daß es sich bei der Störleistung S um Rauschen mit Gaußscher- oder auch Normalverteilung handelt.

Die Dimension der Kanalkapazität ist Nachrichteneinheiten je Sekunde oder „bit“ je Sekunde. „bit“ ist von binary digit, d. h. Binärschritt, abgeleitet. Bei einem einfachen Binärsystem setzen sich die übertragenen Nachrichteneinheiten aus „Strom“ und „Kein Strom“-Impulsen zusammen. „Strom“ bezeichnen wir mit 1 und „Kein Strom“ mit 0, womit $2^1 = 2$ Möglichkeiten gegeben sind, nämlich 10 und 01. Bei einem Doppel-Binärsystem sind $2^2 = 4$ Kombinationen zur Signalübertragung möglich, 10 — 01 — 11 — 00. Von diesem Binärsystem rührt der Logarithmus zur Basis zwei her, denn die Basen der Potenzen sind in jedem Fall gleich zwei.

Die Maßeinheit bit/s entspricht dem in der Telegrafie üblichen „Baud“. Das „Baud“ ist in der Telegrafie die Einheit der Telegrafiergeschwindigkeit. Es stellt die reziproke Zeit, die zum Übermitteln eines Elementarintervalls nötig ist, dar.

Bei der magnetischen Aufzeichnung im Tonfrequenzgebiet erreicht man mit Entzerrungs-

maßnahmen einen Frequenzumfang von 15 kHz bei einer Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s. Mit einem Störabstand von 60 dB als Leistungsverhältnis von 10^4 erhält man eine Kanalkapazität nach (2) von

$$\begin{aligned} C &= 15 \cdot 10^3 \cdot \lg 10^4 \\ &= 15 \cdot 10^3 \cdot 4 \\ &= 6 \cdot 10^4 \text{ bit/s} \end{aligned}$$

$$C = 15 \cdot 10^3 \cdot 20 = 3 \cdot 10^6 \text{ (bit/s)} \quad (2a)$$

Beschränkt man nun den Frequenzumfang bei der Video-Aufzeichnung auf 3 MHz (In den Vereinigten Staaten bei der RCA bereits im Dezember 1953 durchgeführt), so ändert sich der Wert für die Kanalkapazität. Mit $f = 3 \text{ MHz}$ ist noch eine verhältnismäßig gute Bildauflösung gegeben. Allerdings verringert sich die Bildpunktzahl je Sekunde von 520 000 bei einer Frequenz von 6,5 MHz und den üblichen 25 Bildwechseln je Sekunde um über 50%. Bei $f = 3 \text{ MHz}$ ergeben sich 240 000 Bildpunkte in der Sekunde, und man erhält eine notwendige Kanalkapazität von

$$C = 3 \cdot 10^6 \cdot 20 = 6 \cdot 10^7 \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right] \quad (2b)$$

Um von der normalen Tonaufzeichnung auf das Video-Frequenzband zu kommen, fehlt also der Faktor $2 \cdot 10^4$.

In (2) muß nun danach getrachtet werden, noch andere speziell in der Magnetbandtechnik wichtige Bezugsgrößen zu erfassen. Die abgelastete Frequenz ist umgekehrt proportional der aufzeichneten Wellenlänge λ und direkt proportional der Geschwindigkeit v des Signalläufers. Die Geschwindigkeit wiederum ist abhängig vom Durchmesser der bandantreibenden Welle (Tonrolle) und von den Umdrehungen des Antriebssystems (Motor). Es ist

$$f = \frac{v}{\lambda} \left[\frac{1}{\text{s}} \right] \quad (3)$$

Nun kann man aber nicht beliebig kleine Wellenlängen aufzeichnen. Die Wellenlänge λ ist vor allem eine Funktion der Spaltbreite b

und damit der im Spalt auftretenden Spaltflußdichte. Außerdem hängt der Grenzwert von λ noch in starkem Maße von den magnetischen Werten des Bandmaterials ab. Es gilt die Funktion

$$\lambda = f \left(\frac{m}{H_c} \right)$$

wobei m die Remanenz und H_c die Koerzitivkraft des Magnetbandes sind. Nach Grellner ist die kleinste zu übertragende Wellenlänge vom Band gegeben durch

$$\lambda_{\text{min}} = 2 d_s \left(\frac{m}{H_c} - 1 \right) \quad (4)$$

mit der Schichtdicke d_s des Bandes. Das Verhältnis m/H_c muß nach 1 streben. Mit einer Schichtdicke d_s von 15 μm und einem Verhältnis m/H_c von beispielsweise 1,1 ergäbe sich eine Grenzwellenlänge von $\lambda \approx 3 \mu\text{m}$. Diese 3 μm wären also in diesem Fall die kleinste Wellenlänge, die unter sonst idealen Verhältnissen auf einem Magnetband mit obigen magnetischen Werten noch aufgezeichnet werden könnte. Aus (4) ist ersichtlich, daß mit dünnerer ferromagnetischer Schicht ein günstiger Frequenzgang des Bandes erreicht wird, wobei allerdings die Bandempfindlichkeit kleiner wird. In Abb 1 ist die Funktion

$\lambda = f \left(\frac{m}{H_c} \right)$ für verschiedene Schichtdicken als

Parameter aufgezeichnet. Danach ist eine Vergrößerung der Schichtdicke mit einer größeren Steigung der Geraden verbunden. Die Steigung ist in jedem Punkt

$$\text{tg } \alpha = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\lambda}{\left(\frac{m}{H_c} - 1 \right)} \quad (5)$$

Wird für ein Band eine bestimmte aufzuzeichnende Grenzwellenlänge verlangt, so ist aus (5) zu ersehen, wie groß für diese Wellenlänge das Verhältnis m/H_c sein muß. Aus Abb 1 erhält man bei $\Delta y = 2$ und $\Delta x = 0,1$ den Wert

$$\text{tg } \alpha = \frac{2}{0,1} = 20$$

bei der Schichtdicke $d_s = 10 \mu\text{m}$ als Parameter.

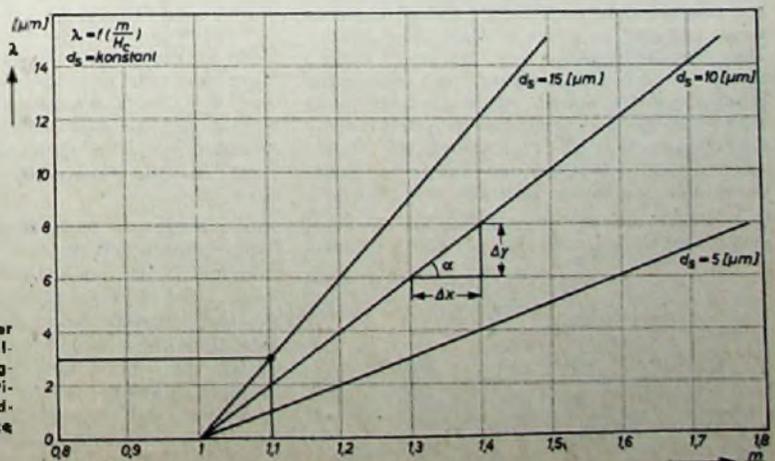


Abb. 1. Grenzwert der aufzeichnenden Wellenlänge in Abhängigkeit von den magnetischen Werten des Bandmaterials, Schichtdicke d_s als Parameter

Setzt man nun

$$\left(\frac{m}{H_c} - 1\right) = \frac{\lambda}{\lg \alpha} \quad (6)$$

in (4) ein, so ergibt sich

$$\lg \alpha = 2 d_s \quad (7)$$

Es ist also möglich, die Steigung der Geraden direkt nach der vorgegebenen Schichtdicke des Bandes, also dem Parameter, zu bestimmen. Für (4) kann nun geschrieben werden

$$\lambda_{\min} = \lg \alpha \left(\frac{m}{H_c} - 1\right) \quad (8)$$

Bei der Koerzitivkraft H_c ist ein Kompromiß zu schließen. Einmal soll sie möglichst groß sein, da mit größeren H_c -Werten die auf das Band aufzuzeichnende Wellenlänge kleiner und die Anfälligkeit des Bandes für Störsignale verringert wird, zum anderen soll H_c nicht zu groß werden, weil sich sonst die Löslichkeit verschlechtert.

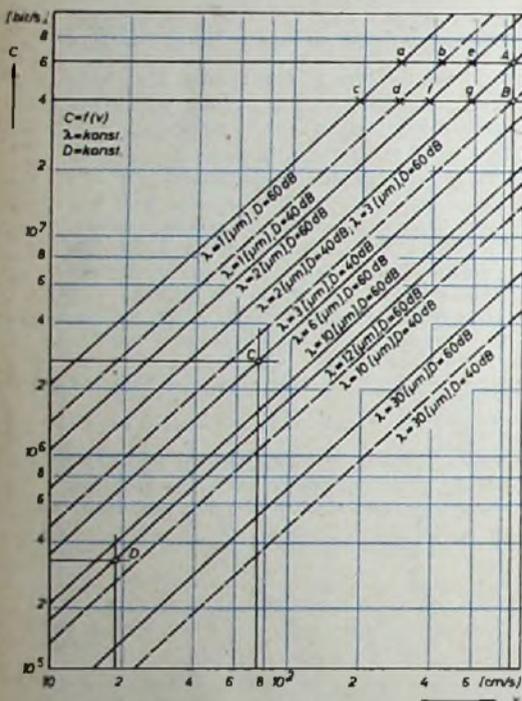


Abb. 2. Abhängigkeit der Kanalkapazität C von der Bandgeschwindigkeit v , Wellenlänge und Dynamik D als Parameter

Bei der Remanenz sollte man versuchen, den durch die Selbstentmagnetisierung des Bandes hervorgerufenen Höhenabfall nach höheren Werten hin zu verschieben. Eine Änderung der magnetischen Eigenschaften des Magnetits kann, und das ist nur ein Weg, durch Einbau von Fremdkationen, wie Barium, Kobalt, Nickel, in das Kristallgitter des Magnetits erreicht werden. Durch diese Fremdkationen werden im Gitter Leerstellen gebildet, die die Grenzfeldstärke zum Verschieben der Bloch'schen Wände zwischen den antiparallel ausgerichteten Weißschen Bezirken verändert.

Um wieder auf die Kanalkapazität zu kommen, werden (3) und (4) in (2) eingesetzt

$$C = \frac{v}{\lambda_{\min}} \cdot \lg \left(\frac{N}{S}\right) \quad (9)$$

$$C = \frac{v}{2d_s \left(\frac{m}{H_c} - 1\right)} \cdot \lg \left(\frac{N}{S}\right) \quad (10)$$

In (9) und (10) sind die mechanischen, magnetischen und elektrischen Größen bis zu ihren Grenzwerten zu ändern. (Dabei muß auf die technische Realisierbarkeit geachtet werden.) Man kann also die Kanalkapazität C durch folgende Maßnahmen um den notwendigen Faktor von $2 \cdot 10^2$ vergrößern.

1. Durch Vergrößern der Bandgeschwindigkeit v .

2. Durch Verkleinern der Mindestwellenlänge λ , deren Abhängigkeit von den magnetischen Werten schon angeführt wurde. Die Mindestwellenlänge ist außerdem durch die Spaltbreite des Kopfes begrenzt. Es ist durchaus schon möglich, Spaltbreiten von $2 \mu\text{m}$ zu erreichen, was etwa einer aufgezzeichneten Wellenlänge von $3 \mu\text{m}$ entspricht. Die Bandgeschwindigkeit betrüge damit nach (3) $v = 9 \text{ m/s}$, was einen sehr großen mechanischen Aufwand bedeuten würde.

3. Durch das Verhältnis N/S . Hier ist insofern eine Grenze gesetzt, weil die Nutzleistung größer als die Störleistung sein muß. Wenn $N \leq S$, verschwindet die Nutzleistung im Rauschspektrum. Eine Nachrichtenübertragung ist dann mit den üblichen Mitteln nicht mehr möglich.

Um einen besseren Überblick zu bekommen, ist in Abb. 2 die Kanalkapazität als Funktion der Bandgeschwindigkeit für verschiedene Mindestwellenlängen und Dynamikwerte als Parameter aufgeführt. Die ausgezogenen Linien beziehen sich auf 60 dB und die gestrichelten auf 40 dB. (Die Werte für $\lambda = 2 \mu\text{m}$, $D = 40 \text{ dB}$ und für $\lambda = 3 \mu\text{m}$, $D = 60 \text{ dB}$ fallen in einer Geraden zusammen.) Bei $v = 19,05 \text{ cm/s}$ ist laut Abb. 2, Punkt D, eine Kanalkapazität von $C = 3,15 \cdot 10^5 \text{ bit/s}$ zu erreichen. Dieser Wert entspricht annähernd dem in (2a) errechneten. Die obere Grenzgeschwindigkeit bei der Schallaufzeichnung liegt bei $76,2 \text{ cm/s}$ mit einer zugehörigen Kanalkapazität im Punkt C (Abb. 2) von $2,56 \cdot 10^8 \text{ bit/s}$. Der Wert müßte der Kanalkapazität nach (2b) genähert werden. Eine Möglichkeit wäre die Verkleinerung der Spaltbreite d. h. der aufzeichnenden Wellenlänge. Eine Wellenlänge von $1 \mu\text{m}$ ist heute noch technisch sehr schwer zu realisieren, denn die Spaltbreite müßte dazu kleiner als $1 \mu\text{m}$ sein. Wenn man sich auf die Wellenlänge von $2 \mu\text{m}$ bezieht, erhält man $C = 7,6 \cdot 10^6 \text{ bit/s}$. Mit der Beibehaltung der in der Schallaufzeichnungstechnik üblichen Elemente dürfte hier wohl eine Grenze gesetzt sein. Es muß nun versucht werden, mit der Kanalkapazität nach (2b) kleinere Geschwindigkeiten bei kleineren Wellenlängen und günstigsten Dynamikwerten zu erhalten.

Durch Punkt A wird eine Parallele zur Abszisse gezeichnet. Die Schnittpunkte sämtlicher Parameter mit dieser Linie haben die gleiche Kanalkapazität wie Punkt A. Mit Punkt B wird genauso verfahren. Die Schnittpunkte werden mit a bis g bezeichnet. Die Wellenlänge $\lambda = 1 \mu\text{m}$ wird wie oben wieder nicht berücksichtigt, obwohl der Punkt c eine technisch sehr günstige Bandgeschwindigkeit von $v = 2 \text{ m/s}$ erkennen läßt. Bei Punkt B ergäbe sich bei gleicher Geschwindigkeit und Wellenlänge, aber kleinerer Dynamik wie in Punkt A, eine Kanalkapazität von $C = 4 \cdot 10^7 \text{ bit/s}$.

Eine Durchsicht und Auswertung sämtlicher Schnittpunkte läßt für f die günstigsten Werte erkennen. Sie liegen bei $v = 4 \text{ m/s}$, $\lambda = 2 \mu\text{m}$ und $D = 40 \text{ dB}$. In dieser Richtung müßten Versuche unternommen werden. Die Schnittpunkte e und g ergeben Geschwindigkeiten von $v = 6 \text{ m/s}$, womit in den Vereinigten Staaten zur Zeit gearbeitet wird. Man sieht, daß es unbedingt lohnenswert ist, einige Betrachtungen darüber anzustellen.

Eine große Zukunft muß für die Video-Aufzeichnung der Redundanzminderung d. h. der Verminderung der Weitschweelligkeit des Fernsehbildes, eingeräumt werden. Läßt man jedes sich wiederholende Bilddetail fort und überträgt nur die Helligkeitsänderungen der Bildpunkte, so kann an Bandbreite ungefähr 50% gespart werden. Das würde aber bedeuten, daß sich statt $C = 6 \cdot 10^7 \text{ bit/s}$ nach (2b) eine Kanalkapazität von $C = 3 \cdot 10^7 \text{ bit/s}$ ergibt. Aus Abb. 2 ist dann ersichtlich, daß bei $\lambda = 2 \mu\text{m}$ und $D = 60 \text{ dB}$ eine Bandgeschwindigkeit von $v = 3 \text{ m/s}$ erreicht werden könnte. Die in der Informationstheorie noch bekannten Werte, wie Wirkungsgrad, Nachrichtenvolumen usw., sind im obigen Zusammenhang nicht berücksichtigt worden, weil mit der Kanalkapazität das wichtigste ausgesagt werden konnte.

G. Schiedt

Schrifttum

- Keirsten, M.: Grundlagen einer Theorie der ferromagnetischen Hysterese und Koerzitivkraft, 2. Aufl., Leipzig 1944, S. Hirzel.
- Greiner, J.: Der Aufzeichnungsvorgang beim Magnettonverfahren mit Wechselstrommagnetisierung. (Wissenschaftliche Beiträge, Folge III), Nr. 6) Berlin 1954, Verlag Technik.
- Frühaut, H.: Über die Grundprobleme der Theorie der Nachrichtenübertragung. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) Nr. 2, S. 49.
- Neidhardt, P.: Der Informationsinhalt der Farbfernsehübertragung als Funktion der Nachrichtenkapazität des Übertragungskanals. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) Nr. 2, S. 54.
- Stier, H.: Fernsehübertragungsverfahren im Lichte der Informationstheorie. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) Nr. 6, S. 243.
- Schmidbauer, O.: Die Aufzeichnung von Fernsehsignalen auf Magnetband. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 94-95.
- Neidhardt, P.: Der Begriff des Wirkungsgrades in der Informationstheorie. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 15-19.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Novemberheft folgende Beiträge

Elektronischer Video-Testbildgeber mit kontinuierlich veränderbarem Bildinhalt

Eine neue Fotozelle für langwellige Infrarot-Strahlung

Der BULL-Magnetrammelrechner

Regelschaltungen mit temperaturkompensierten Thermistoren

Das Feld des Sprechkopfes von Magnettongarten

Der Phasenschleibergenerator

Salon de la Radio et de la Télévision

UKW-Überreichweiten von 1000 km durch Meteorstrahlung

Das erste deutsche Radio-Teleskop aus Industrie und Technik

Zeitschriftenauslese • Patentschau • Tagungen • Neue Bücher

Format DIN A4 • monatl. ein Heft • Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Thyatronen als Steuerorgane in modernen Beleuchtungsanlagen

DK 621.385.38; 628.92.077

Bei Vorführungen in einem verdunkelten Raum, z. B. in Lichtspielhäusern, ist eine plötzliche Aufhellung dem Auge abträglich. Deshalb wird ein allmählicher Übergang von einem Helligkeitszustand zum anderen verlangt.

Die bei Glühlampen übliche Intensitätsregelung durch Regeltransformatoren oder -widerstände läßt sich für Leuchtstofflampen nicht ohne weiteres anwenden. Sie ergibt nur un-

befriedigende Regelmöglichkeiten und ist außerdem unwirtschaftlich.

Demgegenüber erlauben Steuergeräte mit Thyatronröhren besonders einfache Lösungen aller Probleme, die sich bei der Helligkeitsregelung von Leuchtstofflampen ergeben. Thyatronen bieten außerdem wegen ihres geringen inneren Spannungsabfalles den Vorteil, hohe Ströme fast verlustlos regeln zu können. Der Wirkungsgrad derartiger Anlagen ist daher stets sehr hoch.

Bei entsprechender Dimensionierung ist es möglich, eine über den gesamten Bereich kontinuierliche und flackerfreie Regelung von Leuchtstofflampen, auch im tief herabgeregelten Zustand, zu erreichen. Dieses System wird im Brown Boveri-Lichtsteuergerät „Thyralux“ (Abb. 2) angewandt und hat sich bei den verschiedensten Regelaufgaben gut bewährt.

2.2 Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen

Bei gleichzeitiger Verwendung mehrerer Röhren in mehrphasigen Schaltungen und bei Röhren mit sehr unterschiedlichen Charakteristiken erweist sich die Impulssteuerung als vorteilhaft, da sie genau definierte Zünd- einsetzpunkte sichert. Bei dieser Steuerung werden kurze positive Spannungstöße einer zur Sperrung der Röhre ausreichenden negativen Gittergleichspannung überlagert und in ihrer Phasenlage gegenüber der Anodenwechselspannung verschoben (Abb. 3).

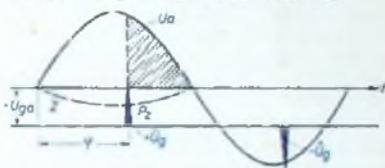


Abb. 3. Horizontalsteuerung durch phasenverschobene Impulse; U_z = Zündimpuls, $-U_g$ = feste negative Gittervorspannung des Thyatrones

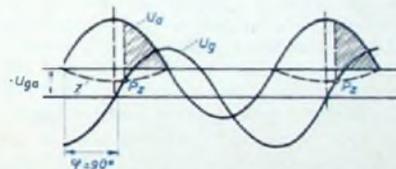


Abb. 4. Vertikalsteuerung; $-U_g$ = veränderbare Gittergleichspannung, U_z = um 90° gegenüber U_a phasenverschobene Gitterwechselspannung

2.3 Vertikalsteuerung

Dieses häufig in mehrphasigen Gleichrichten und Bühnenbeleuchtungsanlagen verwendete System arbeitet mit einer fest um 90° gegenüber der Anodenwechselspannung phasenverschobenen Gitterwechselspannung, die einer regelbaren Gittergleichspannung überlagert ist (Abb. 4). Es erfordert jedoch hohe Gitterwechselspannungen, um unscharfe Schnittpunkte mit der Zündkennlinie der Röhre in der Nähe des Nulldurchganges der Anodenwechselspannung zu vermeiden. Die Schaltung hat aber den Vorteil, mit einem einzigen, kaum belasteten Potentiometer mehrere Röhren gemeinsam steuern zu können.

1. Das Prinzip der Thyatronsteuerung

Im wesentlichen handelt es sich bei der Thyatronsteuerung um eine Beeinflussung der Lichtstärke der Leuchtstofflampen durch Veränderung der Durchgangszeit des Stromes während jeder Halperiode (Stromschnittssteuerung) und damit um eine Veränderung des Strommittelwertes. Dabei wird der Stromfluß durch die Leuchtstofflampe kurzzeitig — vom Auge nicht mehr wahrnehmbar — periodisch unterbrochen. Die Stromsteuerung erfolgt durch eine Beeinflussung des Gitters des Thyatrones, wobei aber im Gegensatz zur Hochvakuumröhre eine besondere Art der Gittersteuerung angewendet werden muß, die im wesentlichen auf einer Phasenverschiebung der Gitterspannung gegenüber der Anodenwechselspannung beruht.

2. Die Stromschnitts-Steuersysteme für die Beleuchtungsregelung¹⁾

2.1 Horizontalsteuerung mit phasenverschobener Wechselspannung (Toulon-Steuerung)

Die Phasenverschiebung der Gitterwechselspannung U_{g2} gegenüber der Anodenwechselspannung U_m erfolgt mit einem Potentiometer R , das Bestandteil einer Phasenbrücke Ph ist (Abb. 1a). Je nach der Stellung dieses Potentiometers ergibt sich ein bestimmter Phasenwinkel φ (Abb. 1b). Die Amplitude der an den Gittern der Thyatronen liegenden Spannung U_{g1} ändert sich dabei nicht. Je größer φ wird, um so später schneidet die Gitterwechselspannung U_{g1} die Zündkennlinie Z des Thyatrones (Schnittpunkt P_z), um so kürzer wird die Brennzeit der Röhre und um so geringer ihr mittlerer Anodenstrom (Abb. 1c). Diese Regelung hat außer ihrer Einfachheit den Vorteil, daß der gesamte Regelkreis schwachstrommäßig ausgeführt werden kann.

1) s. a. Kretzmann, R.: Handbuch der industriellen Elektronik. Berlin 1954. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Haape, E.: Stromschnittsteuerungen. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 8, S. 219—221, u. Nr. 9, S. 251—252
Rose, G.: Bausteine der Elektronik (4b). Beilage zur FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 12

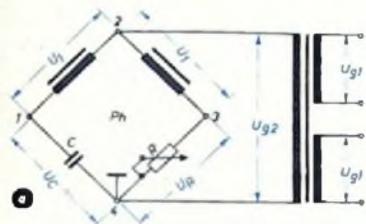


Abb. 1a. Schaltung einer Phasenbrücke Ph

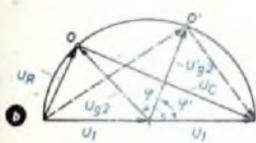


Abb. 1b. Vektordiagramm der Phasenbrücke. Der Punkt O wandert auf einem Kreisbogen mit stets gleichem Radius (U_{g2})

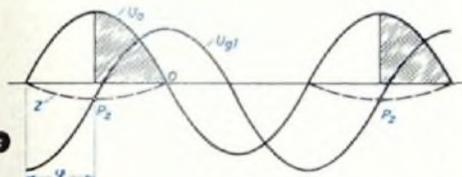


Abb. 1c. Verlauf der um den Winkel φ gegenüber der Anodenwechselspannung U_a phasenverschobenen Gitterwechselspannung U_g . Im Schnittpunkt P_z von U_g mit der eingezeichneten Zündkennlinie Z der Röhre erfolgt die Zündung, die bis zum Nulldurchgang O der positiven Halbwelle von U_a dauert (die hier gezeichnete Darstellung bezieht sich nur auf eine Röhre)

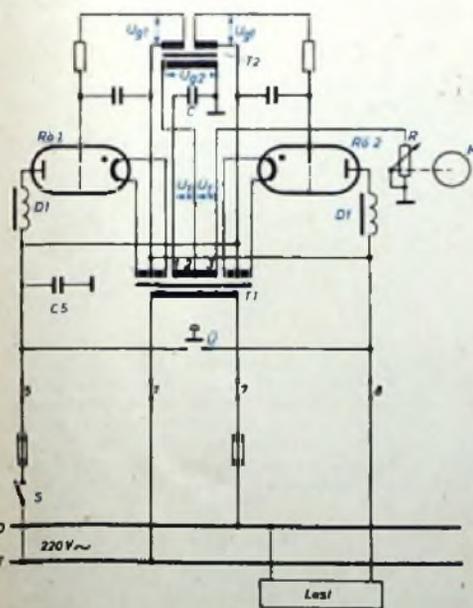


Abb. 2. Lichtsteuergerät mit Horizontalsteuerung durch phasenverschobene Gitterwechselspannung (Prinzipialbild „Thyralux“-Gerät). Die Gittersteuerung erfolgt durch Verändern des Potentiometers R in einem Zweig einer Phasenbrücke

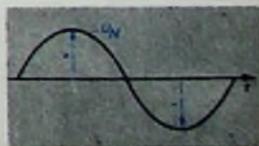
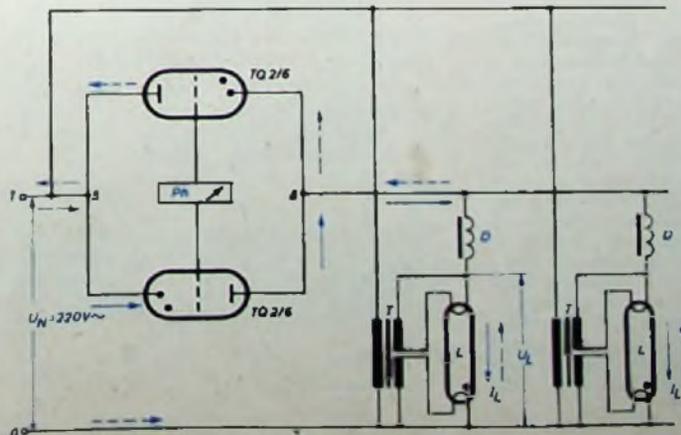


Abb. 5. Lichtstärke-Regelgerät mit zwei antiparallelschalteten Thyatronen und Gittersteuerung durch Phasenbrücke; L = Leuchtstofflampen, D = Vorwiderstände, T = Heiztransformator für die Leuchtstofflampen (die Pfeile deuten den Verlauf des Stromes in jeder Halbwelle an)

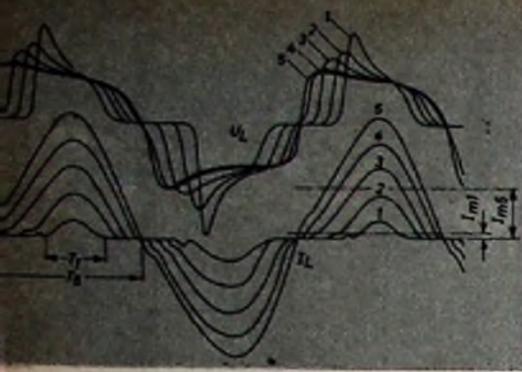


Abb. 6. Oszillogramme von Lampenspannungen U_L und Lampenströmen I_L einer Leuchtstofflampe, die an einem elektronischen Lichtsteuergerät bei fünf verschiedenen Helligkeitsstellungen aufgenommen wurden; 1: $I_L = 0,03$ A, 2: $I_L = 0,1$ A, 3: $I_L = 0,2$ A, 4: $I_L = 0,3$ A, 5: $I_L = 0,4$ A

3. Die Regelung von Leuchtstofflampen

Leuchtstofflampen benötigen eine bestimmte Mindestspannung (Zündspannung) zur Zündung der Gasentladung, die größer ist als ihre Betriebsspannung (Brennspannung). Dabei können alle Helligkeitsregler, die lediglich die Amplitude der Lampenspannung verändern, nur über einen kleinen Bereich einwandfrei steuern, während sie im herabge-regelten Zustand durch sprunghaftes Schalten ein störendes Flackern der Lampen ergeben. Eine zufriedenstellende Lösung gelang erst mit Geräten, die Thyatronen als Regelorgane benutzen.

Mit Wechselspannung gespeiste Leuchtstofflampen erfordern zu ihrer Regelung eine Thyatronschaltung, bei der beide Stromhalbwellen erhalten bleiben. Da das Thyatron wie ein Gleichrichterventil wirkt, das nur während der positiven Halbwellen leitet und daher die negative Halbwellen unterdrückt, müssen zwei Thyatronen in der sogenannten „Antiparallelschaltung“ verwendet werden, um die Speisung der Leuchtstofflampen mit beiden Halbwellen zu ermöglichen (Abb. 5). Die Thyatronen werden dabei mit der Last in

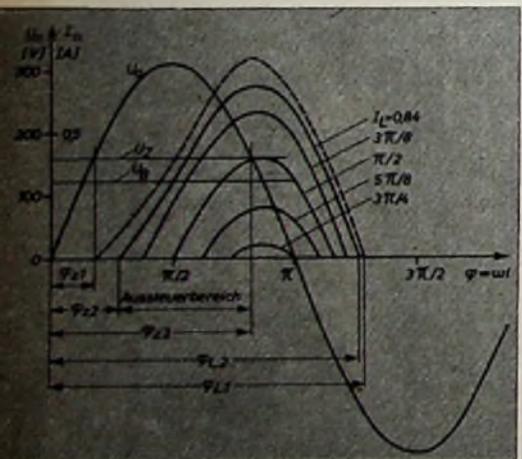


Abb. 7a. Berechnete Kurven von Speisespannung U_0 und Lampenströmen I_L einer Leuchtstofflampe (Zündspannung $U_Z = 160$ V, Brennspannung $U_B = 125$ V) bei verschiedenen Zündwinkeln (I_L ist nur für eine Röhre der antiparallel geschalteten Thyatronen gezeichnet). φ_{21} = Winkel, für den die Zündbedingung $U_0 = U_Z$ für die Serien-schaltung Leuchtstofflampe — Thyatron erfüllt ist, wenn ein Thyatron in Einwegbetrieb verwendet wird; φ_{22} = kleinster Zündwinkel, der sich im stationären Betrieb mit zwei antiparallelen Thyatronen einstellt (Grenz-zündwinkel); φ_{23} = Winkel, bei dem die Zündbedingung $U_0 = U_Z$ gerade noch erfüllt ist (für einen größeren Winkel als φ_{23} ist keine Zündung mehr möglich); φ_{24} — φ_{25} = Aussteuerbereich bei Betrieb mit Leuchtstofflampen, der hier bei etwa 100° gegenüber 180° bei ohmscher Last liegt; φ_{21} — Lösch-winkel für eine Röhre; φ_{23} — Löschwinkel für zwei Röhren in Antiparallelschaltung ($\varphi_{23} = \pi + \varphi_{21}$)

Serie geschaltet; die Lichtstärkeregelung erfolgt über die Gittersteuerung Ph der Thyatronen.

Die Oszillogramme der Lampenspannung U_L und des Lampenstromes I_L einer Leuchtstofflampe (Abb. 6), die bei verschiedenen Helligkeitsstellungen übereinander geschrieben wurden, sowie die Oszillogramme von Speisespannung U_0 , Drosselspannung U_D , Lampenspannung (U_L) und -strom (I_L) (Abb. 7a ... c) lassen gut die Verkleinerung der Stromfluß-dauer ($T_1 < T_2$) und damit des Strommittelwertes ($I_{m1} < I_{m2}$) erkennen. Interessant ist dabei, daß der steile Anstieg der Wiedorzünd-

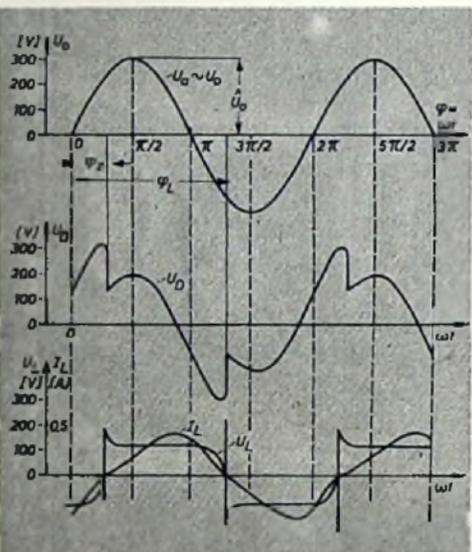
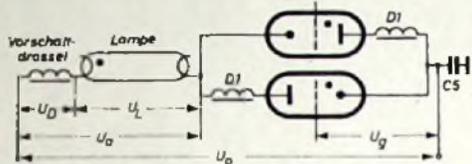


Abb. 7b. Oszillogramme für volle Lampenaussteuerung. Die auffallende Erscheinung, daß der Nulldurchgang des Stromes (Löschen) erst mehr oder weniger lange nach dem Nulldurchgang der Spannung U_0 erfolgt, rührt von der Induktivität der Vorschaltdrossel der Leuchtstofflampe her (bei einer verlustlosen Induktivität im stationären Wechselstrombetrieb wäre diese Verzögerung genau 90°); L (Drossel) = 1,1 mH, $U_L = 125$ V, $U_0 = 308$ V, R (Drossel) = 27 Ohm

spannung (U_L) der Lampen auch bei kleinem Lampenstrom und größeren stromlosen Pausen vorhanden ist. Trotz Deformation der sinusförmigen Anodenspannung bleibt somit eine bestimmte Höhe der Spannungsamplitude, die stets größer als die Zündspannung ist, auch bei kleinstem Strom erhalten. Diese Erscheinung ist auf die Aufteilung der Spannung zwischen der Drossel D im Vorschaltgerät und der Leuchtstofflampe zurückzuführen.

4. Der Anschluß der verschiedenen Beleuchtungsarten an ein Lichtsteuergerät

Das Anschlußschema des elektronischen Steuergerätes „Thyralux“ (Abb. 8) läßt die stark- und schwachstrommäßig voneinander getrennte Installation erkennen. Das Steuer-

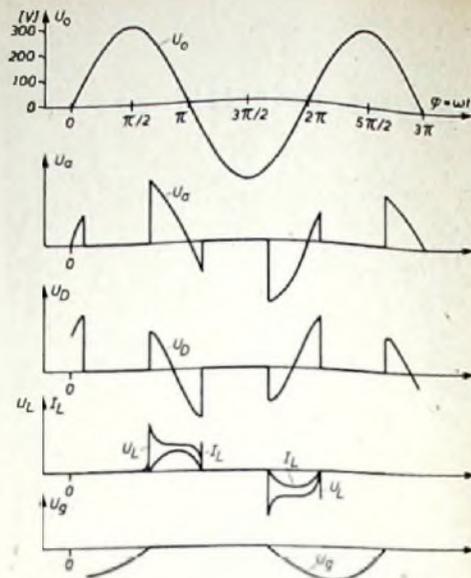
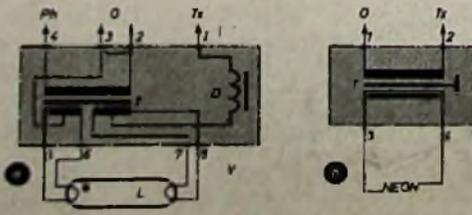


Abb. 7c. Oszillogramme für etwa halbe Lampenaussteuerung

paneel mit vier Druckknöpfen für die Fernsteuerung kann man an einer beliebigen Stelle des Raumes anbringen und durch fünf Leitungen mit dem Steuergerät verbinden. Die verschiedenen Beleuchtungsarten (Last) werden nach Abb. 9a ... c angeschlossen. Bei Niederspannungs-Leuchtstofflampen (Abb. 9a) erfolgt der Anschluß über ein Spezialvorschaltgerät ohne Starter (ein Gerät je Leuchtstofflampe), das einen Heiztransformator T und eine Drossel D enthält. Da der Leistungsfaktor durch die Drossel auf den Wert 0,5 verschlechtert wird, ist es zweckmäßig, ihn durch Vorschalten eines Kondensators vor das Lichtsteuergerät zu verbessern.

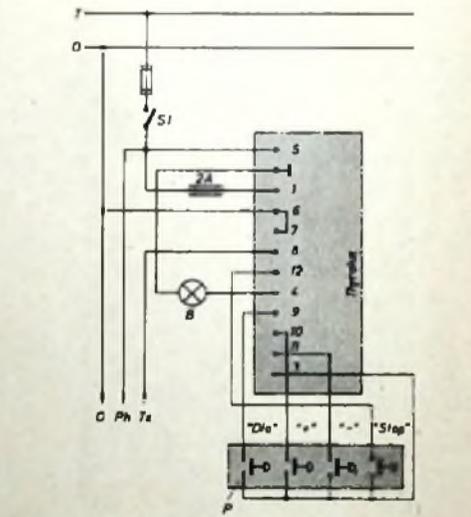


Abb. 8. Anschlußschema des Lichtsteuergerätes „Thyralux“; S_1 = Hauptschalter, B = Signallampe (24 V), P = Steuerpannel, „+“ = Druckknopf für Aufwärtsregelung (etwa 30 s), „-“ = Druckknopf für Abwärtsregelung, „Stop“ = Druckknopf für Anhalten bei jeder beliebigen Lichtstärke, „Die“ = Anhalten bei einer beliebigen bereits vorge-wählten Lichtstärke („Mitschreibstellung“)

Abb. 9. Anschluß verschiedener Beleuchtungsarten an das „Thyralux“-Gerät. a = Niederspannungs-Leuchtstofflampen (Anschluß über Spezialvorschaltgerät ohne Starter); b = Hochspannungs-Leuchtstofflampen (Anschluß über Hochspannungs-Streitrafo T); c = Anschluß von Glühlampen

Ein moderner Konverter für das 435-MHz-Amateurband mit quarzkontrolliertem Oszillator

Der beschriebene 435-MHz-Konverter ist durch einen quarzkontrollierten Oszillator gekennzeichnet, der größtmögliche Konstanz der eingestellten Frequenz gewährleistet. Die Mischung erfolgt in einer rauscharmen Siliziumdiode, so daß auf eine Vorstufe verzichtet werden kann. Das Mischprodukt wird in einem dreistufigen Vorverstärker angehoben. Auf gewisse Probleme, die beim Bau von Konvertern auftauchen, wird bewußt ausführlich eingegangen, da sie recht häufig die Aktivität deutscher Amateure auf dem 435-MHz-Band hemmen. Manche Gesichtspunkte lassen sich sinngemäß auf Konverter übertragen, die für das 1290-MHz-Amateurband bestimmt sind.

Weder auf dem deutschen noch auf dem ausländischen Markt gibt es Amateur-Empfangsgeräte, die das 435-MHz-Amateurband erfassen. Wer also im 70-cm-Band arbeiten möchte, muß die Empfangseinrichtung selbst entwerfen und bauen. Wie bei 145 MHz und manchmal auch im KW-Bereich setzt sich der Empfänger für das 435-MHz-Band im Prinzip aus einem Vorsatzgerät (Konverter) und einem KW-Empfänger zusammen. Dabei transponiert der Konverter nach dem Überlagerungsprinzip die sehr hohe Eingangsfrequenz in eine Zwischenfrequenz, die von dem nachgeschalteten KW-Empfänger verarbeitet werden kann.

Der Überlagerungsempfang fand in seinen ersten Jahren nur Anwendung beim Unterhaltungsrundfunk und gewann erst mit erheblicher Verzögerung auf die KW-Empfangstechnik, speziell auf die Amateurtechnik, Einfluß. Bis in die jüngste Vergangenheit entsprach der Amateur-KW-Empfänger dem handelsüblichen Superhet: Eine beliebige Empfangsfrequenz f_0 wurde mit einer variablen Oszillatorfrequenz f_1 so überlagert, daß sich eine immer konstante Differenzfrequenz (Zwischenfrequenz) ergab. Bei höheren Frequenzen als etwa 25 MHz traten aber bereits nicht unerträgliche Schwierigkeiten in bezug auf die Konstanz des Oszillators auf. Eine mehrfache Überlagerung brachte in dieser Richtung keinen durchgreifenden Erfolg.

Erst seit wenigen Jahren hat man das herkömmliche Verfahren durch ein besseres ersetzt: Man läßt den ersten Überlagerer auf einer festen Frequenz quartzgesteuert arbeiten, so daß sich eine veränderliche Zwischenfrequenz f_2 ergibt, die durch einen abstimmbaren zweiten Überlagerer erst in eine zweite, feste Zwischenfrequenz transpo-

niert wird. Im Hinblick auf Spiegelfrequenzen und andere unerwünschte Erscheinungen wählt man die erste ZF recht hoch, die zweite dagegen aus Gründen der Trennschärfe möglichst niedrig. Die deutschen UKW-Amateure verwenden für das 145-MHz-Amateurband in den meisten Fällen noch den variablen Überlagerer. Auch hier treten schon gewisse Komplikationen auf: Brumm-Modulation des Oszillators über die Wechselstromheizung und eine in den meisten Fällen nicht zufriedenstellende Langzeitkonstanz der eingestellten Frequenz. Diese Nachteile treten noch viel stärker in Erscheinung, wenn man 435-MHz-Konverter mit frequenzvariablem Oszillator ausstattet. Nur stabilster Aufbau und Gleichstromheizung der Oszillatorröhre können erreichen, daß derartige Konverter das Attribut „zeitgemäß“ verdienen. Auf 435 MHz beherrscht der quartzgesteuerte Sender das Feld. Seine hohe Frequenzkonstanz macht einen entsprechend konstanten Empfänger wünschenswert. Einen Konverter mit quartzgesteuertem Oszillator zu verwenden, ist daher naheliegend.

Alle auf dem 435-MHz-Band tätigen deutschen Amateure streben, Amateurtraditionen folgend, die Überbrückung immer größerer Distanzen an. Sehr schwache Signale sind am ehesten in A 1 erkenn- und lesbar. In jedem Fall sind aber leise Telegrafie-Signale, die nur eben über dem Rauschen der Empfänger-einrichtung liegen, nur dann sicher zu verfolgen, wenn der erste Überlagerer stabil ist. Auch diese Überlegungen führen zu der Forderung nach einem 435-MHz-Konverter mit quarzkontrolliertem Überlagerer. Die höchste vom Konverter gelieferte Zwischenfrequenz ist durch den zur Verfügung stehenden Stationsempfänger gegeben. In der Praxis wählt man die Injektionsfrequenz f_0

so, daß eine ZF im Bereich zwischen 20 und 30 MHz entsteht. Nur in Ausnahmefällen schaltet man zwischen 435-MHz-Konverter und Stationsempfänger noch einen weiteren Konverter, etwa für 145 oder 50 MHz¹⁾.

Die Injektionsfrequenz des quartzgesteuerten Oszillators kann nur auf dem Umwege über einige Vervielfacherstufen erzeugt werden, wobei man die Steuerstufe schon auf einer möglichst hohen Frequenz arbeiten lassen sollte. Welche Ausgangsfrequenz man wählt, und mit welcher Vervielfachungsfolge man arbeitet, ist erst nach reiflicher Überlegung zu entscheiden. Ohne einiges Rechnen und Operieren mit Spiegelfrequenzen wird man nicht auskommen.

Schwingkreise mit konzentrierter Kapazität und Induktivität werden in Vorstufen von 435-MHz-Konvertern nur noch selten benutzt, da die mit Rohrkreisen erreichbaren Güten wesentlich höher sind.

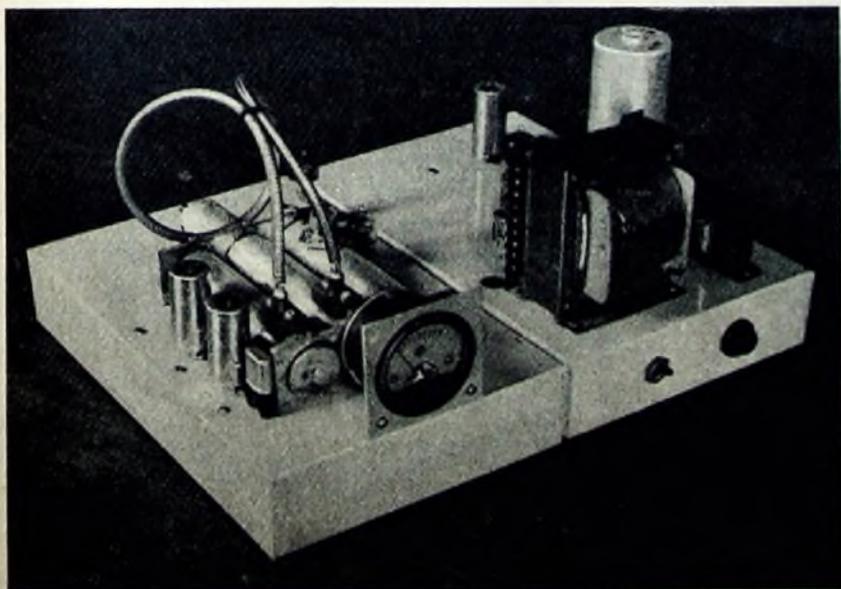
Der Eingangs-Rohrkreis ist im allgemeinen durch Antenne und Mischdiode so stark bedämpft, daß er einerseits weder das Rauschspektrum des Oszillators ausblenden noch andererseits vermeiden kann, daß die Empfangsfrequenz über den notwendigerweise eng angekoppelten Oszillator abwandert. Man schaltet daher zwischen Oszillator und Eingangs-Rohrkreis einen Zwischen-Rohrkreis (selektiver Zwischenkreis).

Zur Mischung des Eingangssignals mit der Oszillatorfrequenz dienen bestimmte Silizium-Kristalldioden, die für diese Aufgabe speziell entwickelt wurden. Einige Typen haben eine so niedrige Rauschzahl F , daß man mit den für Amateure zugänglichen Röhren keine Vorstufe bauen kann, die in der Lage wäre, die Empfindlichkeit zu erhöhen. Allerdings unterliegen Silizium-Dioden in ihren charakteristischen Werten fabrikmäßigen Schwankungen, und nur ausgesuchte Exemplare liefern diese günstigen Werte. Unter Umständen ist es daher ratsam, eine Vorstufe zu bauen. Es empfiehlt sich aber immer, zunächst eine Reihe von Dioden auszuprobieren.

Mischdioden verstärken nicht; es tritt im Gegenteil eine Abschwächung des Signals auf. Die entstehende Zwischenfrequenz muß also vorverstärkt werden, ehe sie dem Stationsempfänger zugeführt wird.

Die Schaltung

Die von der Antenne gelieferte Signalspannung gelangt über die Buchse B 1 in den Eingangs-Rohrkreis $\mathfrak{R} 1$, der auf die Mitte des interessierenden Frequenzbereiches, also 435 MHz, abgestimmt ist. An der gleichen Stelle ist auch die Mischdiode SD angeschlossen. Die Einkopplung erfolgt am kalten Ende, um die Güte des Rohrkreises nicht unnötig zu vermindern. Das Spektrum der ZF wird durch C 1 von f_0 Resten befreit und am kal-



Die Bausteine des Konverters, links HF-Baustein und Kaskodenstufe (siehe auch Abbildungen auf Seite 661), rechts Netzteil und Pentodenverstärker

¹⁾ Diese Methode ist nicht ganz ungefährlich. Es können leicht Überlagerungsfrequenzen, z. B. von Oberwellen, entstehen, die im gewünschten ZF-Bereich liegen.

erhält, ebenfalls zentral, ein 6-mm-Felngewinde. Dieses Gewinde hält einen 40 mm langen Gewindestift, der innerhalb des Rohres eine 3 mm starke Messingscheibe von 20 mm Durchmesser trägt. Dies ist die zweite Platte der veränderbaren Kapazität. Bei $\mathfrak{R} 1$ haben die Kondensatorscheiben einen Durchmesser von nur 10 mm.

$\mathfrak{R} 1$ hat zwei um 180° versetzte Bohrungen, von denen die eine, 31 mm vom kalten Rohrende entfernt, die Antennenbuchse B_1 aufnimmt. Die andere, in 27 mm Abstand, hat 12 mm Durchmesser und nimmt Diode und flexible Sondenleitung auf. Die verwendeten Radiodioden (Typenbezeichnung 1 N...) haben an einem Pol einen Kontaktstift. Er wird mit dem Innenleiter von $\mathfrak{R} 1$ verbunden. Dazu durchbohrt man den Innenleiter und lötet in ihn eine Kontaktfeder aus einem LS-50-Sockel ein. Diese erfäßt die Diode.

$\mathfrak{R} 3$ erhält auch zwei um 180° versetzte Bohrungen. Eine ist 31 mm vom kalten Ende entfernt und dient der Einführung des $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$ verbindenden Koaxialkabels, die andere, in 70 mm Abstand hat 6 mm Durchmesser und bildet für C2 den Zugang zum Innenleiter.

$\mathfrak{R} 2$ ist über alles 175 mm lang und hat einen 157 mm langen Innenleiter, der ebenso befestigt ist, wie die von $\mathfrak{R} 1$ und $\mathfrak{R} 3$. Die Abstimmkapazität entspricht genau der von $\mathfrak{R} 3$. Auch $\mathfrak{R} 2$ bekommt zwei Bohrungen, die um 180° versetzt sind. Die eine ist 31 mm vom kalten Ende entfernt und für das Koaxkabel bestimmt, die andere, 142 mm über dem kalten Ende hat 10 mm Durchmesser. Durch sie wird die Sonde eingeführt.

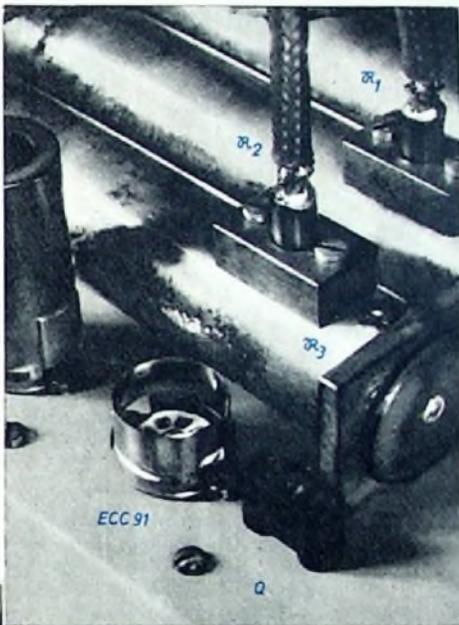
Die Sonde besteht aus einer 9-mm-Scheibe von 2 mm Stärke mit einem 20 mm langen M3-Gewindestift. Als Lager für die Sonde dient ein 5 mm starker Trolitulstreifen mit einem M3-Gewinde, der über die Öffnung in $\mathfrak{R} 2$ geschraubt wird. Die Sonde kann dann hinein- und herausgeschraubt werden.

Für das $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$ verbindende Koaxial-

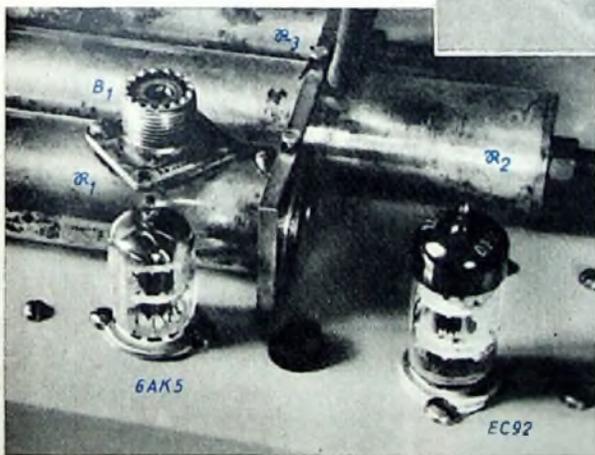
notwendig miteinander verlötet. Am besten erfolgt dies auf einer elektrischen Kochplatte. Zunächst werden die Innenleiter mit den Kapazitätsplatten durch Weichlot verbunden, dann die Innenleiter mit den Bodenscheiben. Nun wird $\mathfrak{R} 1$ an der Einsatzstelle der Diodenhalterungen mit einem 10 cm langen Stück verdillter Kupferlitze versehen (festlöten!) und $\mathfrak{R} 3$ mit einem Silberdrahtstumpf ausgestattet, der durch die obere Bohrung ragt. Schließlich verlötet man die Außenleiter mit den Innenleiter und Kapazitätsplatten tragenden Bodenscheiben.

Die oberen Verschlusscheiben werden nicht eingelötet, sondern später mit Hilfe der Messingstreifen festgepreßt.

Alle so zusammengesetzten Teile der Rohrkreise werden feuerversilbert. (Die Feingewinde müssen hinterher noch einmal nachgeschliffen werden.)



Blick auf den Oszillator



Blick auf die Kathodenstrahlröhre

kabel (RG 54 A/U) wurden Halterungen hergestellt, die im Foto (rechts oben) gut zu erkennen sind. Unter den Koaxialkabel-Öffnungen in $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$, 2 mm über dem Boden, werden 2-mm-Löcher gebohrt. Durch sie wird die aus dem Innenleiter des Koaxialkabels U-förmig gebogene Koppelschleife nach dem Einfädeln in den Rohrkreis wieder nach außen geführt und mit dem Außenleiter verlötet. Auch unter der Öffnung für B_1 in $\mathfrak{R} 1$ ist 2 mm über dem Boden ein 2-mm-Loch. Es dient zum Festlöten des einen Schleifenendes der Antenneneinkopplung.

Alle drei Rohrkreise sind in zwei parallelen, 3 mm starken Messingstreifen gehalten; so entsteht eine kompakte Einheit.

Wenn alle Rohrkreis-Einzelteile fertiggestellt sind, werden sie in einem verschlossenen Trielbad entfettet. Erst dann werden sie, soweit

Die Rohrkreis-Einheit kann jetzt zusammengebaut werden. Ein genügend langes Stück Koaxialkabel wird vorbereitet, indem man an jedem Ende etwa 10 cm der Isolierung und des Außenleiters entfernt, so daß nur der Innenleiter übrigbleibt. Die beiden Befestigungsklötzchen werden mit dem Außenleiter des Kabels verlötet, die Innenleiter an jeder Seite sorgfältig zu einer Schleife geformt und verzinkt. Man fädelt sie in die Öffnungen von $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$, schraubt die Halterungsklötzchen auf und lötet die Schleifen ein B_1 mit zugehöriger Silberdrahtschleife, die dem Innenleiter von $\mathfrak{R} 1$ in 1 mm Abstand parallel läuft, wird eingesetzt, endlich Sonde und Isolierstück. Dann kann man die Rohrkreise mit den beiden Messingstreifen, die am besten auch versilbert werden, zusammensetzen.

(Wird fortgesetzt)

Von Sendern und Frequenzen

UKW-Sender Kreuzberg/Rhön

Der UKW-Sender Kreuzberg in der Rhön des Bayerischen Rundfunks, der bisher im Kanal 20 auf 91,0 MHz gearbeitet hat, strahlt ab 29. 10. 1956 im Kanal 8 auf 89,35 MHz.

FS-Sender Wendelstein

In den letzten Tagen erhielt der Fernsehsender Wendelstein eine neue, winterfeste Antennenanlage, die unter Berücksichtigung der letzten Erfahrungen des Antennenbaus konstruiert worden ist. Während der Dauer der Arbeiten mußten die üblichen Vormittagsstundsendungen von 10.00 bis 12.00 Uhr zeitweilig ausfallen. Desgleichen hat sich in einem Teil des Versorgungsgebietes des Senders die Empfangsenergie vorübergehend verringert.

Klage gegen das Werbefernsehen

Das Präsidium des Bundesverbandes Deutscher Zeitungsverleger hat am 26. 10. 1956 beschlossene, gerichtliche Klage auf Unterlassung gegen das Werbefernsehen einzureichen. Die „Bayerische Werbefernsehen GmbH“ begann am 3. 11. 1956 in Bayern mit ihren Sendungen, die auch ab 15. 11. vom Berliner Fernsehsender des SFB übernommen werden. Die von den Verlegerverbänden vorgebrachten Einwände richten sich gegen die von der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten beanspruchte Monopolstellung. In den Verhandlungen mit dem Bayerischen Rundfunk wurden nach Ansicht der Verleger den grundsätzlichen Rechtsauffassungen über die Zulässigkeit einer Betätigung der öffentlichen Hand auf dem Gebiete der privaten Wirtschaftswerbung nicht ausreichend Rechnung getragen.

Zweites Fernseh-Programm

Die „Studiengesellschaft für Funk- und Fernsehwerbung“ diskutierte in einer Zusammenkunft Ende Oktober Voraussetzungen und Wege zur Durchführung eines zweiten, privatwirtschaftlichen Fernsehprogramms.

Großer Sendesaal des SFB

Die in absehbarer Zeit bevorstehende Übernahme des Rundfunkhauses an der Masurenallee in Berlin durch den SFB wird dem Fernsehen die Möglichkeit geben, öffentliche Veranstaltungen oder Sendungen mit Publikum aus dem großen Sendesaal zu übertragen. In den Ausbauplänen ist zu diesem Zweck eine komplette Fernsehhausstattung vorgesehen. Im übrigen wird das Fernsehen des SFB sein Domizil am Reichskanzlerplatz behalten, wo nach den vorliegenden Nachrichten eine wahrscheinlich einmalig nötig werdende räumliche Ausdehnung ohne „territoriale Hindernisse“ jederzeit erfolgen kann.

Rundfunk und Fernsehen in Frankreich

Nach neueren Berichten der Radiodiffusion-Télévision Française (RTF) betreibt diese öffentliche Gesellschaft jetzt in Frankreich und den überseeischen Gebieten 80 Sender mit einer Gesamtleistung von 3000 kW. Die Zahl der Rundfunkhörer liegt bei etwa 10 Millionen, die der Fernsehteilnehmer bei etwa 400 000. Der in Durchführung begriffene Plan zur Schaffung eines UKW-Sendernetzes sieht die Errichtung von 100 Stationen vor (z. Z. 6 in Betrieb). Die Fernsehversorgung Frankreichs soll bis Ende 1956 etwa 55 % des Staatsgebietes erfassen, 1959 hofft man mit 45 Sendern 95 % der Bevölkerung Frankreichs mit Fernsehen versorgen zu können.

Fernunterricht durch Rundfunk und Fernsehen

Bei einer internationalen Lehrertagung in der Schweiz wurde unter anderem über das „Centre national d'enseignement par correspondance, radio et télévision“ referiert. Diese Institution zählt z. Z. etwa 30 000 Schüler und 500 Lehrer. Für den Sprachunterricht und die naturwissenschaftlichen Fächer werden Rundfunk und Fernsehen eingesetzt. Dieser von dem französischen Unterrichtsministerium ursprünglich als Notbehelf eingerichtete Unterricht hat sich außerordentlich gerade für solche Schüler bewährt, an deren Wohnorten keine passenden Schulen vorhanden sind.

Selbstregelnde Hochspannungseinheit für Fernsehempfänger

DK 621.397.662

Für Studio-Fernsehempfänger und für Kontrollempfänger, an die besonders hohe Anforderungen in bezug auf Bildqualität und Helligkeitsstabilität gestellt werden, hat sich die beschriebene Hochspannungseinheit bewährt. Bei einem Bildröhrenstrom von 0,6 mA zeigte sie noch gute Spannungsstabilität. Dieser Wert erwies sich für Bildröhren mit 37-cm(14")-Schirm als völlig ausreichend.

Die EHT-Einheit (EHT = Extra High Tension) ist in einem Abschirmgehäuse untergebracht. Die Anschlüsse der Anoden- und Heizspannung, der geregelten Spannung, der Masseleitung sowie der Hochspannung von 11 kV sind herausgeführt. Besonderer Wert wurde bei der Konstruktion auf sehr gute Isolation gelegt.

Wegen der Toleranzen der Teile kann es vorkommen, daß die Werte etwas geändert werden müssen; in zahlreichen Versuchen wurden die angegebenen Größen jedoch als Mittelwerte festgestellt.

Aufbau

Regelpotentiometer, Röhren und Hochspannungstransformator mit den Halterungen für die Röhren EY 86 wurden im Abschirmgehäuse auf einer Chassisplatte montiert; auf der Unterseite dieser Platte sind die Widerstände und Kondensatoren untergebracht.

Der EHT-Transformator ist mit der Regelspule und den Windungen für die Heizung der Röhren EY 86 auf U-förmige Philips-

körper etwa 20 mm, Anschlüsse 4 mm Durchmesser bei einer Länge von 8 bis 10 mm mit Außen- oder Innengewinde. Rosenthal stellt Kondensatoren ähnlicher Art mit fast den gleichen Abmessungen her.

Die Faradayschen Körbe (s. Abb. 5) zur Abschirmung der Hochspannung an den Fassungen der beiden EY 86 lassen sich aus verzinnem Kupferdraht (2 mm Durchmesser)

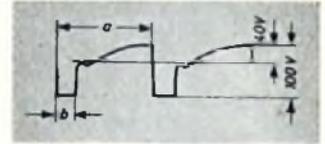


Abb. 2. Multivibrator-Impulse am Gitter der EL 81

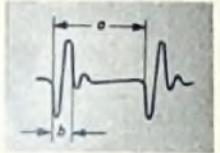


Abb. 3. Regelspannungen an der Anode der EB 91

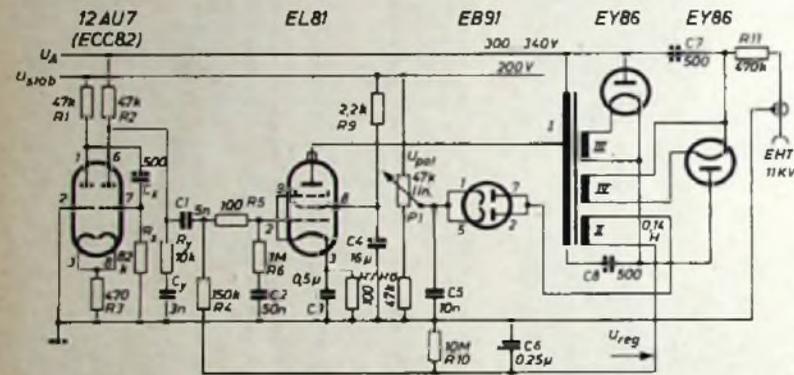


Abb. 1. Schaltung der Hochspannungseinheit

Schaltung

Die zur Erzeugung der Hochspannung nötige Frequenz von 12 ... 14 kHz wird nach Abb. 1 einer Multivibratorschaltung (12 AU 7 oder ECC 82) entnommen. Der Multivibrator ersetzt die in normalen Fernsehempfängern übliche Verwendung des Zeilenkippergerätes zur Hochspannungserzeugung. Die Regelfähigkeit hängt stark von der Frequenz ab. Die günstigste Frequenz kann dadurch ermittelt werden, daß man statt des Widerstandes $R_x = 82 \text{ k}\Omega$ zunächst ein Potentiometer von 500 k Ω einsetzt und durch Ausprobieren den zweckmäßigsten Wert einstellt. Die Frequenz läßt sich dann mit Oszillografen und Tongenerator durch Überlagerung bestimmen.

Durch den schnellen Zusammenbruch des Anodenstroms des Multivibrators beim Sperren treten an der Anode der Endröhre EL 81 Spannungsspitzen auf, die (nach Gleichrichtung in der Spannungsverdoppler-Schaltung mit zwei Hochspannungsdioden EY 86) Gleichspannungen bis zu 14 kV ergeben.

Über die EB 91 und die Regelspule (als Sekundärwicklung des EHT-Transfo angeordnet) wird eine durch eventuelle Schwankungen der Hochspannung erzeugte Regelspannung auf das Gitter der EL 81 gegeben. Dadurch werden diese Schwankungen auch bei größerer oder ungleichmäßiger Bildhelligkeit ausgeglichen.

Die Anodenspannung der 12 AU 7 und der EB 91 wurde einem stabilisierten Netzteil entnommen.

Die Sägezahnform des Multivibrators soll in ihren Spannungswerten und ihrem Aussehen annähernd mit dem in Abb. 2 gezeigten Bild übereinstimmen. Abb. 3 zeigt die Kurvenform der Regelspannung. Beim Anschließen der Regelspule ist auf richtige Polung zu achten, da sonst die Regelung nicht wirksam wird. Die Werte der Widerstände und Kondensatoren wurden so bemessen, daß Spannungen und Frequenz im gewünschten Bereich liegen.

Ferroxcube-Kerne (L.U 60/27/14-III C 2*) montiert, die zwischen Halteplatten aus Novotext liegen. An einer dieser Halterungen ist ferner eine Plexiglasplatte (2,5 mm stark) festgeschraubt. Auf dieser Plexiglasplatte sind die Hochspannungskondensatoren und die Röhren EY 86 mit ihren Fassungen sowie den Faradayschen Käfigen befestigt.

Als Hochspannungskondensatoren C 7 und C 8 wurden amerikanische Typen mit einer Prüfspannung von 20 kV verwendet (Durchmesser etwa 18 mm, Länge der Kondensator-

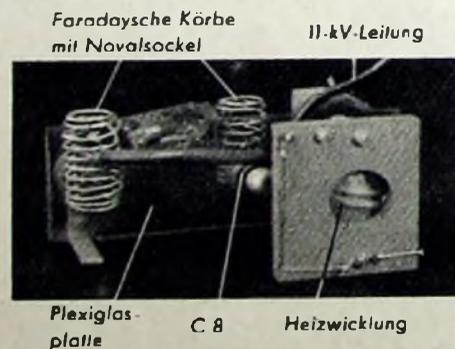


Abb. 5. Hochspannungstrafa mit den Gleichrichterröhren

herstellen. Der Durchmesser der Faradayschen Körbe ist 18 ... 20 mm, ihre Höhe etwa 60 bis 70 mm. Auf den Anschluß des Hochspannungskondensators C 8 wurde ein halbkugelförmiges Messingteil geschraubt.

Beim Aufbau der Einheit muß vermieden werden, daß irgendwelche Spitzen aus Lotzinn, Draht usw. das in der Hochspannungstechnik bekannte Spritzen hervorrufen. Der übrige Aufbau der Schaltung und auch die Verdrahtung sind völlig unkritisch, wenn die Regeln der Hochspannungstechnik beachtet werden.

Wickelangaben

EHT-Spule

Die EHT-Spule 1 wird auf die Mitte eines Körpers gewickelt, der aus einem Papierrohr oder einer Hartpapierrolle (22 mm Außendurchmesser, Wandstärke 0,5 mm, Länge 24 mm) besteht. Sie ist ($\frac{3}{16}$ " 4,8 mm breit und hat vier Kreuzungen (Schläge) je Windung. Die Gesamtwindungszahl der Spule ist 700; nach 500 Windungen wird eine Anzapfung für die Anode der EL 81 herausgeführt. Es soll seidenisolierter Cu-L-Draht 0,5 mm Durchmesser verwendet werden. Nylonisolierung ist zu vermeiden, da beim Wickeln Rutschgefahr besteht. Während des Wickelns ist die Spule aus dem gleichen Grunde mit Benzol anzufeuchten, in dem eine geringe Menge Tritlut geölt ist. Das Spuleneende wird mit einem Faden festgelegt. Ein Ring aus Ceresin oder Ozokerit läßt sich dadurch am Umlang der Spule anbringen, daß man die Spule durch ein Wachsband dreht. (Mit-

Heizung EY 86

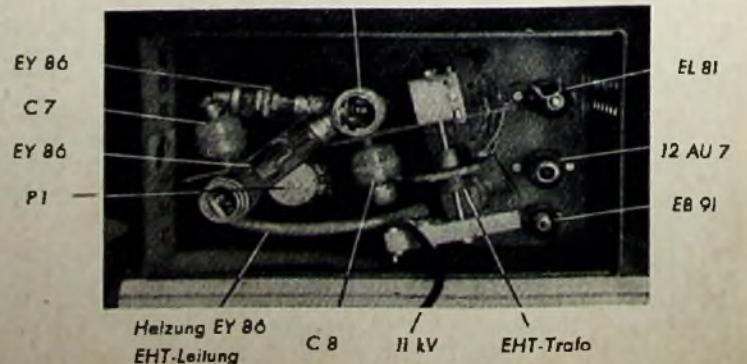


Abb. 4. Blick in das Abschirmgehäuse der Einheit



Unser Phonoprogramm

Vielfältig wie die Wünsche Ihrer Kunden ist die Auswahl, die Ihnen unser Programm bietet. Die ausgereifte Technik ist das Ergebnis langjähriger Erfahrung im Bau von hochwertigen Abspielgeräten. Klangqualität und Bedienungskomfort in Verbindung mit moderner, ansprechender Gestaltung ließen PHILIPS Phonogeräte zu einem anerkannten Wertbegriff werden.

Phonoautomat Mignon AG 2100

Ein Plattenspieler, der sich selbst bedient DM 74,—
Mit Spannungsumschalter DM 79,—



Phonokoffer III AG 2113
mit Verstärker und Lautsprecher DM 198,—



Plattenwechslerbox AG 1203
mit dem bewährten PHILIPS
Plattenwechsler DM 180,—



Phonokoffer I AG 2117
DM 98,—



PHILIPS Plattenwechsler
AG 1003
für alle Schallplatten
DM 158,—



Phono-Tischgerät AG 2140
DM 83,—



PHILIPS

Bildröhrenstrom	I	0	0,2	0,4	0,5	0,6 mA
Spannung an R 7 (Katode EL 81)	U_{Kat}	4	5,2	6,4	6,9	7,4 V
Schirmgitterspannung EL 81	U_{G2}	175	168	158	155	150 V
Regelspannung	U_{Reg}	41	36	31	—	— V
Spannung an Kathoden EB 91	U_{Pct}	160	160	160	160	160 V
Hochspannung	U_{EBT}	11	10,95	10,9	10,9	10,9 kV

Tab. 1. Betriebswerte der EHT-Einheit bei verschiedenen Bildröhrenströmen

unter ist vorher eine Spezialbehandlung der Spule erforderlich. Dazu wird die Spule zunächst etwa 1...2 Stunden im Wärmeofen auf etwa 80...100°C erhitzt. Nach dieser Trocknung ist sie im Vakuum mit heißem Wachs zu tränken, bis sich keine Blasen mehr zeigen. Auf die wieder erkalte Spule wird dann der erwähnte Ring aufgebracht. Mit dieser Methode entfernt man jede Art von Feuchtigkeits- und Luftschlüssen.)

Regelspule

Die Regelspule II wird auf einen gleichen Spulenkörper wie die EHT-Spule gewickelt. Sie liegt unterhalb der EHT-Spule (Abb. 6) und hat 35 Windungen 0,25 mm Durchmesser CuL. Wird mit der Maschine gewickelt, dann muß eine Einstellung für Draht von 0,4 mm

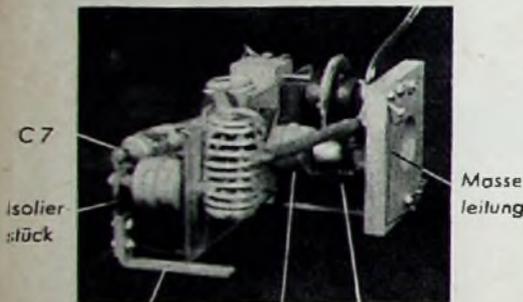


Abb. 6. Seitenansicht des Hochspannungstrafos mit Gleichrichter

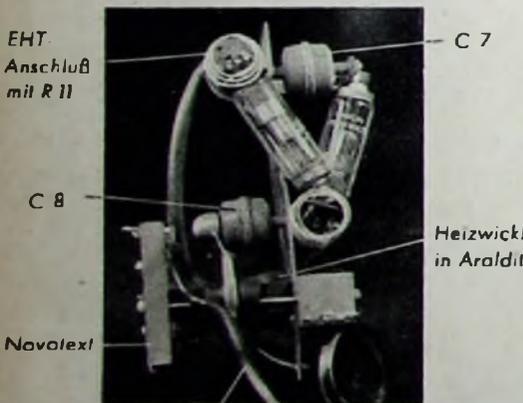


Abb. 7. Blick von oben auf den Hochspannungstrafos mit Gleichrichter

Durchmesser gewählt werden, damit die Windungen Abstand voneinander haben. Die Kapazität der Wicklung ist dann klein genug. Die fertige Spule wird abgebunden und mit Trolital-Lösung bestrichen.

Heizwicklungen

Die Heizwicklungen werden direkt um den Eisenkern gelegt und müssen gut isoliert sein. Wicklung III (Abb. 1 und 7) wird am vorteilhaftesten in Araldit-Gießbar eingegossen; die Enden sind so kurz wie möglich zu halten. Wicklung IV (Abb. 5) ist genügend isoliert, wenn die verwendete Kupferlitze eine Isolierung von 2 mm (Gesamtdurchmesser 4 mm)

Unsere Leser berichten

Röhrenvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand

Eine einfache, für den Selbstbau entwickelte Schaltung eines modernen Röhrenvoltmeters mit einem Eingangswiderstand von 40 MOhm ist in Abb. 1 dargestellt. Dieses Röhrenvoltmeter braucht keine ausgesprochenen Präzisionswiderstände und hat trotzdem nur einen Meßfehler von $\leq 1,5\%$. Kleine Netzspannungsschwankungen haben keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Das Gerät ist für vier Meßbereiche ausgelegt: I = 0...10 V, II = 0...50 V, III = 0...150 V, IV = 0...300 V. Die erste Röhre (6J5) arbeitet als Gleichstromverstärker mit Katodenausgang. Bei dieser Schaltung kann man einen großen Eingangswiderstand bei Verwendung kleiner Ausgangswiderstände erreichen (R 2, R 3, R 4, R 5). Die zweite Stufe ist mit einer Doppeltriode (6SL7) bestückt und bildet mit den Anodenwiderständen eine Brücke. In der Brückendiagonale liegt das Meßinstrument I (100 μ A Vollausschlag).

Der Netzteil ist mit einem Selengleichrichter ausgerüstet. Da nur ein geringer Strom gebraucht wird, genügt ein 30-mA-Typ. Der Schalter S 2 dient zur Netzspannungswahl.

Das fertige Gerät wurde in einem Gehäuse der Firma P. Leister mit den Abmessungen 205x110x145 mm untergebracht. An der Frontplatte sind das Meßinstrument I, die Eingangsbuchsen U_x , das Potentiometer R 12, der Meßbereichschalter S 1 und der Netzschalter S 3, die Kurzschlußtaste T und das Kontrolllampchen befestigt.

Wegen des großen Eingangswiderstandes von 40 MOhm ist es notwendig, Eingangsbuchsen mit hochwertiger Isolation zu verwenden. Zum Einchen werden die Klemmen U_x mittels der Taste „T“ kurzgeschlossen und mit R 12 das Instrument auf 0 eingestellt. Jetzt wird der Kurzschluß aufgehoben und an den Eingang eine bekannte, wenn möglich stabilisierte Gleichspannung von der Größe des Meßbereiches gelegt. Mit R 15, R 16, R 17, R 18 wird für jeden Meßbereich der Zeiger auf Vollausschlag gebracht. Die beiden Widerstände R 9, R 10 bestimmen die Linearität des Skalenverlaufs.

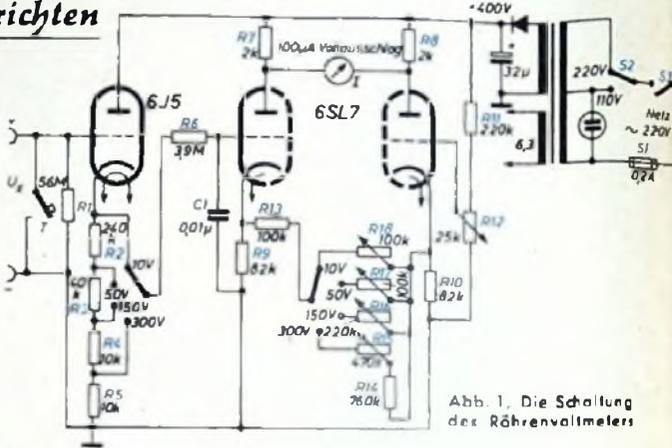
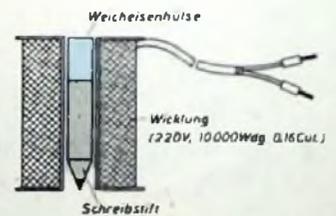


Abb. 1. Die Schaltung des Röhrenvoltmeters

Genauigkeit noch mit der Stoppuhr bestimmt werden können, bereitet die Messung von kurzen Zeiten bis herab zu $\frac{1}{50}$ s dem Amateur manche Schwierigkeiten, da er seltener über kostspielige Geräte (Oszillografen usw.) verfügt. Es sei deshalb eine einfache Vorrichtung beschrieben, die Zeitbestimmungen von etwa $\frac{1}{50}$ s bis zu einigen Sekunden gestattet. Dabei dient die Netzfrequenz zum Vergleich.

Die Vorrichtung besteht aus einer zylindrischen Spule, deren Wickeldaten sich nach der Betriebsspannung richten (z. B. bei 220 V: 10 000 Wdg. 0,16 mm CuL). Als Anschluß empfiehlt sich eine etwa 1 m lange, zweidradige flexible Leitung mit zwei Bananensteckern. Im Inneren der Spule steckt leicht beweglich ein Schreibstift von etwa gleicher Länge wie die Spulenachse, an dessen oberem Ende eine



Schnitt durch die Spule mit Schreibstift

kurze Weicheisenhülse angebracht ist. Zur Messung wird nun die Spule mit dem Ausgang des Zeitschalters verbunden. Mit der Hand wird jetzt bei eingesetztem Schreibstift auf einem Stück Papier die Spule spiralförmig bewegt und dabei der Zeitschalter in Tätigkeit gesetzt. Da die Weicheisenhülse während jeder Wechselstromperiode zweimal in die Spule hineingezogen wird, erscheint auf dem untergelegten Papier eine Anzahl Punkte, deren Auszählung die genaue Bestimmung der Zeit zuläßt. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz entsprechen 100 Punkte einer Zeit von einer Sekunde.

Diese einfache Vorrichtung hat sich in der Praxis gut bewährt. Der kleine Aufwand ermöglicht einen leichten Nachbau, und die geringe Größe gestattet die Mitnahme des Gerätes zu Servicezwecken.

E. Sonntag

Ein billiges Verfahren der Kurzzeitmessung

Die genaue Zeitbestimmung bei der Eichung elektronischer Zeitschalter oder anderer Geräte erfordert einen verhältnismäßig großen Aufwand an Meßgeräten. Während Zeiten von mehr als zwei Sekunden mit ausreichender

Wir wiederholen für den Anfänger

H. LENNARTZ

So arbeitet mein Fernsehempfänger

Die magnetische Fokussierung

Schon bevor man genaue Kenntnis vom Wesen des elektrischen Stromes hatte, wurden die Wechselwirkungen zwischen elektrischem Strom und Magnetfeldern beobachtet. Sie führten zu all den Einrichtungen, die auf dem elektrodynamischen Prinzip beruhen (elektrische Maschinen, Meßinstrumente, Fernhörer u. a. m.). Man fand daß ein Magnetfeld auf einen in ihm befindlichen stromdurchflossenen Leiter immer eine Kraft ausübt, die zu einer Bewegung des Leiters oder des Magneten führt.

Ein Elektronenstrom, z. B. in einer Bildröhre, ist nun durchaus mit einem stromdurchflossenen Leiter zu vergleichen. Die Kräfte wirken nämlich auch in dem Leiter nur auf den Elektronenstrom und versuchen diesen abzulenken. Da die Elektronen jedoch unter normalen Bedingungen den Leiter nicht verlassen können, müssen sie ihn mitbewegen. Die Kräfte wirken also auch auf einen Strom von freien Elektronen, und er wird durch ein Magnetfeld abgelenkt. Auf ein Elektron, das eine Geschwindigkeitskomponente senkrecht zu einem Magnetfeld hat, wird eine Ablenkkraft ausgeübt, die einmal senkrecht zu dieser Geschwindigkeitskomponente, zum anderen senkrecht zu der Richtung der Kraftlinien des Magnetfeldes steht. Ein Elektron, das parallel zu den Kraftlinien liegt, hat keine Geschwindigkeitskomponente senkrecht zum Magnetfeld und wird daher nicht abgelenkt. Man sieht, daß der Ablenkmechanismus in einem Magnetfeld nicht so einfach zu überblicken ist wie im elektrischen Feld. In Abb. 18 ist versucht worden, die Wirkungsweise einer magnetischen Linse zu veranschaulichen, wobei allerdings an Stelle der in Wirklichkeit gebogenen Elektronenbahnen nur ihre Projektionen eingezeichnet werden konnten.

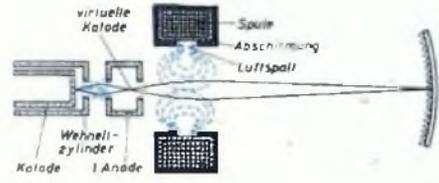


Abb. 18. Anordnung einer magnetischen Linse

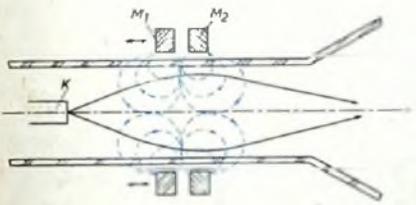


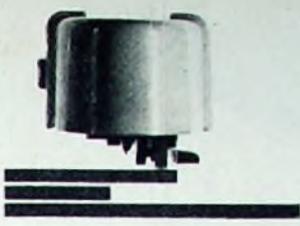
Abb. 19. Anordnung einer magnetischen Linse aus zwei Scheibenmagneten

Die Bildröhre mit magnetischer Linse ist im ersten Teil ähnlich aufgebaut wie die Röhre nach Abb. 17. Die eigentliche Fokussierung wird aber durch die Spule bewirkt. Das Magnetfeld wird mit Hilfe eines Gleichstromes durch die Spule erzeugt, und die Abschirmung bewirkt, daß das aus dem Luftspalt austretende Kraftfeld genau die gewünschte Form hat. Ähnlich wie bei der elektrostatischen Linse wird in der zweiten Hälfte die Wirkung der ersten zum Teil wieder aufgehoben. Aber auch hier ist es so, daß die Wirkung der Kraftlinien um so schwächer ist, je größere Geschwindigkeit die Elektronen haben. Da die Elektronen auf dem Wege zum Bildschirm (wegen der in dieser Richtung liegenden Endanode) immer schneller werden, ist die Wirkung der Kraftlinien rechts vom Luftspalt geringer als die Ablenkung links davon, so daß sich schließlich wieder eine fokussierende Wirkung ergibt.

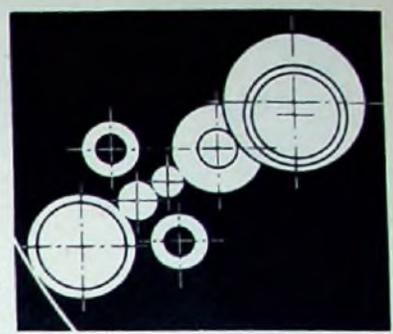
Moderne magnetische Linsen arbeiten mit Permanentmagneten. Es kommen dabei zwei scheibenförmige Magnete zur Anwendung, die um den Hals der Röhre angeordnet wurden (Abb. 19). Die „Brennweite“ der Linse kann durch Änderung des Abstandes der beiden Scheiben eingestellt werden.

Die Ablenkung des Elektronenstrahls

Bisher war unser Hauptaugenmerk darauf gerichtet, einen möglichst gut gebündelten Elektronenstrahl zu erhalten, der dort, wo er auf den Leuchtschirm trifft, seinen kleinsten Durchmesser hat. Als weitere Forderung kommt nun hinzu, daß der Elektronenstrahl zeilenförmig den Bildschirm abtasten muß, und zwar so, daß in $\frac{1}{60}$ s ein Teilbild (312 Zeilen) geschrieben wird. Es muß also erreicht werden, daß der Elektronenstrahl in waagerechter (horizontaler) Richtung 15 625mal in der Sekunde hin und her bewegt wird, in senkrechter (vertikaler) Richtung in der gleichen Zeit 50mal. Die erforderliche Ablenkung kann



Roll-Pickup ☆



Synchronlauf ☆☆

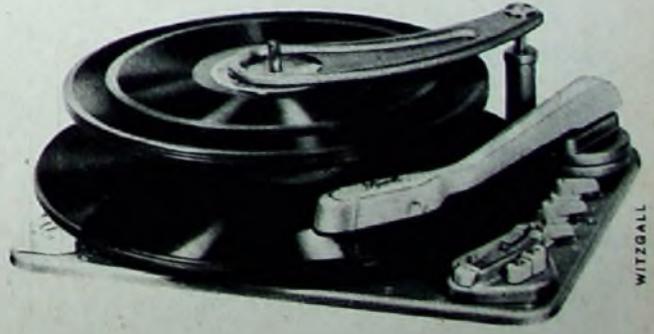
Der DUAL 1003 überzeugt durch Qualität und technischen Fortschritt. Er ist der einzige deutsche Plattenwechsler mit Synchronlauf und Roll-Pickup! Den Fachmann beeindruckt die reife Konstruktion, den Laien der unvergleichliche Bedienungs-komfort. Darum gilt: DUAL 1003 — der Plattenwechsler von morgen!

☆ Der Roll-Pickup ermöglicht durch seinen verblüffenden Abtastvorgang, hintereinander Platten unterschiedlicher Größe abzuspielen. Diese Automatik macht den DUAL 1003 zum einzigen Plattenwechsler, der auch als vollautomatischer Einfachspieler für alle Plattengrößen zu verwenden ist.

☆☆ Der Synchronlauf des DUAL 1003 garantiert unabhängig von den verschiedenen Drehzahlen der Platten eine konstante Wechsel- und Pausenzeit: sie beträgt bei 33 $\frac{1}{3}$, 45 und 78 U/min. jeweils genau 8,0 Sekunden. Das ist ein Vorzug, den nur DUAL zu bieten hat.

Dual
1003

Informationen, die Ihnen alles sagen, vermittelt Ihnen auf Wunsch gern: DUAL, Gebr. Steidinger, St. Georgen, Schwarzw.



Entscheidende Vorteile des DUAL 1003



Verstärker-Phonokoffer

Prinzeß 198,00 DM

(auch ohne Verstärker lieferbar 108,50 DM)

WILHELM HARTING
ESPELKAMP-MITTWALD (WESTF.)
PHONO-GERÄTE · TONBANDGERÄTE

mit elektrischen oder magnetischen Feldern erfolgen. Es ergeben sich dabei ähnliche Verhältnisse wie bei Elektronenlinsen. Wegen der hohen zur Anwendung kommenden Anodenspannungen ist es jedoch weniger zweckmäßig, mit elektrostatischer Ablenkung zu arbeiten. Deshalb wird heute meistens magnetische Ablenkung angewandt, die zudem den Vorteil hat, daß die Ablenkspulen außerhalb der Röhre sitzen, so daß durch geeignete Formgebung und Justierung von Fall zu Fall das Optimum eingestellt werden kann.

Zur Erklärung der magnetischen Ablenkung betrachten wir einen Hufeisenmagneten gemäß Abb. 20, zwischen dessen Polschuhen sich ein stromdurchflossener Leiter befindet. Rings um den Leiter entstehen durch den fließenden Strom ebenfalls magnetische Kraftlinien (im eingezeichneten Fall fließt der Strom sozusagen „in die Zeichnung hinein“), so daß das Feld zwischen den Polschuhen links vom Leiter abgeschwächt, rechts davon jedoch verstärkt wird. Es treten dann Kräfte auf, die den Leiter in Pfeilrichtung nach links zu bewegen suchen. Wir haben schon gesehen, daß es bei allen diesen Vorgängen nur auf den Elektronenstrom ankommt. Ordnen wir also gemäß Abb. 21 um den Hals der Bildröhre einen Elektromagneten an, dessen Kraft-

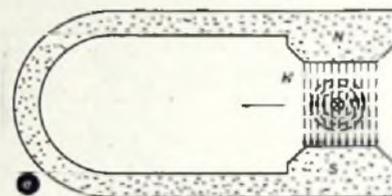


Abb. 20. Erklärung der Ablenkung eines stromdurchflossenen Leiters durch ein Magnetfeld; a) Kraftlinien von Leiter und Magnet getrennt gezeichnet, b) resultierendes Kraftlinienfeld (Leiter und Magnet)

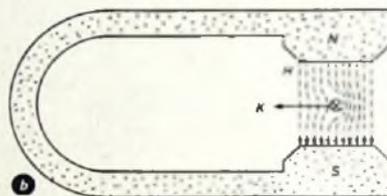


Abb. 21 (unten). Bildröhre mit Ablenkspulen für horizontale Ablenkung (Zeile)

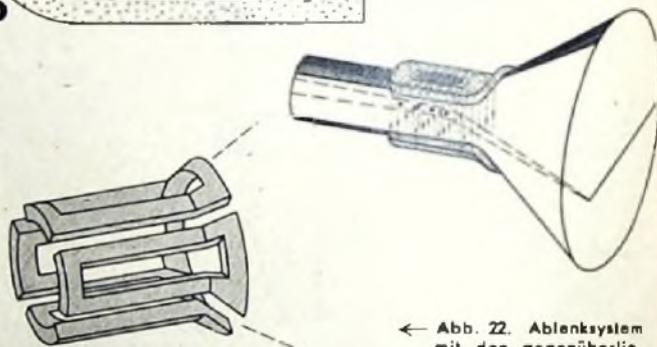


Abb. 22. Ablenkssystem mit den gegenüberliegenden Ablenkspulen

KONTAKTSCHWIERIGKEITEN?



Alle Praktiker der Hochfrequenztechnik
UKW-Technik
Fernsehtechnik
Fernmeldetechnik
Maßtechnik

kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften Kontaktgabe an Vielfachschaltern.
CRAMOLIN hilft Ihnen.

Cramolin beseitigt unzulässige Übergangswiderstände und Wackelkontakte. Cramolin verhindert Oxydation, erhöht die Betriebssicherheit Ihrer Geräte. **CRAMOLIN** ist garantiert unschädlich, weil es frei von Säuren, Alkalien und Schwefel ist, wirksam bis -35°C . **CRAMOLIN** wird zu folgenden Preisen und Packungen geliefert: 1000-ccm-Flasche zu DM 24,—, 500-ccm-Flasche zu DM 13,—, 250-ccm-Flasche zu DM 7,50, 100-ccm-Flasche zu DM 3,50. Je einacht. Glasflasche, sofort lieferbar, ab Werk Mühlacker. Rechnungsbeträge unter DM 20,— werden nachgenommen. (3% Skonto).

R. SCHÄFER & CO. 2 · CHEMISCHE FABRIK
(14) MÜHLACKER · POSTFACH 44

linien senkrecht von oben nach unten verlaufen, so wird (genau wie in Abb. 20b der Leiter) in Abb. 21 der Elektronenstrahl senkrecht zu den Kraftlinien — in der Abbildung nach links — abgelenkt. Die Ablenkung ist um so stärker, je kräftiger das Magnetfeld ist. Nun wird das Magnetfeld in Abb. 21 durch zwei von einem Strom (dem Ablenkstrom) durchflossene Spulen (Ablenkspulen) geliefert, wobei die erzeugte Feldstärke der Stromstärke proportional ist. Nimmt die Stromstärke in gleichen Zeitintervallen um gleiche Beträge zu, dann bewegt sich der Elektronenstrahl in diesen Zeitintervallen auch um gleich große Strecken auf dem Schirm. Man sagt, die Ablenkung ist „zeitproportional“ oder „linear“.

Die Bewegung des Strahls nach Abb. 21 entspricht der Zeilenablenkung. Wir müssen nun noch eine zusätzliche Ablenkung haben, die den Strahl von oben nach unten ablenkt. Hierzu brauchen wir ein weiteres Magnetfeld, dessen Kraftlinien senkrecht auf denjenigen der Abb. 21 stehen; es kann durch gleichartige Spulen erzeugt werden, die zwischen den in Abb. 21 eingezeichneten liegen. Die Gesamtanordnung ergibt sich aus Abb. 22.

Die Ionenfalle

Bei der Entwicklung der Bildröhre traten noch einige weitere Schwierigkeiten auf; z. B. lassen sich die Kolben trotz aller Maßnahmen nicht vollkommen luftleer pumpen. Aus den verbleibenden Gasmolekülen aber entstehen bei Zusammenstößen mit den schnellen Elektronen weitere elektrisch geladene Teilchen, die sogenannten „Ionen“. Sind diese Ionen negativ geladen, dann nehmen sie den gleichen Weg wie die Elektronen und können den Bildschirm bald „vergiften“, wodurch die Leuchtkraft des Schirmes nachläßt. Die Ionen sind nun aber etwa 2000- bis 500 000mal schwerer (von der chemischen Natur abhängig) als die Elektronen und werden, wie man zeigen kann, durch

WISI POSAUNE P280 P290
Vollband-Fernseh-Antennen
Auf jeden Kanal scharf einstellbar

WILLI SIEHN J.R. K.G.
LIEFERN KKS. PEORZHEIM

Magnetfelder wesentlich weniger abgelenkt. Dies kann man nun ausnutzen, um zu erreichen, daß sie nicht auf den Schirm gelangen. Abb. 23 zeigt das System einer modernen Bildröhre. Es fällt auf, daß Elektronenstrahl-Erzeugungssystem, Wehneltzylinder und eine weitere Elektrode etwas schräg angeordnet sind. Ein auf dem Hals der Röhre angebrachter „Ionenfallenmagnet“ bewirkt nun, daß der Elektronenstrahl so umgelenkt wird, daß die Elektronen in der Mittelachse der Röhre weiterlaufen. Die schweren Ionen aber, die zum größten Teil dicht vor der Katode entstehen, werden nicht oder nur ganz wenig umgelenkt und können daher nicht durch die kleine Blende in dem nun folgenden Zylinder hindurchtreten; sie werden hier ab-

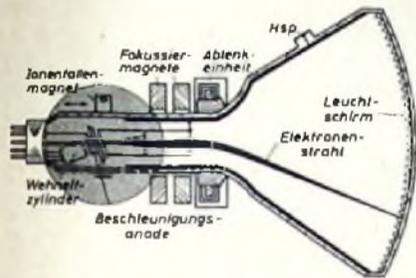


Abb. 23. Querschnitt durch eine moderne Bildröhre mit Ionenfallenmagnet

gefangen und sind damit unschädlich. Der Ionenfallenmagnet muß sehr sorgfältig eingestellt werden, damit wirklich alle Elektronen auf den Leuchtschirm gelangen und die größte Helligkeit erreicht wird.

Der Bildschirm

Bisher haben wir immer nur den Elektronenstrahl betrachtet. Dieser muß aber beim Auftreffen auf den Leuchtschirm erst in sichtbares Licht verwandelt werden. Die üblichen Methoden zur Lichterzeugung, z. B. durch einen glühenden Draht, kommen nicht in Frage, da sie viel zu träge sind und keinen engbegrenzten Leuchtfleck ergeben. Beim Leuchtschirm der Bildröhre benutzt man den sogenannten „Lumineszenzeffekt“, der darauf beruht, daß bestimmte Kristalle die Umwandlung der Bewegungsenergie von Elektronen in Lichtenergie gestatten. Der Vorgang selbst ist kompliziert und erfordert zum Verständnis einige atomphysikalische Kenntnisse¹⁾. Es kommt darauf an, daß der Leuchtschirm ein möglichst weißes Licht erzeugt. Bei den Energieumwandlungen wird jedoch immer nur Licht von bestimmten Farben erzeugt. Da aber die Farbenlehre zeigt, daß weißes Licht durch Mischung von anderen Farben entsteht, läßt sich durch Zusammen setzen verschiedener Leuchtsubstanzen auf dem Bildschirm eine annähernd weiße Farbe erreichen.

Schließlich muß noch dafür gesorgt werden, daß der Leuchtschirm möglichst trägheitslos arbeitet. Die verschiedenen Lumineszenzstoffe zeigen Nachleuchtzeiten, die zwischen einigen Mikrosekunden und mehreren Minuten liegen. Man setzt heute den Leuchtschirm aus Stoffen mit einer Nachleuchtzeit von einigen tausendstel Sekunden zusammen.

Die Qualität des Fernsehbildes wurde durch Verwendung metallhinterlegter (aluminierter) Leuchtschirme beträchtlich gesteigert. Dabei wird der Leuchtstoffbelag auf der dem Betrachter abgewandten Seite mit einer hauchdünnen, spiegelnden Aluminiumschicht bedeckt. Diese Schicht ist nur einige Moleküle dick und läßt die schnellen Elektronen ungehindert durch, wirkt aber für das erzeugte Licht als Spiegel. Es ergeben sich dabei drei vorteilhafte Wirkungen:

1. Der Leuchtschirm sendet sein Licht ebenso nach vorn wie nach hinten aus. Der letztere Anteil geht für den Betrachter normalerweise verloren. Der Aluminiumspiegel hinter dem Schirm reflektiert nun aber dieses Licht, und es wird ein beträchtlicher Gewinn an Bildhelligkeit erreicht. Außerdem würde das vom Leuchtschirm nach innen gestrahlte Licht von den Innenwänden der Röhre zerstreut werden, und eine allgemeine Aufhellung des Leuchtschirmes von innen her wäre die Folge. Auch dunkle Bildstellen würden also von innen aufgehellt und damit der Kontrast vermindert werden. Die Aluminiumschicht verhindert diese schädlichen Lichtstreuungen und erhöht damit den Kontrast.

2. Der Metallbelag schützt den Leuchtschirm gegen restliche Ionen. Ionen entstehen nicht nur vor der Katode, sondern auch (wenn auch seltener) bei Zusammenstößen auf dem Wege zwischen der Ionenfalle und dem Bildschirm. Wegen ihrer Größe können aber diese Ionen die Metallhinterlegung nicht durchstoßen, sondern bleiben an ihr hängen; der Leuchtschirm ist also geschützt. (Wird fortgesetzt)

¹⁾ In den Atomen kreisen Elektronen in verschiedenen Abständen auf bestimmten Bahnen um den Atomkern, wobei jeder Bahn eine bestimmte Energie entspricht. Trifft nun ein schnelles Elektron dieses Atomsystem, dann können Elektronen des Atomes von ihrer Bahn auf eine andere mit höherem Energieniveau „geworfen“ werden. (Werden ein oder mehrere Elektronen ganz aus dem Atomverband „herausgeschossen“, so ist, da dem vorher neutralen Atom nun eine entsprechende Anzahl negativer Ladungen fehlt, der Rest ein ein- oder mehrfach geladenes „Ion“.) Beim „Zurückfallen“ auf seine alte Bahn gibt das Elektron die durch den „Treffer“ gewonnene Energie in Form von „Lichtquanten“ wieder restlos ab.



DEAC

GASDICHTE STAHLAKKUMULATOREN

für Rundfunk-Koffergeräte,
Hörhilfen und
Meßgeräte aller Art.
Niedrige Betriebskosten,
günstige Voraussetzungen für gleichmäßig
gute Betriebseigenschaften
und lange Lebensdauer Ihrer Geräte,
besonders der Röhren



DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH
Frankfurt/Main, Neue Mainzer Straße 54



**GERMANIUM-DIODEN
Transistoren**

**TE-KA-DE
NÜRNBERG 2**

Neu Stahlgepanzert



LEAK PROOF verhindert unter Garantie:

- Ausquellen von Elektrolyt
- Austreten von fressenden Salzen
- Deformierung der Zellen

und dadurch Beschädigung des Gerätes

PERTRIX-UNION GMBH · FRANKFURT/M.

Wenn Sie sich mit der Absicht tragen,

HAUS-ODER GRUNDBESITZ

zu veräußern oder weiteren zu erwerben, ganz gleich, ob es sich um ein Rentehaus, ein Aufbau-Grundstück, Villen- oder sonstigen Immobilienbesitz handelt, dann sollten Sie regelmäßig die Wochenend-Ausgaben unseres Blattes lesen. Auch wenn Sie sich zur Ruhe setzen und deshalb Ihr Geschäft verkaufen, Ladenräume vermieten wollen, finden Sie im Immobilienmarkt der „Frankfurter Allgemeinen Zeitung“ Interessenten

VON DER NORDSEE BIS ZU DEN ALPEN

Noch schneller kommen Sie mit einer selbst-aufgegebenen Anzeige zum Ziele, denn man erwartet die „Frankfurter Allgemeine“ als gut informierte Tages- und Wirtschaftszeitung Tag für Tag in 3920 Orten Westdeutschlands.

Frankfurter Allgemeine

ZEITUNG FÜR DEUTSCHLAND

AUS ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHERN

Ein einfaches Gerät zum Messen kleiner Kapazitäten

Für das einfache, mit Hochfrequenz arbeitende Kapazitätsmeßgerät, das gerade für kleine Kapazitäten sehr geeignet ist, werden grundsätzlich drei Vorrichtungen (Abb. 1) benötigt: ein kleiner, mit konstanter Frequenz schwingender HF-Oszillator, ein abstimmbarer, aus Kondensator C und Spule L bestehender Resonanzschwingkreis, der auf die Frequenz des Oszillators abgestimmt werden kann und dem die zu bestimmende Kapazität parallelgeschaltet wird, und eine Anzeigevorrichtung, die erkennen läßt, wann der Parallelschwingkreis auf Resonanz, also auf die Frequenz des Oszillators, abgestimmt ist. Der Schwingkreis ist sowohl mit dem Oszillator als auch mit der Anzeigevorrichtung lose induktiv gekoppelt.

Die Messung geht so vor sich, daß man den Drehkondensator C des Schwingkreises zunächst ohne den Prüfling so einstellt, daß man den Schwingkreis durch Beobachtung des Anzeigeelementes auf Resonanz abstimmt. Darauf wird der Prüfling angelegt und der Kondensator C so lange verändert, bis wieder Resonanz vorhanden ist. Der Betrag, um den C dabei vermindert werden mußte, ist die gesuchte Kapazität des Prüflings. Der Drehkondensator muß also in geeigneter Weise geeicht werden, wobei die Skalenwerte in entgegengesetzter Richtung wie die tatsächlichen Kapazitätswerte von C verlaufen, weil dem maximalen Kapazitätswert von C die Kapazität Null des Prüflings entspricht.

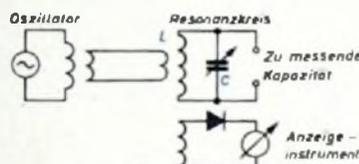
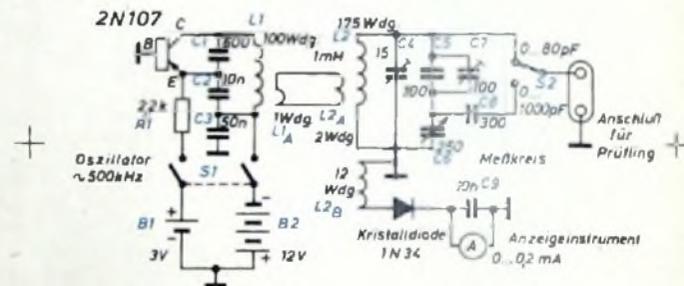


Abb. 1. Das Grundprinzip der Messung kleiner Kapazitäten mittels HF und Resonanzkreis

Abb. 2 (unten). Vollständiges Schaltbild eines nach Abb. 1 arbeitenden Kapazitätsmeßgerätes mit einem Transistor-Oszillator



Die vollständige Schaltung eines sehr handlichen, leicht anzufertigenden und doch recht genauen Kapazitätsmeßgerätes, für das die Originalarbeit eine ausführliche Bauanleitung gibt, ist in Abb. 2 wiedergegeben. Im linken Teil des Schaltbildes sieht man den einfachen Oszillator in Colpitts-Schaltung. Er ist so dimensioniert, daß er mit einer festen Frequenz von ungefähr 500 kHz schwingt. An und für sich kommt es auf die Frequenz nicht sehr an, sie sollte aber so gewählt werden, daß sie einen ausreichenden Abstand von der oberen Frequenzgrenze des Transistors hat und der Oszillator leicht anschwingt. Der im Schaltbild angegebene pnp-Feldtransistor hat eine obere Frequenzgrenze von 1 MHz.

Da die Meßgenauigkeit wesentlich von der Frequenzkonstanz des Oszillators abhängt, sind ein kleines L/C-Verhältnis und ein großer Gütefaktor O erwünscht. Auf alle Fälle soll das L/C-Verhältnis des Oszillators erheblich kleiner als das des angekoppelten, als Meßkreis dienenden Resonanzkreises L2-C4 sein. Eine hochwertige Antennenspule ist für L1 gut geeignet. Nur so erreicht man, daß der Oszillator nicht zu sehr durch den Meßkreis belastet und bei dessen Verstimmung „mitgezogen“ wird. Aus diesem Grunde soll auch die Kopplung zwischen L1 und L2 verhältnismäßig lose sein. Die Kopplungsspulen L1A und L2A bestehen dementsprechend nur aus ein oder zwei Windungen, die um die Spulen L1 und L2 herumgelegt sind.

Ihre Berufserfolge

hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlechtbezahlten in bessere Stellungen aufrücken. 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.



BRÄUN

Rundfunk- und Fernsehgeräte im Stil unserer Zeit von international bekannten Gestaltern entworfen.

fehlen niemals in Verkaufs- und Ausstellungsräumen sowie im Schaufenster des fortschrittlichen Rundfunk-Fachhändlers.

Der auf gute Auswahl bedachte Händler weiß warum!

Das Anzeiginstrument, ein Milliamperemeter mit einem Maximalausschlag für 0,2 mA, ist über eine Germaniumdiode und eine Kopplungsspule L₂ induktiv mit dem Meßkreis gekoppelt. L₂ besteht im Versuchsgerät aus 12 Windungen, die in der Spule L₂ des Meßkreises liegen.

Die in dem Meßgerät zu verwendenden Spulen können ohne Schwierigkeiten selbst gefertigt werden. Besondere Anweisungen dafür dürften sich erübrigen, da keine Besonderheiten zu beachten sind. Es muß allerdings dafür gesorgt werden, daß L₁ und L₂ hohe Gütefaktoren haben. Vor allem sollte die Spule L₂ des Meßkreises ein Q von mindestens 100 haben, um die zur Messung kleiner Kapazitäten erforderliche große Resonanzschärfe zu erhalten. Wenn das Q von L₂ nicht kleiner als 100 ist, geht der Ausschlag des Anzeiginstrumentes um rund 50% zurück, wenn man den Kondensator des Meßkreises um 1 pF aus der Resonanz verstimmt. Ein derartig großes Q für L₂ kann man beispielsweise bekommen, wenn man für L₂ eine Spule eines hochwertigen 455-kHz-ZF-Bandfilters verwendet.

Bei Erfüllung dieser Bedingungen kann man mit dem Gerät leicht Kapazitäten von 1 pF und weniger, also z. B. auch Schalt- und Leitungskapazitäten, hinreichend genau bestimmen. Das Meßgerät hat zwei Meßbereiche, und zwar von 0...80 pF und von 0...1000 pF. Zur Umschaltung der Meßbereiche dient der Schalter S₂. Bemerkenswert ist, wie durch geschickte Schaltung der Kondensatoren C₄, C₅, C₆, C₇ und C₈ eine erhöhte Meßgenauigkeit und Skalendehnung für die kleinsten Kapazitätswerte erreicht wird. Der eigentliche Abstimm- und Meßkondensator ist C₆, ein Luftdrehkondensator von 250 pF mit Nierenplatten. Zur Verkürzung liegen mit ihm die Kondensatoren C₅ und C₇ in Reihe. C₄ ist ein Trimmer, mit dem man den Meßkreis auf Resonanz einstellt, wenn der Meßkondensator C₆ (bei abgeschaltetem Prüfling) auf „Null“ eingestellt ist (Nullpunktkorrektur). In ähnlicher

Weise muß der Trimmer C₇ auf Resonanz einjustiert werden, wenn C₆ ganz eingedreht ist.

An und für sich ist es ungünstig, daß bei Kapazitätsmeßgeräten dieser Art der Abstimmkondensator (hier C₆) für den Meßwert „Null“ ganz eingedreht ist, weil sich dann gerade die besonders interessierenden kleinen Meßwerte auf der Skala zusammendrängen. Das kommt daher, weil bei den üblichen Plattenschnitten der Drehkondensatoren einem bestimmten Drehwinkel die größte Kapazitätsänderung bei eingedrehten Platten entspricht. Um diese Unannehmlichkeit zu umgehen, kann man einen kleinen Trick benutzen: Man nimmt einen Nierenplatten-Drehkondensator, dessen Platten um 360°, also in beiden Richtungen, ganz durchgedreht werden können, oder baut einen Kondensator entsprechend um. Wenn man dann die ganz eingedrehten Platten entgegengesetzt zur üblichen Richtung herausdreht (Abb. 3), so hat man eine zunächst sehr geringe, dann allmählich zunehmende Kapazitätsänderung für einen bestimmten Drehwinkel. Die der normalen entgegengesetzte Drehrichtung (Abb. 3b) wird in dem Gerät für den niedrigen Meßbereich bis 80 pF, die normale Drehrichtung (Abb. 3c) dagegen für den hohen Meßbereich bis 1000 pF ausgenutzt. Die Skala des Kondensators C₆ erhält dadurch zwei sehr übersichtliche Meßwertreihen für die beiden Bereiche deren ungefähres Aussehen schematisch in Abb. 4 angedeutet ist und die noch eine einwandfreie Anzeige von 1 pF gestatten.

Dr. F. Fleming, L. Transistorized R. F. Capacitance Meter, Radio & Television News Bd. 55 [1956] Nr. 5, S. 65.]

Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1956/57. Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) E. V., bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK Berlin 1956, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, 322 S. m. 720 Abb., DIN A 5 Preis brosch. 4.— DM zuzügl. 88 Pf. Versandkosten.

Die diesjährige, die siebente Ausgabe des bekannten Katalogwerkes des deutschen Rundfunk- und Fernsehgroßhandels ist mit dem Produktionsprogramm der Herstellerfirmen gewachsen. Gegenüber der vorjährigen Ausgabe sind es über 40 Seiten mehr, die in zwölf Abschnitten (Rundfunk-Empfänger und Phonokombinationen, Musik- und Phonomöbel, Fernseh-Empfänger, Koffer-Empfänger, Auto-Empfänger, Zerbäcker, Wechselrichter, Wechselgleichrichter, Phonogeräte, Tonabnehmer, Mikrofone, Magnettongeräte, Magnettonbänder, Verstärker, Lautsprecher, Antennen) Abbildungen, technische Daten, Preise, Maße und Gewichte aufnehmen, die im Verkaufsgespräch und zur allgemeinen Information wichtig sind. Allein in den ersten drei Gruppen sind es schon 471 Geräte, die sich den Interessenten präsentieren. Die straffe Gliederung mit deutlich lesbaren Gruppenziffern auf den rechten Seiten des Buches erleichtert das Aulsuchen bestimmter Gruppen. Im Handbuch sind alle Geräte aufgeführt, die von der deutschen Industrie bis zum Ende der Neuheitenperiode (15. 9. 1956) gemeldet wurden. Anordnung und Ausstattung des Buches sind gut. Das handliche DIN-A-5-Format und der lackierte, griff-feste Kartonumschlag entsprechen den Wünschen vieler Benutzer.

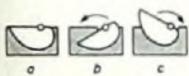


Abb. 3. Die Platten des Meßkondensators C₆ können in beiden Richtungen durchgedreht werden; a = Nullstellung des Kondensators für beide Meßbereiche, b = umgekehrte Drehrichtung der Platten für den Meßbereich 0...80 pF, c = normale Drehrichtung für Bereich 0...1000 pF

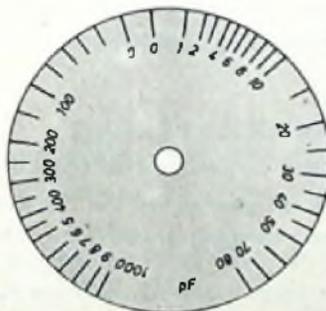


Abb. 4. Meßwertskala des Kondensators C₆ (schematisch)

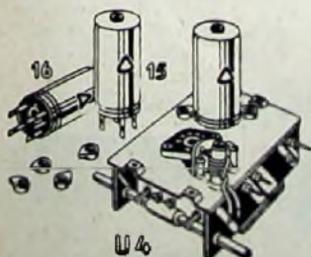


RUNDFUNK - SPULENSÄTZE

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger — UKW-Tuner — Miniatur-Zwischenfrequenzbandfilter 10,7 MHz — Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz — Tastenschalter mit und ohne Spulenaufbauten — Miniatur-Tastenschalter für Klangcharacterschaltung, für Kofferradios und Magnetofontechnik in Vorbereitung — Netztransformatoren — Siebdrosseln — Drahtwiderstände 0,5 bis 80 Watt

GUSTAV NEUMANN · CREUZBURG/WERRA

THÜRINGEN · DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK



UKW-Superspulenatz SSp 222 mit Doppeltriade und Induktivitätsabstimmung

Gute Fachbücher — Geschenke von bleibendem Wert!

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute und Mitarbeiter unserer Fachzeitschriften

I. BAND:

728 Seiten · 646 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM

II. BAND:

760 Seiten · 638 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM

III. BAND:

744 Seiten · 669 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM

IV. und V. BAND: in Vorbereitung

HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETMANN

336 Seiten · 322 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETMANN

224 Seiten · 206 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

INDUKTIVITÄTEN

von HARRY HERTWIG

142 Seiten · 95 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

Aufbau · Arbeitsweise · Meßtechnik

von J. CZECH

356 Seiten · 394 Abbildungen · Ganzleinen 22,50 DM

VERSTÄRKERPRAXIS

von WERNER W. DIEFENBACH

127 Seiten · 147 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

DEZIMETERWELLEN-PRAXIS

von HELMUT SCHWEITZER

126 Seiten · 145 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

PROFEN · MESSEN · ABGLEICHEN

Moderne AM/FM-Reparaturpraxis

67 Seiten · 50 Abbildungen 4,50 DM

KLANGSTRUKTUR DER MUSIK

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstitutes der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg

224 Seiten · 140 Abbildungen · Ganzleinen 18,50 DM

LEUCHTROHRENANLAGEN FÜR LICHT-REKLAME UND MODERNE BELEUCHTUNG

4., wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage

von HERMANN SPANGENBERG

77 Seiten · 46 Abbildungen · 7 Tabellen 3,80 DM

AKTUELLE FRAGEN DER STRASSENBELEUCHTUNG

Herausgegeben von der Lichttechnischen Gesellschaft e. V.

Bearbeitet von Dr.-Ing. von der TRAPPEN,

Dr.-Ing. JACOB und Obering. PAHL

46 Seiten · 37 Abbildungen und Tabellen 5,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland oder durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH

Berlin-Borsigwalde



Fischers Fritz ist Wellenfischer;



mit Lorenz-Röhren fischt er sicher.



D.B.P. DM
29,70

**GERUPHON
3-D-RESONATOR**

der Lautsprecher
mit vollendetem

RAUMKLANG

eingeführte Vertreter gesucht

GERUD, Langenau/Württ.
Achstraße 8

METALLGEHÄUSE

FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER

PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

Kontakte für Schwach- und
Starkstrom Tischkontakte
Kontrollapparate aller Art
6-500 Volt

Signallampen
4 Volt - 1000 Volt
10-200mm Durchmesser
Glimmlampen
110-360 Volt

KARL JAUTZ
Signalapparate-
Fabrik GmbH
(14a) Plächingen
Württ.

Verlangen Sie
Katalog 1954/55

Telefon: 593 · Fernschreiber: 672/3490

Schwingquarze von 700 Hz
bis 50 MHz

nach besser und preiswerter!
Aus besten Rohstoffen gefertigt, in versch. Halte-
zueger und Genauigkeiten, für alle Bedarfslfälle

M. HARTMUTH INGENIEUR Meßtechnik
Hamburg 13

Seit Monaten erwartet! Jetzt ist er da!

**Der neue
Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957
für Radio, Elektronik und Fernsehen ist erschienen!**

Für nur 2,- DM

Mit über 460 Seiten, über 12000 Artikeln und 1900 Bildern, ist er unbe-
stritten der **größte Bauteile-Katalog Europas.**

Die Vielfalt der Angebote und die Preiswürdigkeit sind nicht zu überbieten.
Die letzten Neuheiten der Funkindustrie, Phono- und Magnettongeräte,
Meßinstrumente und Spezialmeßgeräte neben vielen anderen Bauteilen
der Funk- und Fernmeldetechnik finden Sie hier beschrieben.

Besonders berücksichtigt haben wir u.a. die Bauelemente der Elektronik,
der Fernsteuerung und Meßinstrumente, den Amateurbedarf und die Fach-
literatur, ebenso die Hi-Fi-Technik und FS-Antennen sowie das Gebiet der
gesamten Röhrentechnik.

Restposten aus Fabrikbeständen, neuwertige Gelegenheiten in Meß-
geräten und Zubehörfteilen bieten wir Ihnen in unzähligen Ausführungen
an Germaniumdioden und -Transistoren, Fotodioden und -Transistoren,
HF- und Leistungstransistoren - ein Gebiet, das in zunehmendem Maße
das Interesse der Techniker beansprucht - nehmen einen breiten Raum
im „Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957“ ein.

Eine Aufstellung von A-Z der in Deutschland gefertigten und vertriebenen
Halbleiter vervollständigen diese sehr interessante Rubrik.

Es wäre ein unmögliches Vorhaben, alles hier aufzuführen, was
dieser Katalog enthält und was er an Belehrung zu geben hat.

Er ist nicht nur ein Preisverzeichnis, sondern ein Helfer für alle, die an
Funk und Elektronik interessiert sind.

Wenn junge Amateure und „alte Hasen“ sich in lobender Weise zu den
bisherigen Katalogen äußerten, so war solche Anerkennung der Geschäfts-
leitung Freude und Ansporn zugleich.

Zweck und Ziel dieses Kataloges ist es, dem Techniker und Amateur, dem
Laboranten und Einkäufer, dem Handel und der Industrie, den Instituten
und Hochschulen, den Schulen und ihren Lehrkräften sowie den Behörden
ein Nachschlagewerk in die Hand zu geben, das es möglich macht, auch
ohne persönlichen Besuch die benötigten Waren auszuwählen. Sie sparen
Zeit - und weil Zeit Geld ist, ist Ihnen der vorliegende Katalog
ein guter Berater. Es ist die **größte Funkausstellung in Buchform!**

Der Preis für diesen ausführlichen Ratgeber beträgt 2,- DM. Es leuchtet
wohl ein, daß die Gestehungskosten weitest höher liegen, doch wollen
wir allen unseren Freunden die Möglichkeit geben, sich dieses Nach-
schlagewerk zuzulegen.

Der Katalog kostet nur die Hälfte, wenn Sie den beigelegten Gutschein
über 1,- DM beim Einkauf ab 20,- DM mit in Zahlung geben.

Das Beste wäre es, wenn Sie den „Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957“
für Radio, Elektronik und Fernsehen **noch heute bestellen.**

Liefermöglichkeit vorbehalten!

ARLT-RADIO ELEKTRONIK - Walter Artl
 Berlin - Neukölln 1 • Karl-Marx-Straße 27 (West)
 Telefon: 60 11 04/05 • Postscheck: Berlin-West 197 37

Berlin - Charlottenburg 1 • Kaiser-Friedrich-Straße 18
 Telefon: 34 66 04/05

Schwesterfirma: **Arlt-Radio Elektronik GmbH.**
Düsseldorf • Friedrichstraße 61a
 Telefon: 8 00 01 • Postscheck: Essen 373 36

Kostenlos erhalten Sie folgende Listen:

1. Fachliteratur für Radio - Elektronik - Fernsehen
2. Röhren jeder Art für Radio - Elektronik - Fernsehen
3. Einen Auszug der modernen Geräte 1956/1957.

Wiederverkäufer, Industrie und Laboratorien erhalten einen Rabattschein




**Lohn über Durchschnitt
für besser ausgebildete Facharbeiter**

Bisher ließ sich höherer Lohn meist nur
durch höhere Akkordleistungen erreichen.
Mit der fortschreitenden Automatisierung
werden aber für neue gut bezahlte Stellen
tausende besser ausgebildete Fachkräfte
benötigt. Die Betriebe bevorzugen für diese
verantwortlichen Posten strebsame Fach-
arbeiter mit gründlicher Werkstattpraxis
und soliden theoretischen Kenntnissen.

Das ist die große Chance für Sie!
 Auch Sie können durch die Erweiterung
Ihres technischen Fachwissens in eine ge-
habene Stellung aufrücken, wenn Sie sich
die Voraussetzung für Ihren beruflichen
Aufstieg durch Teilnahme an einem Fern-
lehrgang des Christiani-Instituts schaffen.
In dem für jeden Vorwärtstrebenden in-
teressanten Buch **DER WEG AUFWÄRTS**
erfahren Sie, wie tüchtige Facharbeiter,
Schlosser, Maurer, Elektriker, Rundfunk-
mechaniker usw. zum Techniker, Meister
oder Betriebsleiter aufsteigen
können. Sie erhalten dieses
Buch gratis. Schreiben Sie
heute noch eine Postkarte
(10 Pfennig Porto ist das wert!)
an das Technische Lehrinstitut



DR. ING. CHRISTIANI KONSTANZ H 23

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen. Adressierung wie folgt:
 Chiffre ... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsig-
 wald, Eichborndamm 141-147.

HANS HERMANN FROMM sucht ständig
 alle Emplags- u. Miniaturröhren, Wehr-
 machtröhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren
 usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-
 Friedenau, Hübnerstraße 14. 83 30 02

Wehrmachtsgeräte, Meßgeräte, Röhren.
 Restpostenaufkauf, Atzertadio, Berlin,
 Stresemannstr. 100, Ruf: 24 25 26

Röhren aller Art kauft: Röhren-Müller,
 Frankfurt/M., Kaulunger Str. 24

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art
 in großen und kleinen Posten werden
 laufend angekauft. Dr. Hans Bürkin,
 München 15, Schillerstr. 18. Tel.: 5 03 40

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen
 gesucht Neumüller & Co. GmbH., Mün-
 chen 2, Lenbachplatz 9

Labor-Instr., Kathographen, Charlotten-
 burg, Motoren, Berlin W 35

Verkäufe

Wellenmesser BC 221 (125 kHz - 1 MHz)
 preisgünstig abzugeben. Angebote er-
 beiten unter F. B. 8196

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache
 und Musik. Bausatz ab 40,50 DM. Prospekt
 frei! P. auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr

79

J. Jietzling

Elsa Brändström Str 195

»Prominenz« verkauft sich leicht

Ein »Prominenter«:

PHILIPS RAFFAEL

Seine Vorteile:

- 43 cm Bildröhre, 21 VALVO-Röhren und 6 Germaniumdiaden
- Eingebaute abstimmbare Antenne
- Duo-Konzert-Lautsprecher
- PREIS DM 848.—



Brillantes Bild • Beste Tonwiedergabe • Elegantes Gehäuse

PHILIPS

Auge in Auge
mit der ganzen Welt

