

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



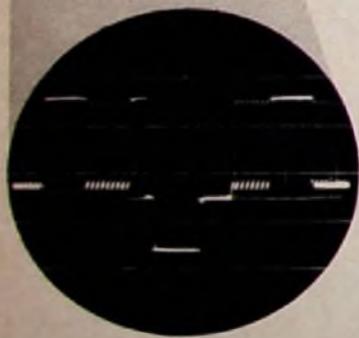
12

1956

2. JUNIHEFT



SIEMENS
MESSTECHNIK



Zur Signalverfolgung

und zum Beobachten des Ablaufs elektrischer Vorgänge ist heute ein kleiner Elektronenstrahl-Oszillograph ebenso wichtig wie ein MULTIZET zum Anzeigen von Meßgrößen. Der neue

OSCILLARZET

für Nieder- und Hochfrequenz bis 5 MHz ist besonders handlich und preiswert.

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK · KARLSRUHE

AUS DEM INHALT

2. JUNIHEFT 1956

Gedruckte Schaltungen — ein Schritt zur Automation	335
Steuerung von automatischen Laufzielbremsen durch HF-Geschwindigkeitsmeßanlagen	336
Die Anwendung der gedruckten Schaltung	338
FT-Kurznachrichten	340
Messung von Röhrenbetriebswerten bei der Horizontal-Ablenkung	341
Berechnung der Gleichlaufkreise im Super	343
Symmetrische Meßleitung für den Frequenzbereich von 20 bis 120 MHz	345
HIFI-Verstärker »FDS 10«	347
Foire de Paris 1956	349
Von Sendern und Frequenzen	349
Ein 8-Röhren-10-Kreis-Doppelsuper für den Export	350
Für den jungen Techniker	
Regelungs- und Steuerungstechnik	354
Besuch im neuen Telefunken-Werk für Weltverkehr	355
Gemeinschaftsantenne auf der Industrie-Messe Hannover 1956	356
Aus Zeitschriften und Büchern	
Die Amplitudenmodulation über das Schirmgitter	357

Beilagen

Bausteine der Elektronik

Das Thyatron (4a)
Thyatronschaltungen (4b)

Fachwörter

Amerikanische Abkürzungen (2)

Unser Titelbild: Gedruckte Schaltungen stehen auch in Deutschland kurz vor der Einführung. Unser Bild zeigt das Muster eines HIFI-Verstärkers von Philips, bei dem auf der Unterseite deutlich die Art der Leitungsführung zu erkennen ist. Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (2); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Karlus, Schmidtke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser, Seiten 353, 359 und 360 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-142, Telefon: Sammelnnummer 49 23 31; Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 64 02, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Nach dem Pressgesetz in Österreich verantwortlich: A. Niedermeyer, Wien VI, Getreidemarkt 17, 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

Gedruckte Schaltungen – ein Schritt zur Automation

Selt über einem Jahr hat nun auch in Deutschland die Diskussion um das Thema „Gedruckte Schaltungen“ lebhaftere Formen angenommen. Die Deutsche Industrie-Messe Hannover 1956 vollends hat, wenn auch zunächst noch überwiegend in theoretischen Gesprächen und Überlegungen, weiteste Kreise auf die Notwendigkeit hingewiesen, sich mit dieser neuen Technik und ihren möglichen Konsequenzen für die Rationalisierung der Fertigung auseinanderzusetzen. Auf den Ständen mehrerer Hersteller sah man erste Muster und auch schon Stücke aus Kleinserien, die zeigten, daß diese neue Art der Herstellung von Leitungszügen jetzt reif zur Einführung ist. Das bedeutet keineswegs, daß man von heute auf morgen die „klassische“ Art der Verdrahtung verlassen wird, sondern zunächst nur, daß jeder Konstrukteur und jeder Entwickler sich mit der Frage beschäftigen muß, an welcher Stelle des Gerätes er die gedruckte Schaltung technisch einsetzen kann, an welcher Stelle sie fertigungstechnische und innerbetriebliche Vorteile bietet, und — vielleicht — auch, an welcher Stelle die gedruckte Schaltung mit dazu beitragen kann, den Endpreis des Gerätes zu senken. Dabei treten zahlreiche Fragen und Probleme auf, denn die neue Technik verlangt ein Umdenken des Konstrukteurs und des Arbeitsvorbereiters.

Eins sei aber an dieser Stelle mit aller Deutlichkeit und allem Nachdruck gesagt: Die gedruckte Schaltung hat keine grundsätzlichen Vorteile gegenüber der bisherigen Verdrahtung, und für den Benutzer eines elektronischen Gerätes bedeutet es keinen Unterschied, ob das Gerät so oder so verdrahtet ist.

Unter „Gedruckter Schaltung“ versteht man schlechthin, wie Direktor Mantz, Telefunken, kürzlich in einem Vortrag sagte, eine Technik, um Leitungszüge nach einem besonderen Verfahren herzustellen. Der Charakter dieser Technik reiht sie in das große Gebiet der Automation ein, wenn man darunter alle automatischen Arbeitsabläufe ohne menschliche Direktbeeinflussung versteht. Bevor man daran denken kann, diese Technik in großem Umfange einzuführen, müssen aber gewisse Voraussetzungen geschaffen sein, wenn diese neue Art der Herstellung von Leitungszügen nicht am Ende an Unzulänglichkeiten scheitern soll, die mit dem Prinzip nicht das geringste zu tun haben. Deshalb ist es zu begrüßen, daß der zuständige Fachnormenausschuß sich schon heute bemüht, alle an diesem Thema interessierten Partner an einen Tisch zu bringen. Bevor der Konstrukteur eines Gerätes daran denken kann, die gedruckte Schaltung in einem Gerät anzuwenden, müssen als unumgängliche Voraussetzung beispielsweise für diese Technik geeignete Bauelemente vorhanden sein, an die teilweise jetzt ganz andere Anforderungen zu stellen sind als bisher. Man muß sich deshalb frühzeitig auf Form, Abmessungen und Abstand geeigneter federnder Anschlußfahnen einigen. Die Anschlußdrähte vieler in großen Stückzahlen benötigter Bauelemente, wie Kondensatoren und Widerstände, müssen entsprechend vorbereitet sein und sollten im Gegensatz zu der heute üblichen Ausführung möglichst nach einer Seite herausgeführt werden. Diese zusätzlichen Forderungen an die Bauelemente bedingen oft einen technischen Mehraufwand und damit einen Mehrpreis. Wenn man weiß, wie heute beispielsweise bei der Kalkulation eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers um Bruchteile eines Pfennigs bei diesen Einzelteilen

gerungen wird, dann ist einleuchtend, wie zwingend hier eine Normung notwendig ist. Vielleicht noch mehr als anderswo erkennt man hier den großen wirtschaftlichen Nutzen, den eine Normung bringen kann.

Für die Herstellung gedruckter Schaltungen gibt es mehrere prinzipiell unterschiedliche Verfahren. Meist wird es von den im besonderen Falle gestellten Forderungen abhängen, welches dieser Verfahren geeignet ist, seine besonderen Vorteile in die Waagschale zu werfen. Allen Verfahren gemeinsam ist, daß die gedruckte Schaltung ein Höchstmaß an Sicherheit gegen Schaltfehler bietet und zeitraubende Leitungs- und Lötstellenkontrollen überflüssig macht. Besondere Vorteile ergeben sich für das Gebiet der hohen Frequenzen dadurch, daß eine einmal als optimal festgelegte Leitungsführung mit Sicherheit auch in der Serie eingehalten wird, so daß Abgleichschwierigkeiten als Folge unterschiedlicher Leitungsführung nicht mehr auftreten können.

Mit der Herstellung der gedruckten Schaltung und der Schaffung geeigneter Bauelemente ist aber nur ein Teil des Problems gelöst. Nicht minder wichtig ist die Frage der Bestückung der bedruckten Trägerplatte mit den Bauelementen. Neben der Bestückung von Hand arbeitet man im Ausland nicht nur schon mit Maschinen für automatische Bestückung, sondern man hat, wenn auch teilweise erst nach langjähriger Entwicklungsarbeit, schon einwandfrei funktionierende automatisch arbeitende Abgleich- und Prüfmaschinen entwickelt und in Betrieb genommen. Daneben laufen weitere Entwicklungsarbeiten, um gewisse Bauelemente, wie Spulen und Widerstände, gleich mitzudrucken. Ebenso hat man bereits Spezialverfahren entwickelt, um beispielsweise auch bewegliche vieldrähige Verbindungskabel nach der Methode der gedruckten Schaltungen herzustellen.

Eine sehr wichtige Frage ist verständlicherweise die Preisfrage. Hier darf man von der gedruckten Schaltung keine Wunderdinge erwarten. Zwar läßt sich auf dem Sektor der Verdrahtung, Löt-, Prüf- und Revisionsarbeit gegenüber den bisherigen Arbeitsmethoden eine Verminderung der Kosten um etwa 35% erreichen, aber man darf nicht vergessen, daß diese Arbeiten im Rahmen des Gesamtgerätes meist nur einen geringen Teil des Gesamtaufwandes ausmachen. Viele und dabei teure Teile — z. B. Gehäuse, Lautsprecher, Röhren — werden bei der Selbstkostenrechnung durch die Art der Leitungsverbindung nicht berührt. Deshalb ist es nicht verwunderlich, daß sich beim Übergang auf gedruckte Schaltungen die Selbstkosten eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers heute beispielsweise nur um etwa 0,8% verringern.

Heute stehen wir noch am Anfang einer neuen Entwicklung. Welche Zukunftsaussichten sich bieten, ist noch schwer zu übersehen. Tatsache ist aber, daß im Zuge der mit Sicherheit kommenden Automation die gedruckte Schaltung ein integrierender Bestandteil der zukünftigen Fertigungstechnik sein wird. Bis dahin ist noch ein weiter und möglicherweise auch dornenvoller Weg zurückzulegen. Aber vielleicht steckt doch ein Körnchen Wahrheit in dem Ausspruch eines amerikanischen Fachmannes, wenn er sagt: „Wer sich mit der Automation befaßt, kann das Hemd verlieren; wer sich mit der Automation nicht befaßt, kann den Markt verlieren.“

—th

Steuerung von automatischen Laufzielbremsen durch

1. Zweck und Wirkungsweise der Anlage

Beim Rangierbetrieb werden die Güterzüge für die einzelnen Zielbahnhöfe neu zusammengestellt. Aus diesem Grunde schiebt man, die von der Strecke kommenden Züge in der Regel langsam über einen Ablaufberg, so daß die vorher entkuppelten Wagen bzw. Wagengruppen einzeln in die jeweiligen Richtungsgleise laufen können. Je nach der Laufeigenschaft der Wagen, Anzahl der zu durchfahrenden Krümmungen, Füllung der Gleise usw. ist zwischen Ablaufberg und dem zu erreichenden Punkt des Richtungsgleises der Verlust an kinetischer Energie sehr unterschiedlich. Dementsprechend muß der einzelne Wagen während des Ablaufs mit Hilfe von Gleisbremsen verschieden stark abgebremst werden. Von der Deutschen Bundesbahn wurde ein sogenannter Ziellaufrechner entwickelt, der an Hand eingespeicherter und gemessener Werte (wie z. B. Wagenlaufwiderstand, Wagengattung und -gewicht, ferner Windrichtung und -stärke sowie Krümmung, Neigung und freie Länge des zu durchfahrenden Gleises) die Auslaufgeschwindigkeit bestimmt, mit der ein Wagen die Gleisbremse verlassen muß, damit er sein Ziel mit einer definierten Geschwindigkeit anläuft. Die Wangengeschwindigkeit muß während des Bremsvorganges kontinuierlich gemessen werden, damit die Bremsung in dem Augenblick, in dem der Wagen die erforderliche Auslaufgeschwindigkeit erreicht, sofort unterbrochen wird. Diese kontinuierliche Messung der Geschwindigkeit während des Bremsvorganges übernimmt nun eine HF-Geschwindigkeitsmeßanlage, die nach dem Doppler-Prinzip arbeitet. Man hat sich für eine solche Funkmeßanlage entschieden, da sie bei diesem speziellen Einsatz gegenüber einer Impuls-Meßanlage folgende Vorteile hat:

1. Nur bewegliche Ziele werden erfaßt, wodurch eine wesentlich einfachere Auswertung möglich ist.
2. Die Messungen sind auch im unmittelbaren Nahbereich durchführbar, da eine durch die Impulslänge bedingte tote Zone (z. B. könnte man bei 0,1 µs Impulslänge erst ab 15 m Abstand vom Sender messen) bei dieser Anlage nicht vorhanden ist; bereits in 2 m Abstand soll gemessen werden.
3. Bei der Impulsmeßanlage lassen sich die Geschwindigkeiten nicht direkt, sondern nur über die Änderung der punktwise bestimmten Lage eines reflektierenden beweglichen Gegenstandes bestimmen, wohingegen bei der nach dem Doppler-Prinzip arbeitenden Anlage die Geschwindigkeit direkt der gemessenen Differenzfrequenz proportional ist.

Strahlt nämlich die Richtantenne eine elektromagnetische Welle der Frequenz f_s aus, so wird auf einem Wagen, der mit der Geschwindigkeit v auf den Sender zurollt, die Frequenz

$$f_w = f_s \cdot \left(1 + \frac{v}{c}\right) \quad (1)$$

empfangen (Abb. 1); hierbei stellt c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in Luft dar. Die vom Wagen reflektierte elektromagnetische Welle mit der Frequenz f_w wird von einem in Sendernähe befindlichen Emp-

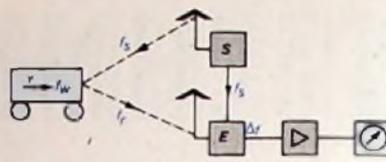


Abb. 1. Prinzip der Geschwindigkeitsmessung

fänger gemessen mit der Frequenz

$$f_r = \frac{f_w}{1 - \frac{v}{c}} = f_s \frac{c + v}{c - v} \quad (2)$$

Die Differenz aus der Empfangs- und Sendefrequenz ist somit

$$\Delta f = f_r - f_s = f_s \left(\frac{c + v}{c - v} - 1 \right) = f_s \frac{2v}{c - v} \quad (3)$$

Da $v \ll c$ und $f_s = \frac{c}{\lambda_s}$ ist, kann für (3) mit guter Näherung geschrieben werden

$$\Delta f \approx \frac{2v}{\lambda_s} \quad (4)$$

Aus (4) erkennt man, daß bei gleicher Wangengeschwindigkeit v die Differenzfrequenz um so größer wird, je kleiner man die Wellenlänge λ_s des Senders macht.

2. Beschreibung der Anlage

Die Gesamtanlage besteht aus Antennen, HF-Sender, HF-Empfänger, NF- und Relais-Teil sowie den zugehörigen Stromversorgungen. Konstruktiv wurden Sende- und Empfangsantenne sowie HF-Sender und HF-Empfänger zu einer Einheit, dem sogenannten HF-Teil, zusammengefaßt (Abb. 2). Der NF-Teil (Abb. 3) enthält die NF-Auswertung, den Relaisatz und die zugehörigen Überwachungseinrichtungen. Beide Anlagenteile haben eine eigene Stromversorgung, die an eine Netzspannung von 220 V anzuschließen ist und Spannungsschwankungen von $\pm 10\%$ zuläßt. Der HF-Teil wird unmittelbar neben dem Gleis, hinter der Gleisbremse, so aufgestellt, daß die Bremse in ihrer Gesamtlänge von etwa 16 m voll erfaßt wird (Abb. 4). Reichweitenbegrenzung sowie gegenseitige Entkopplung der Anlagen wird durch Einlassen des HF-Teiles in das Erdreich unter Berücksichtigung der jeweiligen Geländeverhältnisse erreicht. Wegen des Einsatzes im Freien ist der HF-Teil wetterfest ausgeführt. Der NF-Teil hingegen,

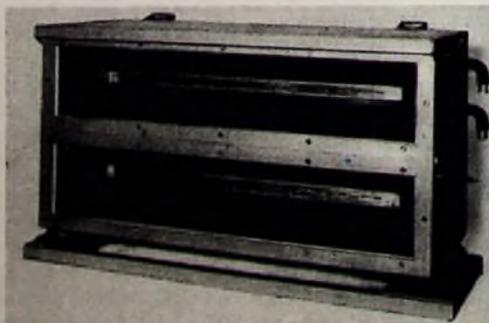


Abb. 2. Ansicht des HF-Teiles

der über ein 2adriges Kabel mit dem HF-Teil verbunden ist, hat Gestellausführung, da seine Unterbringung in Betriebsräumen geplant ist. In einem Gestell können mehrere NF-Teile aufgenommen werden.

2.1 Antennenanlage

Die Anlage hat zwei Antennen, je eine für den Anschluß an den Sender und an den Empfänger, die übereinander angeordnet und gegenseitig weitgehend entkoppelt sind. Eine Reihe gleichphasig erregter Schlitzstrahler, deren Erregung in der Mitte der Antenne am stärksten ist und nach den Rändern zu abnimmt, erzeugt ein horizontal stark gebündeltes Richtdiagramm. Man erhält eine gute Nebenzipfeldämpfung, die unbedingt erforderlich ist, weil durch Strahlung der Nebenzipfel besondere Schwierigkeiten auftreten. Falls nämlich ein solcher

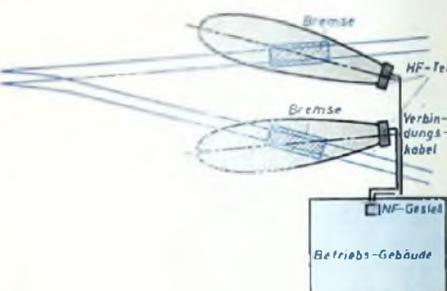


Abb. 4. Schematische Darstellung der Gesamtanlage

Nebenzipfel einen vorbeiziehenden Wagen mit genügender Intensität anstrahlt, wird wegen der unterschiedlichen Strahlrichtung eine andere Geschwindigkeit gemessen, als wenn derselbe Wagen vom Hauptstrahl erfaßt ist. Außerdem können Vorgänge auf Nachbargleisen eine Beeinflussung der Messung hervorrufen.

In der Vertikalebene ist die Bündelung bewußt weniger scharf ausgeprägt, damit die Wagen über ihre ganze Höhe angestrahlt werden können. Man begnügt sich daher mit einer Bündelung nach dem Hornstrahlerprinzip.

Um die unter Umständen in dichter Reihenfolge ablaufenden Wagen noch einzeln erfassen und individuell bremsen zu können,

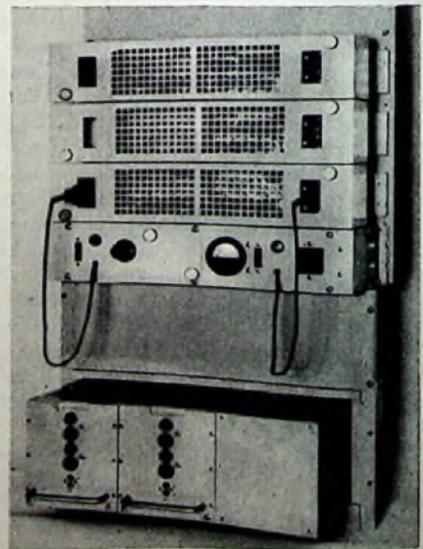


Abb. 3. Ansicht des NF-Gestells

HF-Geschwindigkeitsmeßanlagen

DK 625.156.6

begrenzte man die Reichweite auf rund 30 m. Zwar würde in jedem Falle der vordere Wagen einen wesentlich größeren Energieanteil reflektieren als der hintere, aber dennoch ist nicht absolut sicher, ob ohne starke Reichweitenbegrenzung die durch den hinteren Wagen hervorgerufenen Störungen vollständig zu unterdrücken wären.

2.12 Sender

Beim Ablaufbetrieb müssen Geschwindigkeiten von 1...7 m/s gemessen werden. Aus dieser Forderung und wegen der in (4) dargestellten physikalischen Zusammenhänge ergibt sich die Notwendigkeit der Verwendung von cm-Wellen, wenn man noch gut zu beherrschende Differenzfrequenzen erhalten will. Bei einer Frequenz von 9 GHz liegen die entsprechenden Differenzfrequenzen im Bereich 60...450 Hz. Die Hochfrequenz wird von einem Reflexklystron erzeugt, das direkt an die Sendeantenne angebaut ist. Die abgestrahlte Welle ist unmoduliert. Da die Geschwindigkeitsmessung nur mit einer Genauigkeit von 1% durchgeführt wird, können die durch Temperaturänderungen hervorgerufenen langsamen Frequenzschwankungen vernachlässigt werden. Weitaus gefährlicher sind jedoch schnelle Frequenzänderungen. Weitgehend Stabilisierung der Reflektorspannung sorgt jedoch dafür, daß bei Netzspannungsschwankungen $\leq \pm 10\%$ die Frequenzschwankungen innerhalb der zulässigen Grenzen bleiben.

2.13 Empfänger

Dem Empfänger wird außer der über die Empfangsantenne kommenden reflektierten Energie mit der Frequenz f_r auch ein Teil der direkten, Sendeenergie mit der Frequenz f_s über eine sehr lose Kopplung zugeführt (Abb. 5). Beide Frequenzen werden in einer Mischdiode überlagert, und aus dem entstehenden Mischprodukt wird die Dopplertfrequenz Δf ausgeblendet. Dieses niederfrequente Signal wird sodann in mehreren Stufen verstärkt und in seiner Amplitude stark begrenzt. Die Amplitudenbegrenzung ist notwendig, weil die vom Meßobjekt reflektierte HF-Energie sehr starken, zum Teil sprunghaften Schwankungen unterworfen ist, die bis zu 10 N betragen können. Diese Schwankun-

Spannung von etwa 50 V am Ausgang des Empfängers, der über ein Zadrige Kabel mit dem NF- und Relais-Teil verbunden ist.

2.21 NF- und Relais-Teil

Wie bereits erwähnt, ist dieser Teil der Anlage in einem besonderen Gestell im Betriebsgebäude untergebracht und wird über das Zadrige Kabel mit dem im HF-Teil befindlichen Empfänger verbunden.

Ein Verstärker am Eingang des NF-Teiles gleicht die Verluste des Kabels aus. Die nächste Stufe dient der Umwandlung der Dopplertfrequenz in eine entsprechende Amplitude, die ein Maß für die Wagenschwindigkeit darstellt und als Bezugsspannung für die Steuerung der Bremse wirkt.

Für die anfängliche Größe des Bremsdruckes, der sich bei der hier beschriebenen Anlage in 5 Stufen verändern läßt, ist hauptsächlich das Wagengewicht maßgebend. Damit ein präzises Lösen der Bremse bei der geforderten Auslaufgeschwindigkeit möglich wird, muß vorher die Verzögerung des Wagens verringert, d. h. die Bremse weicher geschaltet werden. Diese Weicherschaltung erfolgt dann, wenn der Wagen eine bestimmte Verzögerung erreicht hat. Die Wagenverzögerung während des Bremsvorganges ändert sich nämlich einerseits sprunghaft, sobald eine neue Achse in die Bremse einläuft bzw. diese verläßt, und bleibt andererseits überhaupt nur bis zu einer Geschwindigkeit von etwa 4 m/s konstant. Unterhalb dieses Wertes nimmt die Verzögerungskurve einen hyperbelähnlichen Verlauf an. Durch die Weicherschaltung (Reduzierung der Bremskraft um eine Stufe) läßt sich eine Linearisierung der Verzögerungskurve erreichen, und die Auslaufgeschwindigkeit ist somit exakter bestimmbar.

Eine Verzögerungsmeßeinrichtung, die im wesentlichen aus einem Differenzglied besteht, hat nun die Aufgabe, laufend die Verzögerung zu bestimmen und bei Erreichen des Sollwertes auf ein Weicherschaltrelais einzuwirken. Außerdem wird dieser Verzögerungswert für die Bestimmung eines Vorhaltewertes benutzt, da nämlich die Bremse naturgemäß eine mechanische Trägheit besitzt, muß sie mit einem Vorhalt gelöst werden, der aus der Verzögerung des Meßobjektes auf der Bremse gewonnen wird.

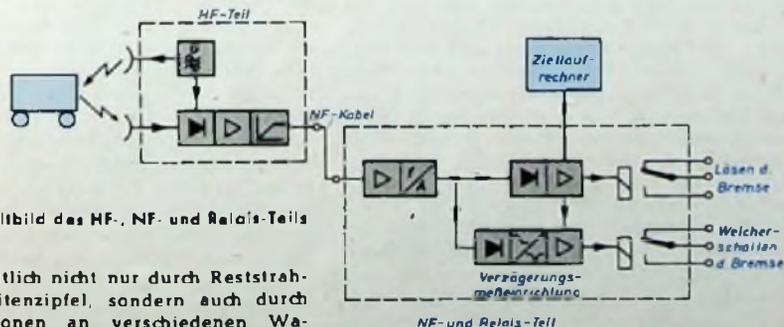


Abb. 5. Blockschaltbild des HF-, NF- und Relais-Teils

gen sind vermutlich nicht nur durch Reststrahlungen der Seitenzipfel, sondern auch durch Mehrfachreflexionen an verschiedenen Wagenteilen bedingt und weisen daher auch ähnliche Merkmale auf, wie sie ganz allgemein bei Mehrwegeempfang von Punktwellen bekannt sind.

Nach der Gesamtverstärkung von maximal 16 N — d. h. also einer Verstärkung, die so groß ist, daß selbst Spannungen, die unmittelbar über dem Eigenrauschen liegen, noch ausgewertet werden können — liegt das niederfrequente Signal mit einer geregelten

Tab. 1. Technische Daten

Geschwindigkeitsmeßbereich	1...7 m/s
Mittlere Meßgenauigkeit	$\pm 1\%$
Meßentfernungen von der Anlage	1...30 m
Horizontale Halbwertsbreite der Antenne	3°
Vertikale Halbwertsbreite der Antenne	15°
HF-Meßfrequenz (einstellbar)	8,6...9,6 GHz
HF-Leistung des Senders	30 mW
Netzspannung	220 V $\pm 10\%$
Netzfrequenz	50 Hz $\pm 20\%$
Leistungsaufnahme des HF-Teiles	60 VA
Leistungsaufnahme des NF- und Relais-Teiles	70 VA
Abmessungen:	
HF-Teil Höhe \times Breite \times Tiefe	480 \times 840 \times 350 mm
NF-Gestell Breite \times Tiefe	548 \times 580 mm
Die Höhe ist abhängig von der vorgesehenen Bestückung	
Gewichte:	
HF-Teil	rd. 80 kg
NF-Gestell, bestückt mit 6 NF-Sätzen	rd. 85 kg

verstärkers zugeführt, der Wert der Verzögerungsmeßeinrichtung dagegen wirkt auf die Katode. Erreicht nunmehr die positive Bezugsspannung aus der Geschwindigkeitsmeßeinrichtung ihren Sollwert, so wird der Steuerverstärker entsperrt, und das Relais zum Lösen der Bremse spricht an. Dadurch, daß auch die Verzögerung auf diesen Vorgang einwirkt, sind selbst für die gleichen Auslaufgeschwindigkeiten die relativen Ansprechzeiten des Relais verschieden: das Lösen der Bremse erfolgt bei einer starken Verzögerung des Wagens früher als bei einer geringen Verzögerung.

2.22 Eichvorrichtung

Eine im NF-Gestell eingebaute Eichvorrichtung dient der Eichung und Kontrolle des niederfrequenten Teiles der Anlage. Die Eichfrequenz von 100 Hz wird aus der Netzfrequenz gewonnen und bei der Durchführung der Kontrolle an den Eingang des NF-Teiles gelegt. Gleichzeitig wird beim Einführen des Steckers der NF-Teil automatisch vom HF-Teil getrennt, damit Falschmessungen unterbunden werden. Der Zeiger am Instrument für die Geschwindigkeitsanzeige muß hierbei im roten Sollbereich stehen.

2.23 Stromversorgung

Der NF-Teil jeder Anlage enthält ein eigenes Netzanschlußgerät, das im Gestell als getrennter Einschub untergebracht ist. Dieses Netzanschlußgerät liefert sämtliche erforderlichen Betriebsspannungen für den NF-Teil und die Eichvorrichtung.

3. Beurteilung der HF-Geschwindigkeitsmeßanlage und Ausblick auf weitere Einsatzmöglichkeiten

Die beschriebene Anlage, die auf Weisung der Deutschen Bundesbahn von Pintsch-Elektro entwickelt wurde, wies bisher, trotz der hohen Anforderungen, sehr zufriedenstellende Ergebnisse auf. Man darf daher behaupten, daß sie geeignet ist, zur Steuerung von automatischen Laufzielbremsen eingesetzt zu werden.

Naturgemäß können von dieser Anlage auch Aufgaben übernommen werden, die dem hier beschriebenen Fall ähnlich sind. Es könnten beispielsweise Geschwindigkeiten von Schienen- oder Straßenfahrzeugen momentan überprüft, Landgeschwindigkeiten von Flugzeugen und Schiffen selbst bei schlechter Sicht überwacht oder sogar gesteuert werden usw. Vermutlich wäre zuvor in den einzelnen Fällen eine Anpassung an die jeweiligen Verhältnisse der in Frage kommenden Geschwindigkeits- und Entfernungsbereiche erforderlich, was jedoch ohne Schwierigkeiten selbst bei sehr hohen Geschwindigkeiten (wie z. B. Raketenantrieben) durchgeführt werden könnte.

Die Anwendung der gedruckten Schaltung

DK 621.3.049.75

Auf der Deutschen Industrie Messe in Hannover zeigten verschiedene Hersteller gedruckte Schaltungen, die in Fachkreisen großes Interesse erregten. Um die erfolversprechende Technik des Schaltungsdruckes nicht durch unzuverlässigen Einsatz bereits während der Entwicklungszeit in Mißkredit zu bringen, seien im folgenden einige Gesichtspunkte für zweckmäßigen Aufbau und Einsatz der gedruckten Schaltung aufgezeigt.

Allgemein lassen sich die Interessenten für gedruckte Schaltungen in zwei große Gruppen einteilen, bei denen jedoch keine scharfe Trennung möglich ist. Die erste Gruppe umfaßt die Hersteller von in großer Stückzahl gefertigten elektrischen und elektronischen Geräten (z. B. von Rundfunkgeräten), während die zweite Gruppe alle Hersteller von solchen Geräten erfassen mag, die zwar nur in kleinen Stückzahlen gebaut, aber unter erschwerten Bedingungen verwendet werden. Hierbei ist besonders an die Anwendung der Drucktechnik für kommerzielle Geräte und für elektronische Meßgeräte gedacht. Der Unterschied der beiden Gruppen ist durch die verschiedene Einstellung zum Preis der gedruckten Schaltung gegeben. Während sich bei der ersten Gruppe durch weitgehende Mechanisierung des Schaltungsaufbaues gewisse Preisersparnisse erreichen lassen, geht der Preis des Trägermaterials stark ein; im Gegensatz dazu trägt in der zweiten Gruppe mit den wesentlich geringeren Stückzahlen die Vorrichtungs- und Montagezeit wesentlich zur Preisbildung bei.

Es sei einleitend in aller Deutlichkeit davor gewarnt, in der gedruckten Schaltung das All-

heilmittel für alle Gerätekonstruktionen zu sehen. Es muß vielmehr vorher eingehend studiert werden, ob der Übergang von der bisherigen klassischen Aufbauweise auf gedruckte Verdrahtung sinnvoll ist. Beispielsweise werden Geräte, die auf Grund ihres mechanisch erzwungenen Aufbaues komplizierte Kabelbäume erfordern und aus relativ großen Bauelementen bestehen, wie z. B. gewisse Filteranordnungen der Trägerfrequenztechnik, sich nach dem jetzigen Stand der Technik nur schwer auf gedruckte Verdrahtung umstellen lassen. Die Hauptschwierigkeit bei derartigen Geräten liegt darin, daß in den Kabelbäumen Leitungen enthalten sind, die räumlich sehr weit voneinander entfernt liegende Bauteile miteinander verbinden müssen, die außerdem kaum auf einer gemeinsamen Platte unterzubringen sind. Aus allen diesen Gründen lassen sich derartige Geräte nur mit großen Schwierigkeiten nach Festlegung der mechanischen Konstruktion aus der dreidimensionalen Schaltungstechnik in die zweidimensionale Technik der gedruckten Verdrahtung umbauen. Zur richtigen Gestaltung des Entwurfes ist es daher bei der Neukonstruktion derartiger Geräte zweckmäßig, bereits im frühesten Stadium der Entwicklung Verbindung mit den Herstellern gedruckter Schaltungen aufzunehmen, da diese im Augenblick noch die meisten Erfahrungen über die praktische Auslegung der gedruckten Verdrahtung haben.

Aus mehreren Gründen scheint der Einsatz gedruckter Schaltungen bei der Herstellung von Rundfunkgeräten sehr vorteilhaft. Erfahrungsgemäß lassen sich die endgültigen Abmessungen des Empfängerchassis für Geräte der neuen Saison nur sehr spät festlegen, da der Publikumsgeschmack sich mitunter in kurzer Zeit ändert und das Chassis auf das Gehäuse zugeschnitten werden muß. In der bisherigen Technik konnte jedoch vor dem Festlegen des Chassis keinerlei Vorarbeit in bezug auf die Verdrahtung oder auch nur Gruppenverdrahtung erfolgen, da das Chassis das Gerippe für die Verdrahtung bildet. Bei gedruckten Verdrahtungen kann man dieser Schwierigkeit begegnen, da dem Gehäusearchitekten nunmehr nur noch der Platzbedarf der Verdrahtung in Form einer Blechatrappe gegeben werden muß; die Verdrahtung der eigentlichen Schaltung hingegen läßt sich unabhängig vom endgültigen Chassis durchführen. Auf diese Weise kann man den Engpaß, der jeweils vor dem Neuheitentermin auftritt, zeitlich auselnanderziehen und für eine kleinere Zahl von angelernten Arbeitskräften während des ganzen Jahres einen gleichmäßigeren Beschäftigungsgrad erreichen. Berücksichtigt man noch, daß für das Anlernen einer Lötlerin der betreffenden Firma erhebliche Unkosten entstehen, dann tritt der Vorteil des gleichmäßigen Beschäftigungsgrades noch deutlicher in Erscheinung. Die gedruckten und vorgefertigten Schaltungsteile der Empfänger können dann für das Stoßgeschäft während der Saison mit wenigen zusätzlichen Arbeitskräften ohne große Anlernzeit eingesetzt werden.

Der größte Vorteil der gedruckten Schaltung wird seitens der zukünftigen Benutzer in der Verringerung der Fehlermöglichkeiten und der dadurch möglichen Einsparung von Zwischenkontrollen gesehen. Die Gefahr falscher Verbindungen besteht kaum noch, da die Verbindungen ja bereits im Druckbild vorliegen

und falsche Montage von Bauelementen sich einige Arbeitsgänge weiter zeigen muß, da (irgendwann die falsch besetzten Löcher bei der späteren Montage von Bauelementen aufpassen müssen. Hier tritt also der von der Fertigungsleitung her gewünschte Idealfall ein, daß Fehler bei späteren Arbeitsgängen ohne Einsatz besonderer Kontrollstellen automatisch erkannt werden müssen. Die hierdurch erzielte Zeit- und Personalsparnis ist beim Kostenvergleich zwischen Drucktechnik und klassischer Verdrahtungstechnik auf jeden Fall zu beachten.

In der Fertigung kommerzieller Geräte war es bisher üblich, alle Bauelemente auf besonderen Lötleisten mechanisch fest abzufangen, um irgendwelchen Veränderungen innerhalb der Schaltung entgegenzutreten. Diesem Bestreben kommt die Drucktechnik außerordentlich entgegen, da alle Bauelemente mit kurzen Leitungen gehalten werden und dadurch die zusätzliche Verwendung von Lötösenbretchen zur mechanischen Halterung entfällt. Weiterhin ist durch die gedruckten Leitungszüge die unbedingte Gewähr für gleiche geometrische Anordnung der Leitungen und Bauelemente gesichert, und man kann zusätzliche Abgleicharbeit, die durch die manchmal extrem hohen Anforderungen hinsichtlich Frequenzstabilität bedingt ist, einsparen. Die kapazitiven Verkopplungen der Leitungen lassen sich bereits beim Entwurf kontrollieren und ausgleichen. Selbst bei der Fertigung größter Stückzahlen treten dann keine Änderungen mehr auf. Die durch die Drucktechnik mögliche Flachbauweise erlaubt das Übereinanderstapeln mehrerer Platten und führt damit zu sehr gedrängtem Aufbau.

Um die Vorteile der Drucktechnik voll auszuwerten zu können, bedarf es zweckmäßiger Einzelteile, die sich manchmal von den bisher üblichen Bauelementen unterscheiden. Die an derartige Einzelteile zu stellenden Anforderungen lassen sich am besten aus einer Analyse des Montageverfahrens ableiten. Das jeweilige Bauelement muß in entsprechende Löcher der Druckplatte entweder von Hand oder maschinell leicht einsetzbar sein und soll dort bis zur Verlötlung mindestens so fest sitzen, daß während der weiteren Montage die Druckplatte ohne besondere Vorsichtsmaßnahmen gehandhabt werden kann. Nach der Lötung sollen Bauelemente mit Bedienungsmöglichkeit, wie beispielsweise Achsen oder Schrauben, so sicher aufliegen und gehalten werden, daß bei der Bedienung keine Gefahr des Abreißen besteht. Aus diesen Überlegungen lassen sich nunmehr die Forderungen an das ideale Bauelement leicht ableiten. Sowohl für die Hand- als auch für die Maschinen-Montage müssen Kennungen vorgesehen sein, die unverwechselbares Einsetzen der Bauteile ermöglichen. Die Anschlußenden müssen in genau definierten Abständen parallel verlaufen und sollen so steil sein, daß sie beim Einführen in die Löcher nicht abknicken können. Die Bauelemente sollen entweder mit ihren elektrischen Anschlüssen oder einer zusätzlichen Halterung in die vorgesehenen Löcher einschnappen um besondere Befestigungsarbeiten zu ersparen. Außerdem sollen die Anschlüsse kräftig genug sein, um sicheren Sitz der Bauteile zu gewährleisten. Das hier theoretisch entwickelte ideale Bauelement läßt sich leider heute noch nicht in allen Fällen verwirklichen.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Juniheft folgende Beiträge

Die Superorthikon-Fernseh-Kameraröhre

Sprachgesteuerte Sperren im Funktelefonie-Verkehr

Der Nachteffekt bei der Funkpeilung

Die Frequenzabhängigkeit selbst-errregter Mikrowellengeneratoren bei komplexer Last

Betriebssicherer Fotozellen-Verstärker für Flammenwächter

Neuartiges Ultraschall-Impulsgerät für die Betonprüfung

Geräte für bewegliche und feste Funkdienste

Zeitschriftenauslese • Patentschau • Buletins • Persönliches • Tagungen

Neue Bücher

Format DIN A 4 • monatlich 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

Der heutige Stand der Technik sei an Hand einzelner Bauelemente teilweise aufgezeigt. Nachdem der zuständige Fachnormenausschuß Elektrotechnik sich auf seiner Gründungs-sitzung am 2. Mai 1956 in Göttingen bereits mit grundsätzlichen Fragen der Normung befaßt hat, seien die dort gemachten Vor-schläge und Einwendungen diskutiert.

Die Lochung der Druckplatten wird in Deutsch-land in absehbarer Zeit auch nach amerikani-schem Vorbild mit Hilfe von Lochkarten-gesteuerten Automaten erfolgen. Selbst bei der Verwendung von pantographengeführten Lochungsautomaten im Bohr- oder Stanzver-fahren erscheint es zweckmäßig, für die Löcher ein bestimmtes Grundraster zugrunde zu legen. Der Normenausschuß beabsichtigt, eine Ma-schenweite des Grundrasters von 2,5 mm vor-zuschlagen. Aus diesem Vorschlag ergeben sich für die Bauelemente Abstandsmaße der Anschlüsse, die 2,5 mm oder ganzzahlige Vielfache davon sind. Damit wird die Her-stellung von Einzelteilen von Anfang an in klare Bahnen gelenkt. Aus Gründen, die bei den einzelnen Bauteilen später noch zu er-wähnen sind, mußte man bestimmte Bauele-mente aus dieser Rasterteilung herausnehmen. Die Röhrenfassung fordert unter Berücksich-tigung der genormten Stiftanordnung eine kreisförmige Anordnung der Anschlußbahnen. Falls man beim Bau der Fassung mit einer Einheitsfeder auskommen will, müssen die Anschlüsse kreisförmig angeordnet werden, wobei für die Durchmesser des Teilkreises bei Miniaturröhren 16 mm und bei Novalröhren 19 mm vorgeschlagen sind. Die Selbsthaltung der Fassung soll über den Mittelstift erfolgen

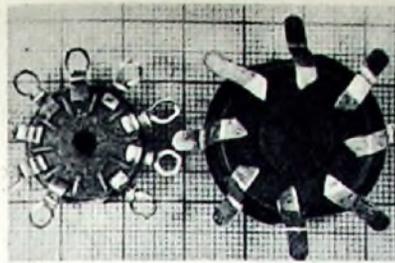


Abb. 3. Amerikanische snap-in-Fassungen für Noval- und Oktalröhren

eine Fassung für Noval- und Oktalröhren gezeigt.

Für die Montage von Trockengleichrichtern und Elektrolytkondensatoren strebt man innerhalb der Industrie ebenfalls einen ein-heitlichen Anschluß an. Es hat sich bisher gezeigt, daß für die Verwendung in gedruckten Schaltungen nur Trockengleichrichter in stehender Ausführung zweckmäßig sind, da andernfalls der Bedarf an Grundfläche zu groß wird. Die Anschlußbahnen sind so aus-gebildet, daß sie etwa in der gleichen Weise in die vorgestanzten Löcher einschnappen, wie bereits vorher bei der amerikanischen „snap-in“-Röhrenfassung gezeigt. Falls es ge-lingt, für die Anordnung der erforderlichen Durchbrüche Einigung zwischen den Herstel-lern von Elektrolytkondensatoren und Trock-engleichrichtern zu erreichen, lassen sich spä-terhin diese Durchbrüche mit einem einzigen Werkzeug stanzen.

Wickel- und kleinere Elektrolytkondensatoren wird man in vielen Fällen zur Platzersparnis stehend montieren. Dazu ist es erforderlich, die Anschlüsse einseitig herauszuführen und die Stirnseite der Bauelemente genügend plan zu halten, um eine sichere Lage der Kondensatoren zu erreichen. Als Beispiel für diese stehende Montage von Bauelementen zeigt Abb. 4 einen Ausschnitt aus einem Fernseh-

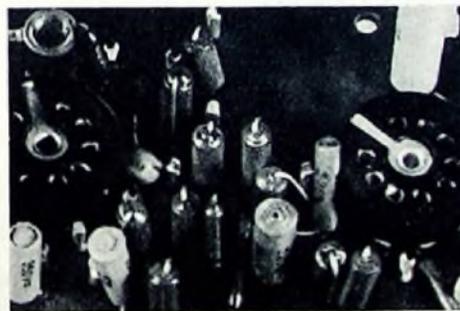


Abb. 4. Ausschnitt aus einem gedruckten Fernseh-empfänger amerikanischer Fertigung

empfänger mit gedruckter Schaltung. Hier sieht man außer den einseitig herausgeführten Kondensatoren auch, daß bei Bauelementen mit zweiseitigen Anschlüssen ungünstige Drahtlängen auftreten.

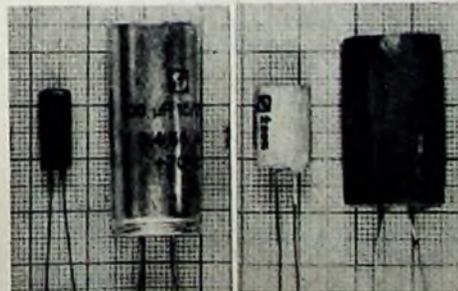


Abb. 5. Wickel- und Elektrolytkondensatoren mit einseitig herausgeführten Anschlüssen

Abb. 6. Potentiometer mit Halteklappen

Als Beispiel für die vorerwähnten Kondensa-toren mit einseitigen Anschlüssen sind in Abb. 5 Wickel- und Elektrolytkondensatoren gezeigt. Bei der Dimensionierung der Außen-abmessungen muß man selbstverständlich einen vernünftigen Kompromiß schließen, um gute Standfestigkeit zu erreichen. Als guter Näherungswert hat sich bisher ein Verhältnis Länge zu Durchmesser von etwa 4 : 1 ge-zeigt.

Bei liegender Montage von Kondensatoren und Widerständen ist dafür zu sorgen, daß bei radialen Anschlüssen das Abstandsmaß eingehalten wird oder aber bei axialen An-schlüssen das vorgesehene Abstandsmaß durch Abkanten erreicht werden kann.

Die Befestigung von Bauelementen mit Draht-an-schlüssen auf der Platte nach der Montage kann entweder durch Verquetschung des überstehenden Drahtendes erfolgen, oder aber dadurch, daß die überstehenden Drahtenden umgebogen werden. Die Verquetschung führt zu besser aussehenden Lötstellen, dürfte je-doch bei mechanischer Bearbeitung und Mon-tage kaum durchführbar sein. Bisher sind auf dem Markt nur Quetschzangen für Hand-betrieb bekannt, die das überstehende Draht-ende in einem Arbeitsgang auf Länge schnei-den und quetschen. Beim Umbiegen der über-stehenden Drahtenden ergeben sich unschöne Lötstellen, wobei jedoch zu beachten ist, daß dieses Umbiegen automatisch mit Hilfe einer wischerartigen Vorrichtung während der Mon-tage erfolgen kann. Um einwandfreie Löt-stellen an den Drahtanschlüssen im Tauchver-fahren zu erreichen, hat sich bei einer größe-ren Versuchsserie als günstigster Wert ein Lochdurchmesser von $130 \frac{1}{2}$ des durchgeführ-ten Drahtes erwiesen. Aus dieser Vorschrift ergeben sich beispielsweise für die normaler-weise verwendeten Anschlußdrähte von 0,8 mm Durchführungslöcher von 1 mm \emptyset .

Bauelemente mit Bedienungsachsen, wie bei-spielsweise Drehkondensatoren und Regel-widerstände, stellen besondere Anforderun-gen. Als Beispiel sei im folgenden nur das Potentiometer erwähnt. Beim Entwurf von Geräten mit gedruckten Verdrahtungen kön-nen drei Möglichkeiten auftreten, nämlich

1. die Achse liegt waagrecht zur Platte,
2. die Achse muß durch die Platte geführt werden und
3. die Achse zeigt in Richtung der übrigen Bauelemente von der Platte weg.

Für jeden dieser drei Fälle sind die Anschluß-bahnen des Potentiometers so auszubilden, daß leichte Montage möglich ist. Es scheint unzweckmäßig, die mechanischen Kräfte, die durch die Bedienung auftreten, allein von den elektrischen Anschlußbahnen aufnehmen zu lassen; besser werden diese von beson-deren Halterungsbahnen, die mit dem Gehäuse verbunden sind, übernommen. Zur Erreichung einer geometrisch einwandfreien Lage des Potentiometers müssen diese Bahnen mit Schultern versehen sein, die bei der Montage auf der Platte aufliegen. Als Beispiel für ein derartiges Potentiometer ist in Abb. 6 eine Ausführung für den Fall 3 gezeigt. Die hier gezeigte Ausführungsform ist ein Versuchsmodell und soll später mit einschnappenden Halteklappen versehen werden, um den früher erwähnten Montagebedingungen zu genügen.

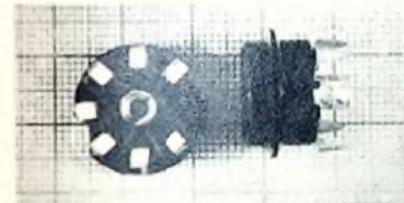
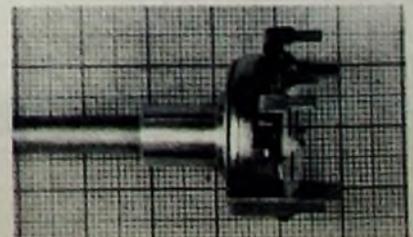


Abb. 1. Fassung für Miniaturröhren mit selbst-haltendem tonnenförmigem Mittelstift

(Abb. 1). Der Mittelstift ist tonnenförmig ausgebildet und federt infolge seiner Schlitzte soweit, daß nach Eindrücken der Fassung der Mittelstift die Röhre bis zum Lötens sicher festhält. Eine andere Form der Selbsthaltung ist aus amerikanischen Mustern bekannt, bei denen die Anschlußbahnen federn und Ein-kerbungen haben, die in die Löcher der Druckplatte einrasten. Diese Fassung ist in Abb. 2 links gezeigt. Um bei der Stanzung



Abb. 2. Amerikanische Röhrenfassungen für snap-in-

der Löcher zu kompakten Werkzeugen zu kommen, verwendet man mitunter die echte „snap-in“-Fassung (Abb. 2, rechts). Hierbei wird ein großes Loch ausgestanzt, und die Anschlußfedern liegen dann flach an den Schnittkanten der Leitungen. So bestehend der Vorzug dieser Ausführungsform ist, so ist dabei doch zu berücksichtigen, daß die Fas-sung bei der Tauchlötung an der Unterseite abgedeckt werden muß, um Eintreten von Löt-zinn in die Stiftkammern zu vermeiden. Als weitere Beispiele von amerikanischen „snap-in“- Fassungen sind in Abb. 3 nochmals je

Für die Gestaltung des Druckbildes der Verdrahtung gibt es zwei Möglichkeiten, von denen die erste als Leitungsdruk bezeichnet werden soll und die zweite kurz Trennlinienverfahren genannt wird. Der Leitungsdruk ähnelt in seinem Charakter der klassischen Verdrahtungstechnik, indem die Endpunkte der Leitungen festgelegt und durch gedruckte Züge konstanter Breite miteinander verbunden sind. Bei den verwendeten dünnen Kupfereinfaltungen kann jedoch der Fall eintreten, daß beim Walzen Oxydhäute eingeschlossen sind, die später zu einer Unterbrechung des Leitungszuges führen. Aus diesem Grund bietet die Trennlinienteknik gewisse Vorteile, da hierbei nach Möglichkeit alles aufgetragene Kupfer für die Bildung der Leitung dient und nur zwischen Stellen verschiedenen Potentials Trennflächen ausgesetzt werden. Obwohl sich hierbei Leitungsbilder ergeben, die auf den ersten Blick ungewohnt erscheinen, ist das betriebsmäßige Verhalten derartiger Druckplatten sehr günstig. Das aus der amerikanischen Literatur bekannte Selbstschwingen von größeren Kupferflächen war selbst bei Frequenzen bis 150 MHz nicht zu beobachten. Voraussetzung dafür ist jedoch, daß alle Kupferflächen mit Leitungen verbunden sind und keine Inseln auftreten. Falls die Gefahr zu großer kapazitiver Belastung einer Leitung auftritt, ist diese Leitung durch breitere Trennflächen von den umliegenden Kupfergebieten zu entkoppeln. Die noch verbliebene restliche Verdrahtungskapazität läßt sich in fast allen Fällen, wie beispielsweise bei Fernseh-ZF-Verstärkern, zur Abstimmung der Bandfilter verwenden. Da diese Schaltkapazität immer konstant bleibt, kann man also weitgehend vorabgeglichene Filterspulen einbauen.

Die Auslegung der gedruckten Verdrahtung erfolgt nach Festlegung der Anordnung der Bedienungselemente. Um späterhin Kreuzungen zu vermeiden, ist anzustreben, daß der

Verlauf der Schaltung sinngemäß erfolgt, d. h., die einzelnen Baustufen sollten so fortlaufend angeordnet werden, wie sie späterhin vom Signal durchlaufen werden. Nachdem so die Hauptbauelemente in ihrer Lage bestimmt sind, werden vorerst alle kritischen Leitungen mit den zugehörigen Schaltelementen festgelegt, und anschließend folgen die übrigen Leitungen. Erfahrungsgemäß bereitet die Auslegung einer derartigen Schaltung im Anfang erhebliche Schwierigkeiten, da dem Entwickler das kreuzungsfreie Denken noch nicht geläufig ist. Zur Herstellung notwendig werdender Kreuzungen lassen sich fast immer Widerstände, die in fast jeder Leitung zur Entkopplung oder Siebung liegen, verwenden. In bestimmten Fällen kann es jedoch notwendig sein, derartige Kreuzungen vorzusehen. Diese Kreuzung wird dann mit Hilfe einer vorgebogenen Drahtbrücke hergestellt, die bei der Montage als ein normales Bauelement zu betrachten ist. In diesem Zusammenhang sei davor gewarnt, zweiseitig kupferkaschierte Trägerplatten vorzusehen. Infolge des komplizierteren Herstellungsverfahrens bei Druck, Ätzung und Lochung erhöht sich der Preis meist sehr stark. Die zwischenzeitlich gemachten Erfahrungen im Entwurf von Rundfunk-, Meß- und kommerziellen Geräten haben in keinem Falle die Notwendigkeit der Verwendung zweiseitig bedruckter Platten ergeben. Selbst in kompletten Fernsehempfängern waren maximal nur drei Drahtbrücken erforderlich.

Die vorstehende gedrängte Übersicht über einen Teil der bei der Verwendung gedruckter Schaltungen auftretenden Probleme enthält in sich für alle Beteiligten — Gerätehersteller, Hersteller von gedruckten Schaltungen und Bauelementefirmen — sehr viele und neue Aufgaben. Es ist zu hoffen, daß die frühzeitig in Angriff genommene Arbeit des Fachnormenausschusses die gewünschte Stetigkeit der Arbeit sichert.

Die Leistungen sind 18 kW für die Bild- und 4 kW für die Tonübertragung. Die verwendeten Sendeanlagen sollen durch zwei schwächere Hilfs-sender ergänzt und in England bereitgestellt werden.

Eine neue Verbindungstechnik für elektrische Schaltungen

Eine neue Technik, die Drahtwickelverbindung, kann nach den bis heute vorzugsweise im Ausland gesammelten Erfahrungen dazu herangezogen werden, die bisher benutzten Lötverbindungen zu ersetzen. Diese neue Verbindung in einer elektrischen Schaltung entsteht, indem einige Windungen des Leitungsdrahtes mittels eines Spezialwerkzeuges in der Art eines elektrischen Schraubenziehers so um eine Anschlußfläche herumgelegt werden, daß an den Berührungstellen eine Belastung des Drahtes und der Anschlußfläche über die Dehnungsgrenze hinaus erfolgt. Wenn diese Methode auch keine überragenden wirtschaftlichen Vorteile mit sich bringt, so liegt ihr Hauptvorteil doch darin, daß eine so hergestellte Verbindung einer Kontrolle unterworfen werden kann, die die Lötverbindung nicht zuläßt.



Wie Herr Direktor M. u. L. Telefunken, vor kurzem mitteilte, soll dieses Verfahren noch in diesem Jahr in der Serienfertigung eingeführt werden.

Bus mit Phonosessel

Der Wunsch eines gewissermaßen Bus-Unternehmens, ein Fahrzeug mit besonderem Komfort auf Fahrt schicken zu können, hat zur Konstruktion des ersten europäischen Busses mit Phono-Schlafsesselbestuhlung geführt. Pate bei der durch Telefunken erfolgten technischen Ausrüstung der Fahrgastplätze standen die Telefunken-Phonosessel, wie sie Schallplattenfachgeschäfte für ihre Kunden bereit halten. Jeder Sessel hat einen Knopf zum Ab- oder Anstellen des Lautsprechers, so daß es dem Fahrgast überlassen bleibt, ob er die Übertragungen — Mikrofonansagen des Reiseleiters, mit dem Omnibus-Empfänger „Selektor II S 61“ empfangene Sendungen oder Darbietungen vom Band des „Magnetophon KL 65“ — hören will oder nicht. Für wichtige Ankündigungen der Reiseleitung stehen daneben starke Lautsprecher in der Wagen- decke zur Verfügung.

Weitere derartige Autobusse sind geplant. Von dem Gedanken, den Fernsehempfang zur Attraktion eines solchen Fahrzeugs zu machen, ist man abgekommen.

F - KURZNACHRICHTEN

Veränderung in der Forschung bei AEG und Telefunken

Am 1. 7. 1956 tritt das bisherige ordentliche Vorstandsmitglied der Telefunken GmbH, Dr. Karl Steimel, zur AEG über und übernimmt dort als Chefphysiker die Leitung der Forschung. An seine Stelle tritt am 1. 6. 1956 in den Vorstand der Telefunken-Gesellschaft als Leiter für Forschung und Entwicklung Prof. Dr. Werner Nestel, bisher technischer Direktor des aufgelösten Nordwestdeutschen Rundfunks (NWDR). Dr. Steimel wird weiter Telefunken beratend zur Verfügung stehen. Zum Arbeitsbereich Prof. Nestels gehört auch das Forschungsinstitut in Ulm unter Leitung von Prof. Dr. Wilhelm Rugga, als dessen Stellvertreter kehrt Prof. Dr. Kurt Franz, zuletzt Leiter des Instituts für Elektronik an der Universität Buenos Aires, zu Telefunken zurück. Darüber hinaus hat der bekannte Fernsehpionier Prof. Dr. Fritz Schröter, der in der Nachkriegszeit in Paris und Madrid tätig war, die Mitarbeit in Ulm wiederaufgenommen.

Koffer-Fernsehempfänger in USA

Von der General Electric Company sind zwei neue tragbare Fernsehgeräte herausgebracht worden. Es handelt sich um ein 9"- und ein 17"-Gerät. Das Gewicht der neuen Geräte ist durch Verwendung eines Aluminiumgehäuses und von Halbleitern an Stelle von Röhren wesentlich verringert worden. Schon vor einem Jahre brachte die Firma ein 14"-Kofferfernsehgerät heraus, von dem bisher 250 000 Stück verkauft worden sind. Die Herstellerfirma beabsichtigt, das neue 17"-Gerät zu einem Verkaufspreis von 149,95 Dollar auf den Markt zu bringen, während das kleinere Gerät unter 100 Dollar kosten soll.

Farbfernsehen in Australien

Die kommende Fernsehentwicklung in Australien berücksichtigt nach britischem Beispiel auch das Farbfernsehen. So werden die beiden neuen Fernsehender für Sydney und Melbourne, die zum Jahresende ihren Betrieb eröffnen sollen, für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehen eingerich-

Nordmende-Fernsehempfänger

Die neue Nordmende-Fernsehproduktion enthält einschließlich der Fernseh-Rundfunk-Phono-Kombinationen jetzt sieben Gerätetypen. Die Empfindlichkeit aller Geräte ist so groß, daß auch in den Randgebieten eines Sendebereiches und an den empfangungsünstigen Orten ein einwandfreies Bild gewährleistet ist. In sechs Typen wurde das von den Nordmende-Rundfunkgeräten her bekannte Klangregister eingebaut, und zwar hier für die Stellungen „Sprache“, „Fernsehspiel“ und „Orchester“.

10-Element-Yagi-Antenne für Band IV

Für vier Kanäle im Band IV hat Hirschmann, Esslingen, die 10-Element-Yagi-Antenne „Fesa 400“ herausgebracht. Die Antenne hat einen Spannungsgewinn von 9,5 dB, ein Vor-Rückverhältnis von 25 dB und einen horizontalen Öffnungswinkel von 39°.

Wer sich am Radio ergötzt, den Wert der



Lorenz-Röhren schätzt!

Messung von Röhren-Betriebswerten bei der Horizontalablenkung

DK 421.385.08 421.317.55

Bei der Entwicklung von Zeilenablenkschaltungen bzw. Zellentransformatoren ist es erforderlich, die Betriebswerte und die Einhaltung der Grenzwerte der verwendeten Röhren messen bzw. prüfen zu können. Die besonders wichtigen Daten, wie Anodenbelastung, Anodenspitzenstrom und Schirmgitterbelastung, sind wegen der besonderen Arbeitsweise der Schaltung und der hohen Spannungen während des Rücklaufs schwer zu erfassen. Außerdem muß man darauf achten, daß durch das Anschalten der Meßmittel der Vorgang praktisch unverändert bleibt, d. h., die zusätzliche kapazitive und ohmsche Belastung durch die Meßmittel muß klein bleiben.

Im folgenden soll ein Verfahren zur Erfassung der Betriebswerte der Röhren in der Ablenkschaltung beschrieben werden. Abb. 1 zeigt — vereinfacht — die heute übliche Schaltung der Ablenkstufe. Auf ihre Wirkungsweise soll hier nicht näher eingegangen werden¹⁾.

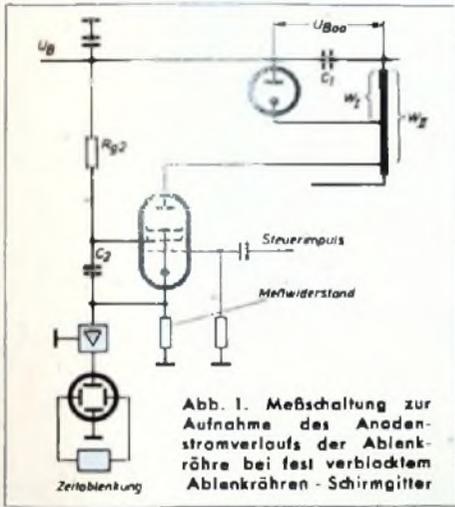


Abb. 1. Meßschaltung zur Aufnahme des Anodenstromverlaufs der Ablenkröhre bei fest verblocktem Ablenkröhren-Schirmgitter

Anoden- und Schirmgitterstrom der Ablenkröhre

Sieht man von der etwas unsicheren Umwegmessung über die Wärmeabstrahlung der Anodenbleche der Ablenkröhre (PL 81, PL 36) im dynamischen und der entsprechenden Vergleichsmessung im statischen Betrieb ab, müssen zur Leistungsbestimmung der zeitliche Verlauf von Anodenstrom und -spannung aufgenommen werden. Während des Zeilenrücklaufs und zu Beginn des Hinlaufs ist die Ablenkröhre gesperrt, ihr Anodenstrom also Null. Dadurch liegt die 0-Achse des Stromverlaufs eindeutig fest, und man kann eine an einem Widerstand abgenommene Spannung wechselstrommäßig verstärken, auf einem Oszillografen sichtbar machen und auswerten. Um den Vorgang nicht wesentlich zu verfälschen, muß der Meßwiderstand klein gehalten werden (max. 10 Ohm). Sein Einfluß ist an dem Absinken der an C_1 stehenden Boosterspannung zu erkennen, die gegebenenfalls durch Erhöhung der Batteriespannung auf den ursprünglichen Wert gebracht werden kann. Der Strom wird am günstigsten in der Katodenleitung der Röhre gemessen (Abb. 1). Da hier aber außerdem noch der Schirmgitter-

strom fließt, der einen andersgearteten Verlauf hat, ist die Erlassung des zeitlichen Verlaufs des Anodenstroms in der Katodenleitung nur bei fest gegen die Katode verblocktem Schirmgitter (C_2) möglich. Der Schirmgitterstrom fließt dann als Gleichstrom durch den Meßwiderstand und fällt bei der Messung heraus.

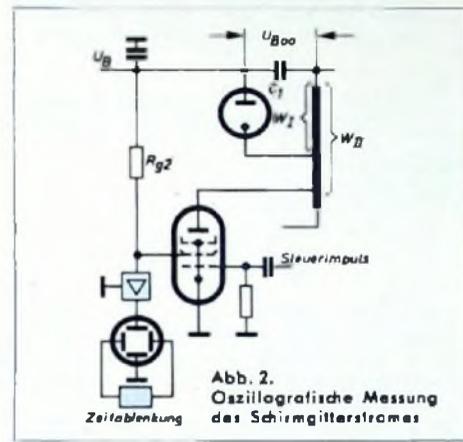


Abb. 2. Oszillografische Messung des Schirmgitterstromes

Bei unverblocktem Schirmgitter kann an R_{g2} der Schirmgitterstromverlauf oszillografisch aufgezeichnet und von dem nach Abb. 1 aufgenommenen Gesamtstrom subtrahiert werden (Abb. 2). Man kann das Schirmgitter aber auch aus einer getrennten Batterie speisen, deren Minuspol nicht an Masse, sondern direkt an die Katode gelegt wird (Abb. 3), und dadurch den Schirmgitterstrom vom Meßwiderstand fernhalten. Dabei ist jedoch zu beachten, daß die Kapazität der Batterie gegen Masse (C_B) nicht zu groß ist, d. h.,

$$\frac{1}{\omega C_B} \text{ muß größer als der Meßwiderstand sein.}$$

Der zeitliche Verlauf des Anodenstroms kann auch unabhängig von der Schaltung des Schirmgitters durch einen Meßwiderstand in der Anodenzuleitung oszillografisch erfaßt

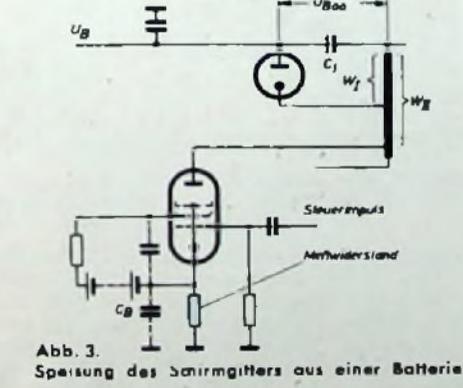


Abb. 3. Speisung des Schirmgitters aus einer Batterie

werden (Abb. 4). Diese wie auch die Messung des Schirmgitterstromverlaufs erfordert eine gute Siebung der Batteriespannung. Wird die am Meßwiderstand abfallende relativ kleine Spannung gegen Masse gemessen, so überlagert sich der Meßspannung noch die Brummspannung der Batterie, die bei ungenügender Siebung eine Auswertung der Oszillogramme sehr erschweren kann. Bei der Messung nach Abb. 4 werden während des Rücklaufs die kapazitiven Ausgleichsströme sichtbar, die

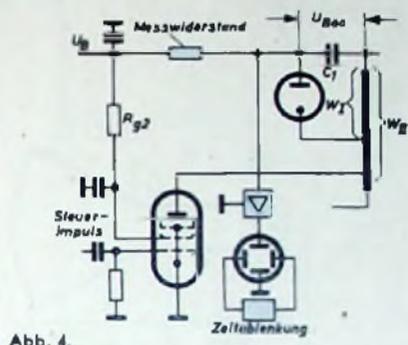


Abb. 4. Oszillografische Messung des Anodenstromes

u. U. ein Durchschwingen über die 0-Achse hinaus zeigen können (Abb. 5). Die Ladungen der am Transformator angeschlossenen verteilten Kapazitäten gegen Masse (z. B. Röhrenkapazitäten) müssen sich während des freien Rücklaufs über den Batterie- und den Boosterkondensator zum Transformator hin ausgleichen und gelangen so in den Meßkreis. Diese Ausgleichsströme sind jedoch leicht zu erkennen und werden bei der Auswertung nicht berücksichtigt. In Abb. 6 ist der Strom-

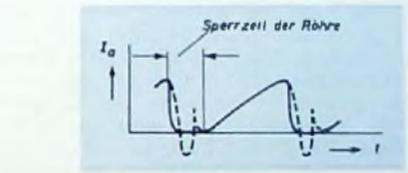


Abb. 5. Zeitlicher Verlauf des Anodenstromes (—) und der kapazitiven Ausgleichsströme (---)

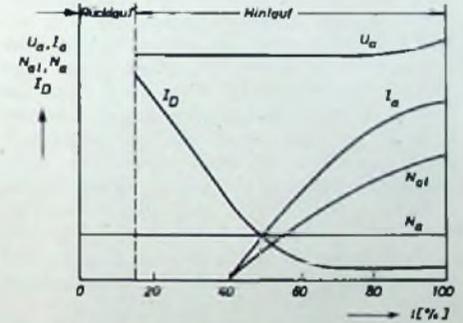


Abb. 6. Anodenspannung U_a , Anodenstrom I_a , Anodenverlustleistung N_a und mittlere Anodenverlustleistung N_{al} der Ablenkröhre und Boosterdienstrom I_D in Abhängigkeit von der Zeit

verlauf in Abhängigkeit von der Zeit aufgetragen. Aus der Kurve kann man den Spitzenstrom entnehmen, für den je nach Röhrentyp Grenzwerte festgelegt sind.

Anodenbelastung der Ablenkröhre

Zur Ermittlung der Anodenverlustleistung muß auch der Spannungsverlauf an der Anode der Ablenkröhre bekannt sein. Die Aufnahme des Spannungsverlaufs am Boosterkondensator C_1 und seine Umrechnung zur Anode der Ablenkröhre über das Übersetzungsverhältnis des Transformators ergibt durch den Transformator- und Diodenwiderstand ungenaue Resultate. Einwandfreie Ergebnisse erreicht man durch eine oszillografische Aufnahme des Spannungsverlaufs an der Anode der Ab-

¹⁾ s. Andrieu, R.: Die Zeilenablenkschaltung mit Sperrtransformator. Telefunken-Z. Bd. 25 (1952) Nr. 95, S. 107—114

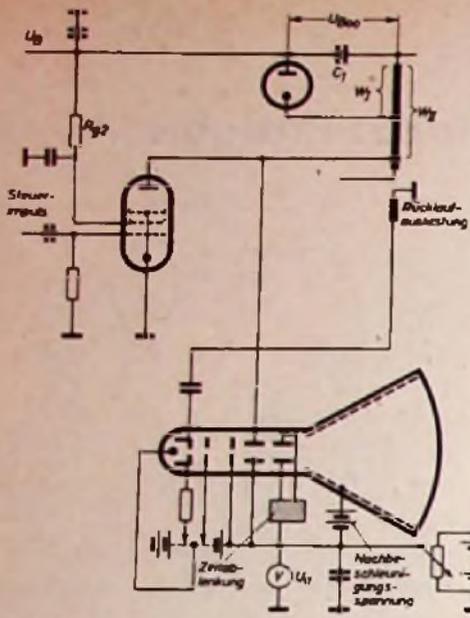


Abb. 7. Messung der Anodenspannung der Ablenkröhre mit dem Oszillografen nach dem Kompensationsverfahren

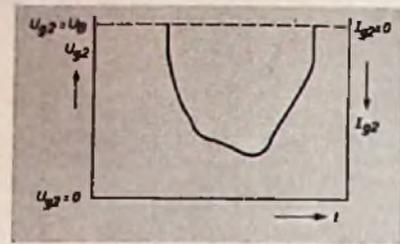


Abb. 8. Abhängigkeit der Schirmgitterspannung bzw. des Schirmgitterstromes von der Zeit (aufgenommen nach Abb. 7)

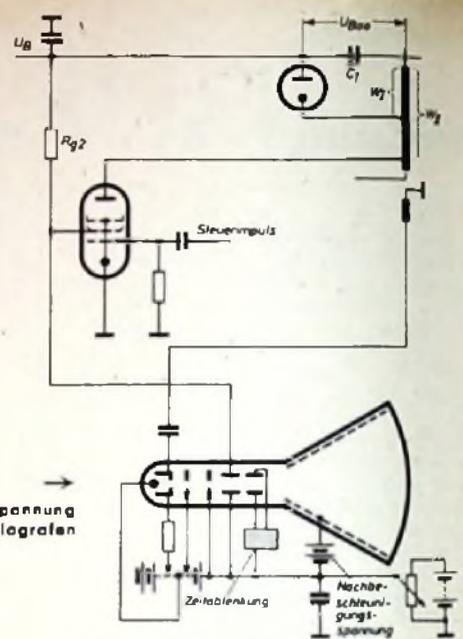


Abb. 9. Messung der Schirmgitterspannung der Ablenkröhre mit dem Oszillografen

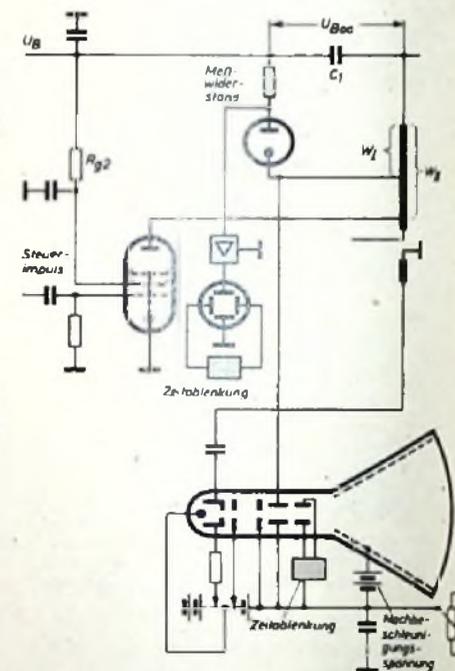


Abb. 11. Überprüfung der Funktion der Schalterdiode und Messung ihres Spitzenstromes

lenkröhre (Abb. 7). Dabei müssen Spannungen zwischen 0 und 100 V gemessen werden können. Außerdem muß der Oszillograf für die auftretenden hohen Rücklaufspannungen (bis zu 7 kV) spannungsfest sein. Sein Anschluß an den Meßpunkt erfolgt galvanisch und darf weder durch ohmsche Belastung eine Dämpfung noch durch kapazitive Belastung eine ins Gewicht fallende Verlängerung des Zeilenrücklaufs und damit eine Veränderung des zu messenden Vorgangs hervorrufen. Für den vorliegenden Fall ist die Oszillografenröhre DG 13-54 durch ihre hohe Ablenkempfindlichkeit (etwa 1 mm/V), kleine Ablenkplattenkapazität ($\approx 2,5$ pF) und hohe Spannungsfestigkeit besonders gut geeignet. Um evtl. Wandaufladungen durch die starke Ablenkung des Strahls über den Schirm hinaus während des Zeilenrücklaufs zu vermeiden, ist es ratsam, den Kathodenstrahl während des Rücklaufs durch kapazitive Ankopplung des Steuerzylinders der Oszillografenröhre an eine negative Impulsspannung von 50 ... 100 V, die dem Zeilentransformator entnommen werden kann, auszutesten. Zur Eichung und Messung wird die 0-Lage des Strahls auf der Oszillografenröhre markiert. Bei der Messung wird die interessierendere Stelle des Oszillogramms durch eine Kompensationsspannung auf die markierte 0-Linie gebracht. Die Größe der Kompensationsspannung (ablesbar am Instrument U_B) gibt die Höhe der Anodenspannung in dem Kurvenpunkt an, der auf die Markierungslinie fällt.

In Abb. 6 ist die Hinlaufspannung U_B in Abhängigkeit von der Zeit aufgetragen. Multipliziert man sie mit dem zuvor ermittelten Verlauf des Anodenstromes I_B , so erhält man die Verlustleistung N_{a1} in Abhängigkeit von der Zeit, aus der sich, über die ganze Zeit ($t = 100\%$) gemittelt (gleiche Flächeninhalte), die gesuchte Anodenverlustleistung N_a ergibt.

Schirmgitterbelastung der Ablenkröhre

Bei fest verblocktem Schirmgitter kann man seine Belastung durch Messung von I_{G2m} und U_{G2m} ermitteln. Da bei unverblocktem Schirmgitter die Schirmgitterspannung U_{G2} während des Rücklaufs gleich der Batteriespannung ist, kann sie wechselstrommäßig nach Abb. 2 oszillografiert und ausgewertet werden. Dieses Oszillogramm zeigt gleichzeitig auch den spiegelbildlichen Stromverlauf an, da für $U_{G2} - U_B$ $I_{G2} = 0$ ist. Der Maßstab für die strommäßige Auswertung ist dabei (Abb. 8)

$$I_{G2} = \frac{U_B - U_{G2}}{R_{G2}}$$

Durch Multiplikation von Schirmgitterspannung und -strom und Mittelung über die gesamte Periodendauer kann die Schirmgitterverlustleistung bestimmt werden. Bei schwach verblocktem Schirmgitter ist die Erreichung der Batteriespannung während des Rücklaufs nicht gewährleistet. Die Schirmgitterspannung wird daher vorteilhafterweise mit dem im vorigen Abschnitt beschriebenen Oszillografen, der gleichstrommäßig nach Abb. 9 angeschlossen wird, gemessen. Zum Oszillografieren des Schirmgitterstromverlaufs (verblocktes oder unverblocktes Schirmgitter) wird ein Meßwiderstand (max. 100 Ohm) zwischen

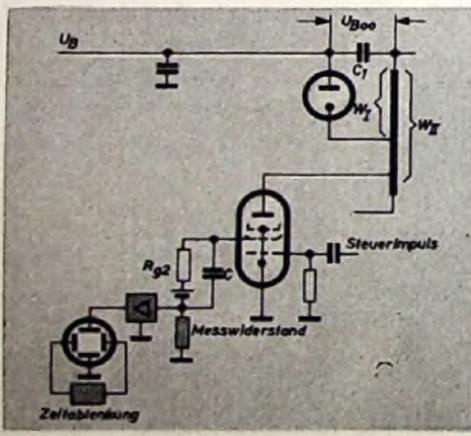


Abb. 10. Messung des Schirmgitterstromes (Speisung des Schirmgitters aus getrennter Batterie)

Masse und Minuspol einer getrennten Stromquelle gleicher Betriebsspannung, die nur das Schirmgitter versorgt, geschaltet (Abb. 10). Die Schirmgitterverlustleistung kann bei unverblocktem Schirmgitter auch ohne Kenntnis ihres zeitlichen Verlaufs festgestellt werden. Dazu müssen die Größen U_B , I_{G2m} und I_{G2eff} gemessen werden. Die Schirmgitterbelastung ist dann

$$N_{G2} = U_B \cdot I_{G2m} - I_{G2eff}^2 \cdot R_{G2}$$

Schalterdiode

Da der Strom in der Schalterdiode (PY 83) anders als in der Ablenkröhre verläuft, kann ihr Spitzenstrom auch andere Werte annehmen. Es ist daher empfehlenswert, ihn mit einem kleinen Vorwiderstand vor der Diode oszillografisch aufzunehmen (Abb. 11).

Der oben beschriebene Oszillograf zur Aufnahme der Anodenspannung der Ablenkröhre kann zur Beobachtung eines evtl. vorzeitigen Öffnens der Schalterdiode an ihre Kathode angeschlossen werden (Abb. 11). Die Spannung an diesem Punkt soll während des Hinlaufs stets negativer als die Batteriespannung sein. Wird als Kompensationsspannung die Batteriespannung benutzt, gibt die 0-Linie das Niveau der Batteriespannung an. Da die Diodenspannung während des Hinlaufs immer negativer als die Batteriespannung sein soll, kann ein Ausreißen ins Positive, also über die Batteriespannung hinaus, leicht kontrolliert werden.

Leistungsbilanz

Die Kenntnis der Röhrenverlustleistungen gestattet interessante Rückschlüsse auf den Leistungsaufwand der eigentlichen Ablenkung (Abb. 12). Die Gesamtleistungsaufnahme der Ablenkstufe einschließlich der Röhrenverluste setzt sich aus den Verlusten des Anoden- und des Schirmgitterkreises zusammen

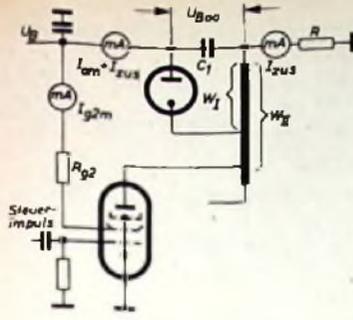


Abb. 12. Messung der Gesamtleistungsaufnahme der Ablenkstufe

$$N_{\text{ges}} = U_B \cdot I_{\text{g2m}} + U_{\text{Boo}} \cdot I_{\text{g2m}}$$

Die Leistungsaufnahme der Ablenkung allein ist: Verluste des Anodenkreises abzüglich der Röhrenverluste

$$N_{\text{abl}} = N_{\text{ges}} - U_B \cdot I_{\text{g2m}} - N_a$$

$$= U_{\text{Boo}} \cdot I_{\text{g2m}} - N_a$$

Diese Leistung N_{abl} ist für die Beurteilung von Ablenkaggregaten wichtig, denn es kann, obwohl N_{abl} klein ist, N_{ges} groß sein, wenn aus besonderen Gründen U_{Boo} oder I_{g2m} groß

gewählt werden (z. B. große Anodenrestspannung U_{ar} , zur Vermeidung von BK-Schwingungen).

Wird die Boosterspannungsquelle zusätzlich belastet, z. B. durch Betrieb der Vertikalablenkung aus der Boosterspannung (in Abb. 12 durch R dargestellt), tritt auch eine entsprechende Strombelastung der Batterie auf, die bei der Messung von I_{g2m} mit erfaßt wird. Man kann jedoch den zusätzlich entnommenen Strom I_{g2m} messen und N_{abl} durch Abzug von $(U_B + U_{\text{Boo}}) \cdot I_{\text{g2m}}$ korrigieren, wobei aber zusätzlich, durch die Boosterbelastung hervorgerufene Transformatoren- und Diodenverluste nicht berücksichtigt werden.

Rücklaufspannungen

Die während des Rücklaufs an den verschiedenen Anschlußpunkten des Ablenktransformators auftretenden Spannungen können berechnet werden, wenn sein Übersetzungsverhältnis, die Boosterspannung und die prozentuale Rücklaufzeit bekannt sind.

Besonders wichtig sind die Spannungen an der Ablenkspule, an der Diode und an der Ablenkröhre. Die Rücklaufspannung ist gleich dem Produkt aus der Hinlaufspannung und

dem Faktor $\left(\frac{100}{t_R} - 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}$. Darin ist t_R die

Rücklaufzeit in Prozent.

Die Hinlaufspannung des Wicklungsabschnittes Boosterkondensator—Diode (W_I) ist gleich der meßbaren Boosterspannung, wobei der Spannungsabfall an der Diode nicht berücksichtigt wird. Damit wird

$$U_{\text{Rückl}} = \frac{U_{\text{Boo}} \cdot W_{II}}{W_I} \cdot \left(\frac{100}{t_R} - 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}$$

In dieser Formel ist W_I die Windungszahl Boosterkondensator—Diode und W_{II} die Windungszahl Boosterkondensator—Anschlußpunkt, dessen Rücklaufspannung festgestellt werden soll. Gegen Masse kommt zu dieser impulsartigen Spitzenspannungsbeanspruchung ($U_{\text{Rückl}}$) noch die Gleichspannungsbeanspruchung durch die Batterie- und Boosterspannung ($U_B + U_{\text{Boo}}$) hinzu.

Die Messung der Rücklaufspannungen erfolgt zweckmäßigerweise mit einem Spitzenspannungs-Röhrenvoltmeter. Als Gleichrichterröhre kann die DY 80, über einen entsprechend isolierten Heiztransformator betrieben, verwendet werden.

A. STERNEMANN

Berechnung der Gleichlaufkreise im Super

Eine einfache Methode zur Bestimmung der Schwingkreiselemente

Im folgenden wird die Berechnung des Gleichlaufs bei Verwendung eines Doppeldrehkos mit gleichem Plattenschnitt im Empfangs- und Oszillatorkreis beschrieben. In den KML-Bereichen schwingt der Oszillator schneller als die Empfangsfrequenz. Der Gleichlauf, die Einknopfabstimmung, wird durch Einschaltung einer Serien- und einer Parallelkapazität in den Oszillatorkreis erreicht. Völliger Gleichlauf kann mit dieser Anordnung jedoch nicht erreicht werden: er ist aber um so besser, je genauer die erforderlichen Zusatzkapazitäten berechnet werden. Die im allgemeinen für die Berechnung benutzten Formeln erfordern großen Zeitaufwand und bieten manche Fehlermöglichkeiten. Nachstehend wird der Weg zu einfachen Formeln gezeigt, die die Berechnung in kurzer Zeit ermöglichen.

Unter Frequenzverhältnis V soll das Verhältnis der höchsten zur niedrigsten Frequenz eines Bereiches verstanden werden. Nach der Schwingungsformel

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

entspricht das Quadrat eines Frequenzverhältnisses $\frac{f_1}{f_2}$ dem Kapazitätsverhältnis $\frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}}$

Es ist also z. B. bei $f_1 = 1500$ kHz und $f_2 = 500$ kHz sowie $C_{\text{max}} = 450$ pF und $C_{\text{min}} = 50$ pF

$$V = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 = \left(\frac{1500 \text{ kHz}}{500 \text{ kHz}}\right)^2 = \frac{450 \text{ pF}}{50 \text{ pF}} = 9$$

für den Empfangskreis und bei einer Zwischenfrequenz f_z von 500 kHz für den Oszillatorkreis

$$V_0 = \left(\frac{f_1 + f_2}{f_3 + f_3}\right)^2 = \left(\frac{1500 + 500 \text{ kHz}}{500 + 500 \text{ kHz}}\right)^2 = 4$$

Ein brauchbarer Drehko müßte für das gewählte Beispiel eine Anfangskapazität von etwa 15 pF und eine Endkapazität von etwa

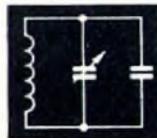


Abb. 1 (links). Parallelschaltung einer Zusatzkapazität zum Oszillatorkreis des Supers

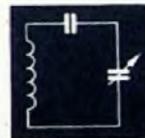


Abb. 2 (rechts). Serienschaltung einer Zusatzkapazität zum Oszillatorkreis des Supers

415 pF haben, weil zu der Drehkondensatorkapazität noch Schalt-, Röhreneingangs- und Trimmerkapazität hinzukommen, so daß für den Empfangskreis und auch für den Oszillatorkreis ein C_{min} von je 50 pF mit den Trimmern fest eingestellt sein muß. Unter dieser Voraussetzung erfolgt die Berechnung der erforderlichen Zusatzkapazitäten für den Oszillatorkreis, mit denen das Kapazitätsverhältnis von $V = 9$ auf $V_0 = 4$

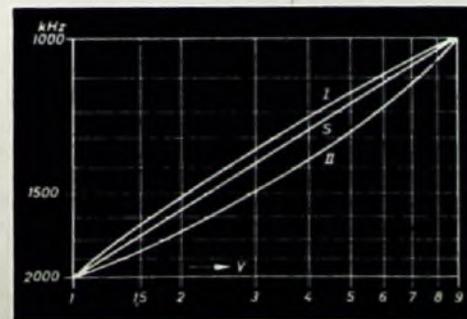


Abb. 3. Frequenzkurven des Oszillatorkreises; S = Sollkurve, I = Abgleich durch Paralleltrimmer, II = Abgleich durch Serientrimmer im Oszillatorkreis

herabgesetzt wird. Dies könnte wohl durch Parallelschalten einer einzigen Kapazität von 83,3 pF zum Drehko (Abb. 1) oder durch Serienschaltung von 270 pF (Abb. 2) erreicht

DK 621 373.421.11.001.2

werden. Es ist dann das resultierende Kapazitätsverhältnis

$$V_0 = \frac{450 + 83,3}{50 + 83,3} = 4$$

und ebenso

$$V_0 = \frac{450 \cdot 270}{450 + 270} : \frac{50 \cdot 270}{50 + 270} = 4$$

Aus der Abb. 3 ist nun zu ersehen, daß sich die Frequenzkurven I und II mit der Soll-

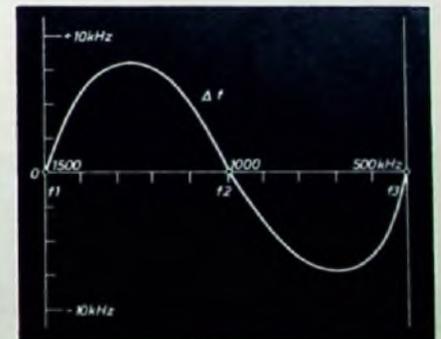


Abb. 4. Δf -Kurve bei Dreipunktgleich

kurve S nicht decken; nur in den Endpunkten des Bereiches ist die Abweichung $\Delta f = 0$. Durch Vereinigen von Parallel- und Serienschaltung ist es jedoch möglich, einen dritten Nullpunkt zu erhalten. Dadurch wird ein besseres Anschmiegen der Δf -Kurve an die Sollkurve (Empfangsfrequenz + Zwischenfrequenz) erreicht (Abb. 4). Nach den Erfahrungen der Praxis wählt man für den zusätzlichen Null-

punkt $f_2 = \frac{f_1 + f_3}{2}$ das arithmetische Mittel

aus den beiden anderen Nullpunktfrequenzen, die im Beispiel oben mit $f_1 = 1500$ kHz und $f_3 = 500$ kHz eingesetzt sind. Die mittlere Nullpunktfrequenz ist dann

$$f_2 = \frac{1500 + 500 \text{ kHz}}{2} = 1000 \text{ kHz}$$

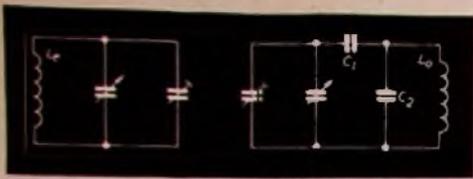


Abb. 5. Schaltung des Eingangs- und des Oszillatorkreises mit Serien- und Parallelkapazität

Dadurch sind folgende Verhältnisse für die weitere Berechnung festgelegt:

$$V = \left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 = 9; \quad v = \left(\frac{I_2}{I_3}\right)^2 = 4$$

$$V_0 = \left(\frac{I_1 + I_2}{I_3 + I_4}\right)^2 = 4; \quad v_0 = \left(\frac{I_2 + I_3}{I_3 + I_4}\right)^2 = 2,25$$

Die der Berechnung zugrunde gelegte Schaltung geht aus Abb. 5 hervor. Für die Herabsetzung des Kapazitätsverhältnisses V auf V_0 sind die Werte von C_1 und C_2 zu berechnen. Zunächst wird V mit C_1 auf die veränderliche Bestimmungsgröße P herabgesetzt.

$$P = \frac{C_{\max} \cdot C_1}{C_{\max} + C_1} : \frac{C_{\min} \cdot C_1}{C_{\min} + C_1}$$

Mit $C_{\min} = \frac{C_{\max}}{V}$ wird

$$P = \frac{C_{\max} + C_1 V}{C_{\max} + C_1}$$

und

$$\frac{C_1}{C_{\max}} = \frac{P-1}{V-P}$$

In der allgemeinen Formel interessiert der Zahlenwert von $C_{\max} = 450 \text{ pF}$ nicht; man

setzt daher $C_{\max} = 1$ und führt $\frac{C_1}{C_{\max}} = x$

bzw. $\frac{C_1}{C_{\max}} = y$ ein.

Mit C_2 wird nun von P auf V_0 herabgesetzt.

$$V_0 = \frac{C_{\max} + C_1 V + C_2}{C_{\max} + C_1 + C_2}$$

Daraus ergibt sich

$$\frac{C_2}{C_{\max}} = y = \frac{(P - V_0)(P - 1)}{(V_0 - 1)(V - 1)P}$$

Setzt man für P jeweils Zahlen zwischen 4 und 9 für den Hauptbereich $I_1 \dots I_3$ sowie zwi-

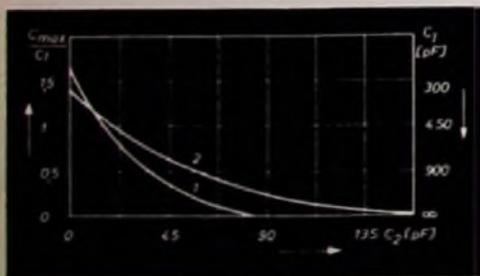


Abb. 6. Abhängigkeit von C_{\max} von C_1 und C_2 , grafische Lösung; Kurve 1 = Hauptbereich $I_1 \dots I_3$, Kurve 2 = Teilbereich $I_2 \dots I_3$

schen 2,25 und 4 für den Teilbereich $I_2 \dots I_3$ ein und rechnet x und y aus (multipliziert mit $C_{\max} = 450 \text{ pF}$), so erhält man die Koordinaten für die Kurve 1 des Hauptbereiches in Abb. 6. Die Kurve 2 betrifft den Teilbereich, für den v und v_0 gelten. Von der Anzahl der errechneten Ordinaten, die für die Konstruktion der Kurven erforderlich sind, stellt das Koordinatenpaar des Schnittpunktes der beiden Kurven die einzige Lösung der Aufgabe gemäß den gewählten Nullpunktfrequenzen und der Zwischenfrequenz dar.

Auf rechnerischem Wege kommt man zum gleichen Ziel. Zunächst ist die Gleichung

$$x = \frac{P-1}{V-P} \text{ nach } P \text{ aufzulösen. Es ist}$$

$$P = \frac{V + \frac{1}{x}}{1 + \frac{1}{x}}$$

Mit $\frac{1}{x} = z$ wird jetzt $P = \frac{V+z}{1+z}$ in die

Formel für y eingesetzt, und man erhält für den Hauptbereich

$$y = \frac{(V - V_0) - (V_0 - 1)z}{(V_0 - 1)(V + z)(1 + z)}$$

und für den Teilbereich

$$y = \frac{(v - v_0) - (v_0 - 1)z}{(v_0 - 1)(v + z)(1 + z)}$$

Beide Ausdrücke gleichgesetzt, ergeben nach z aufgelöst

$$x_1 = \frac{(V-v)(V_0-1)(v_0-1)}{V(v-v_0)(V_0-1) - v(V-V_0)(v_0-1)} + \frac{(V-v_0)(V_0-1) - v(V-V_0)(v_0-1)}{V(v-v_0)(V_0-1) - v(V-V_0)(v_0-1)}$$

Damit ist eine Ordinate des Kurvenschnittpunktes in Abb. 6, nämlich $C_1 = x_1 \cdot C_{\max}$ bekannt. Zu dem gefundenen x_1 gehört ein

$$\text{entsprechendes } P_0 = \frac{V + \frac{1}{x_1}}{1 + \frac{1}{x_1}}$$

lenwert in die Gleichung $y_2 = \frac{(P_0 - V_0)(P_0 - 1)}{(V_0 - 1)(V - 1)P_0}$

einzusetzen ist, um die zweite Koordinate des Schnittpunktes $C_2 = C_{\max} \cdot y_2$ zu erhalten. Zur sicheren Ausrechnung der Werte von C_1 und C_2 ist folgendes Schema zweckmäßig:

$$V=9; \quad v=4; \quad V_0=4; \quad v_0=2,25; \quad C_{\max}=450 \text{ pF}$$

$$a = V - v = 5 \quad be = 5 \cdot 1,25 = 6,25$$

$$b = V - V_0 = 5 \quad cd = 1,75 \cdot 3 = 5,25$$

$$c = v - v_0 = 1,75 \quad ade = 5 \cdot 3 \cdot 1,25 = 18,75$$

$$d = V_0 - 1 = 3 \quad Vcd = 9 \cdot 5,25 = 47,25$$

$$e = v_0 - 1 = 1,25 \quad vbe = 4 \cdot 6,25 = 25$$

$$A = be - cd = 6,25 - 5,25 = 1$$

$$B = ade = 18,75$$

$$C = Vcd - vbe = 22,25$$

$$x_1 = \frac{A + B}{C} = \frac{19,75}{22,25} = 0,88764$$

$$C_1 = x_1 \cdot C_{\max} = 0,88764 \cdot 450 = 399,4 \text{ pF}$$

$$\frac{1}{x_2} = \frac{22,25}{19,75} = 1,127$$

$$P_0 = \frac{V + \frac{1}{x_2}}{1 + \frac{1}{x_2}} = \frac{10,127}{2,127} = 4,76$$

$$y_2 = \frac{(P_0 - V_0)(P_0 - 1)}{(V_0 - 1)(V - 1)P_0} = \frac{0,76 \cdot 3,76}{3 \cdot 8 \cdot 4,76} = 0,025$$

$$C_2 = y_2 \cdot C_{\max} = 0,025 \cdot 450 = 11,3 \text{ pF}$$

Zur Nachprüfung kann jetzt die wirksame Kapazität in den Nullpunkten berechnet werden. Die Drehko-Kapazität beträgt bei I_1 50 pF, I_2 112,5 pF, I_3 450 pF. Durch Serienschaltung mit $C_1 = 399,4 \text{ pF}$ wird

$$\frac{50 \cdot 399,4}{449,4} = 44,4 \text{ pF}; \quad \frac{112,5 \cdot 399,4}{511,9} = 87,8 \text{ pF};$$

$$\frac{450 \cdot 399,4}{849,4} = 211,6 \text{ pF}$$

Dazu kommt noch in jedem Nullpunkt $C_2 = 11,3 \text{ pF}$.

$$\begin{array}{r} 44,4 \text{ pF} \\ + 11,3 \text{ pF} \\ \hline 55,7 \text{ pF} \end{array} \quad \begin{array}{r} 87,8 \text{ pF} \\ + 11,3 \text{ pF} \\ \hline 99,1 \text{ pF} \end{array} \quad \begin{array}{r} 211,6 \text{ pF} \\ + 11,3 \text{ pF} \\ \hline 222,9 \text{ pF} \end{array}$$

$V_0 = 222,9 : 55,7 = 4$; $v_0 = 222,9 : 99,1 = 2,25$
Damit ist die Richtigkeit der Berechnung erwiesen.

Für die Berechnung der erforderlichen Induktivität kann man die Formel

$$L_{[\mu\text{H}]} = \frac{25350}{f_{[\text{MHz}]}^2 \cdot C_{[\text{pF}]}}$$

benutzen. Im Empfangskreis ist bei $I_1 = 1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$ die Abstimmkapazität, da $v = 4$ ist, $\frac{450 \text{ pF}}{4} = 112,5 \text{ pF}$; damit wird $L =$

$$\frac{25350}{1^2 \cdot 112,5} = 225,33 \mu\text{H}$$

Die Induktivität der Oszillatorkapule ergibt sich aus $I_1 + I_2 = 1,5 \text{ MHz}$ und $C = 99,1 \text{ pF}$ zu $L_0 = \frac{25350}{1,5^2 \cdot 99,1} = 113,6 \mu\text{H}$.

Für den vorliegenden Fall darf die Oszillatorkapule nur eine geringe Eigenkapazität haben, damit die Parallelkapazität $C_2 = 11,3 \text{ pF}$ mit einem keramischen Trimmer von etwa 10 pF noch eingestellt werden kann. Ebenso muß die Serienkapazität C_1 aus einem Trimmer von 2 B. 50 pF und einem hochwertigen Kondensator von 350 pF bestehen, damit beim Abgleich eine genaue Einstellung möglich ist.

Die in Abb. 4 dargestellte Kurve A stellt noch nicht die beste Anpassung dar; sie wurde lediglich aus Gründen des besseren Verständnisses gewählt. Erfahrungsgemäß legt man die Nullpunktfrequenzen f_1 und f_3 in einem geringen Abstände von den Grenzfrequenzen des Empfangsbereiches fest. Der Abstand soll etwa 10% des Frequenzumfanges des Empfangsbereiches betragen. Bei einem Frequenzumfang von 1500 ... 500 kHz ergeben sich $f_1 = 1400 \text{ kHz}$, $f_3 = 600 \text{ kHz}$ und hieraus die

$$\text{mittlere Nullpunktfrequenz } f_2 = \frac{1400 + 600 \text{ kHz}}{2}$$

= 1000 kHz. Daraus errechnen sich

$$C_1 = 374 \text{ pF} \quad C_2 = 11 \text{ pF} \quad L_0 = 115,5 \mu\text{H}$$

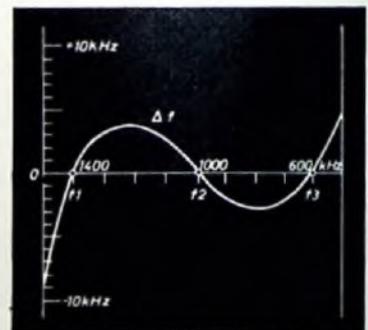


Abb. 7. Verbesserte Gleichlaufkurve

Der Drehko bleibt unverändert, denn seine Daten richten sich nach dem Gesamtbereich

$$\left(\frac{1500 \text{ kHz}}{500 \text{ kHz}}\right)^2 = \frac{450 \text{ pF}}{50 \text{ pF}}$$

während für die Berechnung von C_1 und C_2 die überstehenden Teile bei f_1 und f_3 (Abb. 7) als nicht vorhanden angesehen werden. Bei C_{\min} ist der Drehko also schon um 7,4 pF eingedreht und bei $C_{\max} = 311,5 \text{ pF}$ noch um 138,5 pF von seiner Anschlagstellung entfernt.

Schrifttum

- [1] Meislinger, O.: Die Berechnung des Oszillatorkreises im Überlagerungsempfänger. Funk (1941) Nr. 2, S. 23

Symmetrische Meßleitung für den Frequenzbereich von 20 bis 120 MHz

In erster Linie dient die Meßleitung zur Messung von komplexen Widerständen symmetrischer Anordnung, wie z. B. von Dipolen. Die Meßeinrichtung besteht aus einer Leitung, einem Gegentaktmaßsender, einer Spannungsabstuvorrichtung und einem Galvanometer mit Kompensationseinrichtung.

1. Die Leitung

Die Leitung ist dreiteilig und zusammensteckbar. Sie besteht aus zwei parallelen verkupferten Eisenrohren von 10 mm Durchmesser und 3 m Länge pro Teilstück. Der Abstand der Rohrmitteln beträgt 27,5 mm. Der Wellenwiderstand ist $Z_0 = 195 \text{ Ohm}$. Die Röhre sind auf Trolitujstäben gelagert und sind mit diesen in eine Holzwanne gebettet.

2. Der Gegentaktsender mit Symmetrieübertrager

Der Sender ist mit zwei LD 5 bestückt. Der Frequenzbereich von 20 bis 120 MHz ist in sieben Bereiche unterteilt, die sich um 40% überlappen. Durch Steckspulen können die einzelnen Bereiche eingestellt werden. Die Ankopplungsspule für den Symmetrietransformator liegt zwischen den Kreisspulenhälften (Abb. 1).

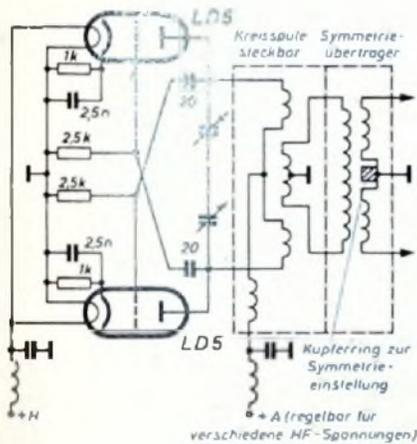


Abb. 1. Schaltbild des Senders

Der Symmetrietransformator soll verhindern, daß eine Gleichtaktwelle auf die Leitung kommt. Mit Hilfe eines Kupferrings kann der Transformator vollkommen symmetrisch gemacht werden.

3. Die Spannungsabstuvorrichtung

Die Spannungsabstuvorrichtung besteht aus einem Wagen, der auf den Seitenwänden der Leitung rollt. Auf jedem Leitungsrohr läuft eine Trolitujrolle, deren Achse aus Messing besteht. Es erfolgt also eine kapazitive Ankopplung von der Leitung zum Duodiodenkreis. Eine Duodiode RD 2,4 Gc dient zur Gleichrichtung der Hochfrequenzspannung. Der Anodenstrom wird mit einem Galvanometer gemessen. Da die Duodiode einen bestimmten Ruhestrom hat, auch wenn keine Hochfrequenzspannung am Kreis steht, muß dieser Strom kompensiert werden. Man unterscheidet Serien- und Parallelkompensation. Da bei Verwendung von Serienkompensation die Gefahr besteht, die Duodiode negativ vorzuspannen, ist Parallelkompensation verwendet worden. Bei dieser Kompensation macht sich ein Überkompensieren durch einen negativen Galvanometerausschlag bemerkbar. Man kann dadurch den Nullpunkt sehr genau einstellen. Als Arbeitswiderstand für die Duodiode sind Widerstände von 20, 40, 60 bis 200 kOhm vorgesehen, die je nach Bedarf eingeschaltet werden können. Für die einzelnen Arbeits-

widerstände sind die Kennlinien der RD 2,4 Gc mit dem empfindlichsten Bereich des Galvanometers aufgenommen worden (Abb. 2).

Das Verhältnis $\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$ muß unter allen Umständen mit Hilfe der Diodenkennlinien bestimmt werden, da, auch wenn U_{\min} und U_{\max} auf dem geraden Teil der Kennlinie liegen, $\frac{U_{\min}}{U_{\max}} \neq \frac{\alpha_{\min}}{\alpha_{\max}}$ ist. Diese Ungleichung gilt für jede Gerade, die nicht durch den Koordinatennullpunkt geht (Abb. 2).

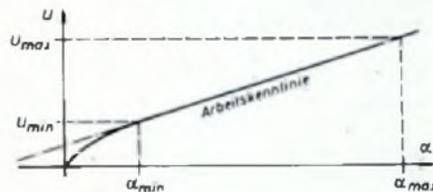


Abb. 2. Bestimmung von U_{\min} und U_{\max} aus den gemessenen Werten α_{\min} und α_{\max} und aus der Arbeitskennlinie

Der gesamte Frequenzbereich des Duodiodenkreises ist in vier Bereiche unterteilt. Es gehören dazu vier symmetrische Steckspulen und ein Kreisplattenkondensator. An den Kreisplatten befindet sich je eine Achse mit Gewinde. Diese Achsen sind in die Seitenwände des Meßkopfes eingeschraubt. Mit Hilfe eines Spezialschlüssels kann der Abstand der Kondensatorplatten symmetrisch geändert und somit die Eigenfrequenz des Kreises auf die Sendert Frequenz abgestimmt werden.

Auf dem Wagen ist Raum für einen 2,4-V-Akkumulator, der zur Heizung der Duodiode dient.

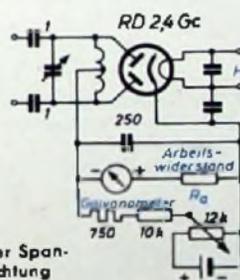


Abb. 3. Schaltbild der Spannungsabstuvorrichtung

Zur Messung werden benötigt:

- ein 12-V-Akkumulator zur Heizung der Senderröhren;
- ein Steinlein-Netzgerät für die Anodenspannung des Senders; das Steinlein-Netzgerät läßt eine größtmögliche Regulierung der Anodenspannung zu, wie sie zur genauen Bestimmung von $U_{\min} : U_{\max}$ verlangt wird;
- ein Frequenzmesser (Rohde & Schwarz, 20... 300 MHz mit 2-V-Akkumulator).

Der Frequenzbereich 20... 120 MHz entspricht dem Wellenbereich 15... 2,5 m. Für Messungen innerhalb des Wellenbereiches

2,5 ... 5 m	benötigt man	3 m	der Leitung
5 ... 10 m	"	6 m	"
10 ... 15 m	"	9 m	"

Man kann natürlich auch Messungen mit der 6 m oder 9 m langen Leitung innerhalb des Wellenbereiches 2,5... 5 m durchführen. Die stehende Welle auf der Leitung ist um rund 3,5% kürzer als die freie Welle.

4. Der Meßvorgang

- Das Meßobjekt wird am Ende der Leitung an diese angeschlossen.
- Der Sender wird auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Dies geschieht folgendermaßen: Man steckt die für den gewünschten Bereich erforderliche Spule auf; auf die Senderkastenöffnung legt man den Frequenzmesser, der auf die Betriebsfrequenz eingestellt ist; dann stimmt man am Abstimmknopf des Senders ab, bis das Anzeigelinstrument am Frequenzmesser Maximalausschlag hat.
- Mit Hilfe eines Spezialschlüssels wird der Duodiodenkreis an der Spannungsabstuvorrichtung abgestimmt. Hierbei ist darauf zu achten, daß der Abstand der Kondensatorplatten nicht kleiner als 1 mm wird, weil das Fahren des Meßwagens Erschütterungen verursacht; die damit verbundenen Schwankungen der Kondensatorplatten bewirken unter 1 mm Abstand schon beträchtliche Kapazitätsschwankungen, die sich auf das Verhältnis $U_{\min} : U_{\max}$ auswirken. Die Resonanz ist an dem Maximalausschlag des Galvanometers zu erkennen.

4. Durch Verschieben des Meßwagens auf der Leitung wird dann das Maximum der stehenden Welle auf der Leitung gesucht. Man wählt nun einen Galvanometerausschlag in der Gegend von 190° . Dies wird durch Regelung der Anodenspannung und durch Einschalten des entsprechenden Diodenarbeitswiderstandes erreicht. Der große Maximalausschlag ist erforderlich, da der prozentuale Fehler bei der Bestimmung von $U_{\min} : U_{\max}$

$$\Delta \frac{U_{\min}}{U_{\max}} \left[\frac{\%}{\%} \right] \sim p + \left(\frac{100}{\alpha_{\min}} + \frac{100}{\alpha_{\max}} \right) \Delta \alpha$$

ist. Das Galvanometer ist bei allen Messungen auf den empfindlichsten Bereich zu schalten ($1^\circ = 3 \cdot 10^{-7} \text{ A}$).

5. Die Anodenspannung wird abgeschaltet und der Galvanometerausschlag, der durch den Ruhestrom der Duodiode entsteht, mit Hilfe der Kompensation auf Null gebracht.

6. Die Anodenspannung wird wieder eingeschaltet. Unter Umständen muß die Anodenspannung etwas nachgeregelt werden, um den Galvanometerausschlag wieder in die Gegend von 190° zu bringen. Es ist darauf zu achten, daß bei jeder Änderung des Arbeitswiderstandes die Kompensation neu eingestellt werden muß.

7. Durch Verschieben des Wagens auf der Leitung mißt man in einem Zuge den Maximalausschlag α_{\max} und den Minimalausschlag α_{\min} . Es ist dabei zweckmäßig, das Galvanometer in der Mitte der Leitung aufzustellen und die Verschiebung des Meßwagens mit Hilfe einer am Wagen beweglich befestigten Stange durchzuführen.

8. Dann wird der Abstand a_0 des Minimums vom Ende der Leitung bestimmt. Ist das Minimum sehr breit, so ist es zweckmäßig, einen

Tab. 1. Schema der Meßwerte

f [MHz]	R _a [kΩ]	α _{max} [°]	α _{min} [°]	a ₀ [cm]	U _{max} [V _{eff}]	U _{min} [V _{eff}]	a ₀ / λ _L	U _{min} / U _{max}	Z / Z ₀	Z [Ω]
40	60	185	36	140	2,77	0,56	0,193	0,202	1,27-j2	248-j390

Flankenwert α_{1,2} zu wählen und, während man mit dem Wagen das Minimum durchläuft, die Orte α₁ und α₂, die zu dem Flankenwert gehören, auf der Leitungswand zu markieren. Dann ist mit großer Wahrscheinlichkeit

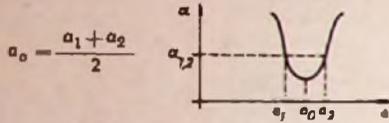


Abb. 4. Bestimmung der Lage des Minimums a₀ aus zwei gemessenen Flankenwerten α₁ und α₂

Es ist darauf zu achten, daß man nicht innerhalb 70 cm vom Ende der Leitung mißt. Dies hat Meßgenauigkeiten zur Folge, da bei Antennenmessungen die Strahlung der Antenne auf den Meßwagen nicht vernachlässigt werden kann.

9. Die gefundenen Werte stellt man zweckmäßig z. B. nach Tab. 1 zusammen

U_{max} und U_{min} bestimmt man mit Hilfe der Kennlinie für 60 kΩm Arbeitswiderstand (R_a) zu 2,77 und 0,56 V, λ_L ist die Wellenlänge auf der Leitung.

$$\lambda_L [\text{m}] = \frac{289,5}{f [\text{MHz}]} \quad a_0 = \frac{a_0 [\text{cm}]}{28950} f [\text{MHz}]$$

Der prozentuale Fehler, der bei der Bestimmung von $\frac{a_0}{\lambda_L}$ gemacht wird, ist

$$\frac{\Delta \frac{a_0}{\lambda_L}}{\frac{a_0}{\lambda_L}} [\%] = \left(0,7 \cdot \frac{f [\text{MHz}]}{100} + \frac{100}{a_0 [\text{cm}]} \right) \Delta a [\text{cm}]$$

10. Mit Hilfe des Kreisdiagramms von Buschbeck oder des amerikanischen Kreisdiagramms kann man den angeschlossenen Widerstand mit den obenstehenden Werten bestimmen.

Dabei bedeutet der Quotient $\frac{a_0}{\lambda_L}$ den Wert, der auf dem amerikanischen Diagramm mit „Wellenlängen Richtung Last“ bezeichnet ist.

Das Verhältnis $\frac{R}{Z_0}$ ergibt sich zu 1,27, und

das Verhältnis $\frac{X}{Z_0}$ ergibt sich zu -j 2.

Da nun der Wellenwiderstand der Leitung Z₀ = 195 Ohm ist, wird für das oben angeführte Beispiel der Wirkwiderstand R = 1,27 · 195 Ohm = 248 Ohm und der Blindwiderstand dann X = -j 2 · 195 Ohm = -j 390 Ohm.

Der Wert a₀ = 140 cm soll der Abstand des ersten Minimums vom Ende der Leitung sein.

Das zweite Minimum liegt bei a₀ + $\frac{\lambda_L}{2}$, das ist in diesem Falle 140 cm + 362 cm = 502 cm. Würde man dieses Minimum für die Berechnung zugrunde legen, so würde $\frac{a_0}{\lambda_L} = 0,693$ werden. Das entspricht aber auch dem Wert 0,693 - 0,5 = 0,193.

Der Quotient $\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$ für das zweite Minimum ist etwas kleiner als der Wert für das erste. Diese Differenz ist durch die Dämpfung der Leitung bedingt. Außerdem wird bei Zugrundelegung des zweiten Minimums für die Berechnung der prozentuale Fehler für Z/Z₀ etwas größer als beim ersten Minimum.

Für die am Ende offene Leitung liegt das erste Minimum in einem Abstand $\frac{\lambda_L}{4}$ vom Ende der Leitung entfernt. Dies gilt auch für einen am Ende der Leitung angeschlossenen reinen ohmschen Widerstand, der größer als Z₀ ist. Es gilt hier die Beziehung

$$\frac{R}{Z_0} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

Für die am Ende kurzgeschlossene Leitung liegt das erste meßbare Minimum in einem Abstand $\frac{\lambda_L}{2}$ vom Ende der Leitung entfernt.

Dies gilt auch für einen am Ende der Leitung angeschlossenen Widerstand, der kleiner als Z₀ ist. Die Beziehung hierfür ist

$$\frac{R}{Z_0} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}$$

Ist die Leitung mit einem reinen Blindwiderstand X abgeschlossen, so ist

$$X = -j 2 \operatorname{tg} 2\pi \frac{a_0}{\lambda_L}$$

a₀ bedeutet hierbei den Ort des Minimums. Aus dieser Formel wird

$$a_0 = \frac{\lambda_L}{2\pi} \operatorname{arctg} j \frac{X}{Z_0}$$

Aus der Formel ist ersichtlich: Für X = ∞ ist a₀ = $\frac{\lambda_L}{4}$. Für einen kapazitiven endlichen

Wert von X wird a₀ < $\frac{\lambda_L}{4}$, und für einen induktiven endlichen Wert von X wird a₀ > $\frac{\lambda_L}{4}$.

Das bedeutet in bezug auf die am Ende offene Leitung, daß das Minimum bei induktiver Belastung sich auf den Generator, bei kapazitiver Belastung dagegen auf das Leitungsende zu verlagert.

Bei Messungen eines Widerstandes über einen Frequenzbereich ist es zweckmäßig während der Messung gleich den Quotienten $\frac{a_0}{\lambda_L}$ zu bestimmen und als Funktion der Frequenz auf Millimeterpapier aufzutragen. Das hat bei Antennenmessungen den Vorteil, daß man gleich während der Messung orientiert ist, in welcher Gegend der gemessene Punkt in der komplexen Ebene liegt. Ist $\frac{a_0}{\lambda_L}$ in der Nähe des Wertes 0,0 bzw. 0,5, so befindet man sich in der Gegend der Stromresonanz.

Liegt $\frac{a_0}{\lambda_L}$ dagegen bei 0,25, so befindet man sich im Bereich der Spannungsresonanz. Da nun im Gegensatz zur Stromresonanz der Frequenzdurchgang bei der Spannungsresonanz sehr schnell erfolgt, müssen in dieser Gegend die Antennenwiderstände in bedeutend kleineren Frequenzabständen gemessen werden als in Stromresonanznähe. Trägt man außerdem das Verhältnis $\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$ als Funktion der Frequenz auf, so hat man den Vorteil, aus den Kurvenzügen die Quotienten $\frac{a_0}{\lambda_L}$ und

$\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$ für Frequenzen bestimmen zu können, die nicht direkt gemessen wurden. Auf diese Art und Weise läßt sich der Widerstandsverlauf in der komplexen Ebene in jedem beliebigen Frequenzabstand als Parameter darstellen.

Zum Schluß sei noch einiges über die Auswirkungen eines Fehlers, der bei der Ortsbestimmung des Minimums auftritt, gesagt. Ist die Leitung mit einem reinen Blindwiderstand als Meßobjekt abgeschlossen und wird die Wellenlänge λ_L aus dem Abstand zweier benachbarter Minima der stehenden Welle auf der Leitung bestimmt, so wird der prozentuale Fehler bei der Bestimmung von X/Z₀

$$\frac{\Delta \frac{X}{Z_0}}{\frac{X}{Z_0}} [\%] = f \left(\frac{a_0}{\lambda_L} \right) = \frac{200\pi}{\lambda_L} \sqrt{1 + 8 \left(\frac{a_0}{\lambda_L} \right)^2} \left(\operatorname{tg} 2\pi \frac{a_0}{\lambda_L} + \frac{1}{\operatorname{tg} 2\pi \frac{a_0}{\lambda_L}} \right) \Delta a$$

während der absolute Fehler von X/Z₀

$$\Delta \frac{X}{Z_0} = f \left(\frac{a_0}{\lambda_L} \right) = \frac{2\pi \sqrt{1 + 8 \left(\frac{a_0}{\lambda_L} \right)^2}}{\lambda_L [\text{cm}] \cos^2 2\pi \frac{a_0}{\lambda_L}} \Delta a [\text{cm}]$$

(Schluß auf Seite 348)

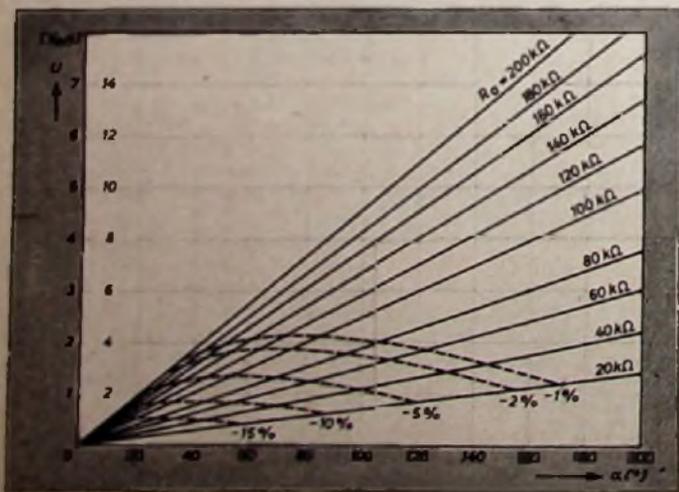


Abb. 5. Arbeitskennlinienfeld der Duadiode RD 2,4 Gc

HiFi-Verstärker »FDS 10«



Abb. 1. Außenansicht des HiFi-Verstärkers »FDS 10«

Technische Daten

Frequenzbereich: 20 Hz... 20 kHz \pm 1 dB
 Klirrfaktor bei 1000 Hz: < 0,8 % bei 10 W Ausgangsleistung
 Intermodulationsfaktor (400 Hz und 4000 Hz): 2,5 % bei 10 W Ausgangsleistung
 Max. Leistungsgabe an den Ausgangsklemmen: 12,5 W
 Brumm- und Rauschpegel: < -70 dB in Schalterstellung 5 (Mikr.)

Eingang

Umschaltbar für magnetischen Tonabnehmer, Kristall-Tonabnehmer, Mikrofon
 Eingangswiderstand: \geq 100 kOhm
 Eingangsspannungsbedarf: s. Tab. I
 Gegenkopplung: auf Generator wirksam

Entzerrer

Schnelldcharakteristk-Entzerrung: in der Eingangsstufe durch frequenzabhängige Gegenkopplung (s. Tab. I)
 Klangregelung: durch frequenzabhängige Gegenkopplung
 Höhen: -20 dB... +20 dB
 Tiefen: -20 dB... +20 dB
 Tiefpaß-Filter: umschaltbar auf 5 kHz, 10 kHz und linear (s. Tab. II)
 Rumpelfilter: durch Verkleinern von C 19 Lautstärkeregelung: nichtphysiologisch

Phasenumkehr

Galvanisch gekoppelte Katodenschaltung. In die Gegenkopplung der Endstufe einbezogen

Endstufe

Gegentakt-AB-Verstärker in Ultra-Linear-Schaltung
 Gegenkopplung: Schirmgittergegenkopplung, zusätzlich Gegenkopplung 20 dB von der Sekundärzelle des Ausgangsübertragers zur Phasenumkehrstufe
 Endstufenleistung: max. 14,5 W

Ausgang

Über Spezialübertrager
 Ausgangsimpedanzen: 2,5/10/22,5/40 Ohm durch Parallel- und Serienschaltung der Sekundärwicklung umschaltbar
 Ausgangsleistung: 10 W (max. 12,5 W)

Netzteil

Wechselstromnetzteil mit Brückengleichrichtung
 Stabung: Kaskadenschaltung
 Leistungsaufnahme: etwa 33 W
 Gewicht etwa 8 kg

Entwicklungslinien

Zwei Eigenschaften kennzeichnen den guten Verstärker: geringe lineare und nichtlineare Verzerrungen sowie hoher Geräuschabstand. Auf beide wurde bei der Konstruktion des HiFi-Verstärkers großer Wert gelegt. Die Endröhren arbeiten in einem Gebiet, das zwischen der normalen Pentoden- und Triodencharakteristik liegt. Die wichtigsten Vorteile dieser Betriebsart sind niedriger Steuerungsbedarft, hohe Ausgangsleistung und geringe Verzerrungen im mittleren Aussteuerungsbereich.

Es ist ferner wichtig, den Geräuschpegel (Brummen und Rauschen) so niedrig wie möglich zu halten. Durch einfache konstruktive Maßnahmen, wie Vermeiden von Erdschleifen, Kaskadensiebung usw., kann der Brummpegel so klein gehalten werden, daß er praktisch dem Rauschen des Eingangswiderstandes entspricht. Das ist nur dann möglich, wenn man die Gesamtverstärkung auf das unbedingt erforderliche Maß erniedrigt.

Da auch die Klirrfaktoren sämtlicher Stufen die Übertragungseigenschaften beeinflussen, ist es zweckmäßig, auch die Vorröhren nur so weit auszusteuern, wie es zur Aussteuerung der nachfolgenden Röhren unbedingt erforderlich ist. Ferner ist es ratsam, jede Vorstufenröhre getrennt gegenzukoppeln, mit Ausnahme der Phasenumkehrstufe, die in die Gegenkopplung der Endröhren mit einbezogen wird. Durch diese Maßnahmen erreicht man eine Klangqualität, die sehr hohen Ansprüchen gerecht wird.

In der vorliegenden Schaltung benötigt dann die Phasenumkehrstufe eine Eingangsspannung von etwa 1 V_{eff}. Um Phasendrehungen zu vermeiden, ist die Kopplung galvanisch.

Schaltungseinzelheiten

Die Eingangsstufe ist mit einem umschaltbaren Entzerrer ausgerüstet, mit dem man verschiedene Tonabnehmer und ein Mikrofon anschließen kann. Während an Buchse 1 magnetische Tonabnehmer angeschlossen werden, ist Buchse 2 für Kristall-Tonabnehmer vorgesehen. Buchse 3 ist der Mikrofoneingang. Magnetische Tonabnehmer geben eine geschwindigkeitsamplitudenabhängige Ausgangsspannung ab. Hier sind unbedingt Entzerrungsglieder vorzusehen, die, wie man aus Tab. I erkennen kann, den gebräuchlichsten Schneidnormen angepaßt sind. Bei Kristall-Tonabnehmern ist die Ausgangsspannung amplitudenabhängig. Sie paßt sich den neuen Schneidnormen recht gut an, so daß im allgemeinen keine besondere Entzerrung nötig wäre.

Tab. I

Schalterstellung S 1a, S 1b	Schneidnorm	Entzerrung bei 50 Hz	Entzerrung bei 10 000 Hz ¹⁾	Empfindlichkeit
1 magn. TA	DIN 45 533 DIN 45 536 DIN 45 537	+ 17 dB	- 10 dB	150 mV
2 magn. TA	NARTB	+ 17 dB	- 15,5 dB	180 mV
3 magn. TA	DIN 45 532	+ 10 dB	—	200 mV
4 Krist.-TA	—	(+ 10 dB)	—	500 mV
5 Mikrofon	—	—	—	30 mV

¹⁾ bezogen auf 1000 Hz

Dagegen ist die Ausgangsspannung von Kristall-Tonabnehmern beachtlich hoch, so daß eine entsprechend kräftige Gegenkopplung vorgesehen werden muß, um ein Übersteuern der ersten Stufen zu vermeiden. Außerdem wird durch diese Maßnahme das Kristallsystem stark gedämpft, so daß die bei hohen Amplituden gefürchteten Intermodulationsverzerrungen des Kristall-Tonabnehmers geschwächt werden. Die niedrige Anschluß-

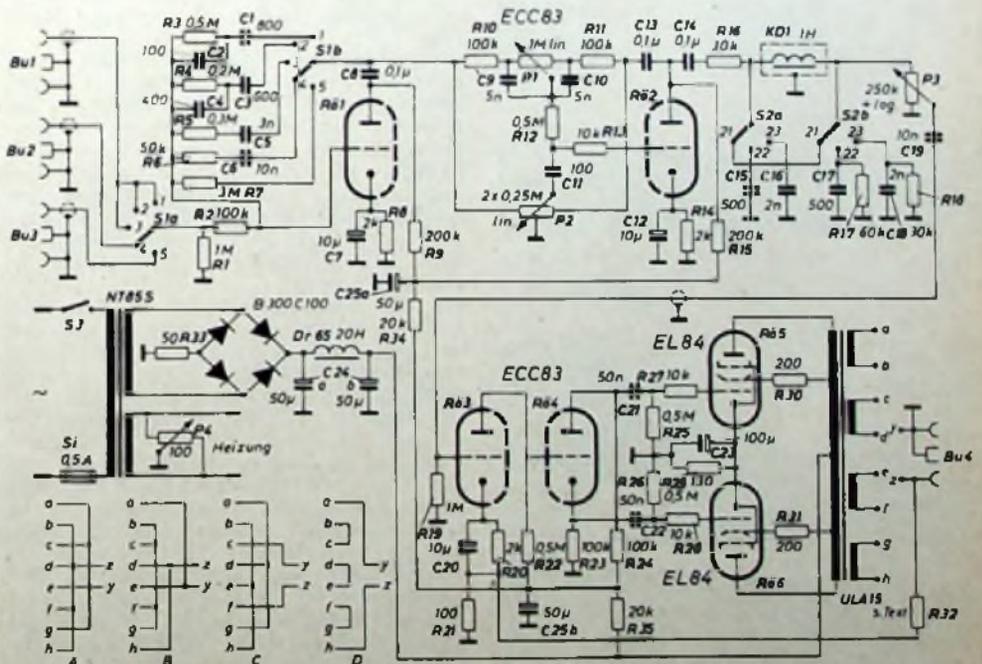


Abb. 2. Schaltbild des HiFi-Verstärkers mit Gegentakt-Endstufe in Ultra-Linear-Schaltung

Impedanz macht jedoch eine Tiefenanhebung notwendig, die im einfachsten Fall durch Einschalten eines Kondensators in den Gegenkopplungszweig erreicht wird (C6). Für den vom Verfasser benutzten Telefunken-Tonarm „TTSA“ erwies sich ein Wert von 10 nF als günstig.

Die folgende Klangregelstufe ist ebenfalls so stark gegengekoppelt, daß sie bei der Mittelstellung beider Potentiometer einen Verstärkungsfaktor von 1 aufweist. Selbst bei stärkster Tiefen- und Höhenanhebung ist der Gegenkopplungsfaktor noch > 16 dB. Der Regelbereich reicht aus, um auch eine Anpassung an die Raumakustik durchzuführen. Um das störende Rauschen älterer Schallplatten zu vermindern, wird in den meisten Fällen die Verstärkung der Höhen abgesenkt. Es ist jedoch mit den in Klangreglern üblichen RC-Gliedern nicht möglich, steile Beschnittungskurven zu erhalten, so daß außer der Absenkung des Eigenrauschens auch noch die Wiedergabequalität der Platte stark vermindert wird. Vorzüge bietet hier ein umschaltbares Tiefpaß-Filter, das nur ein-

Tab. II Grenzfrequenzen des Tiefpaßfilters

Schalterstellung S 2a, S 2b	Grenzfrequenz
21	—
22	10 kHz
23	5 kHz

gliedrig zu sein braucht. Um Resonanzüberhöhungen zu vermeiden, muß das Filter ausgangsseitig durch verschieden große Abschlußwiderstände angepaßt und gedämpft werden. Der damit verbundene geringe Verstärkungsverlust fällt nicht ins Gewicht.

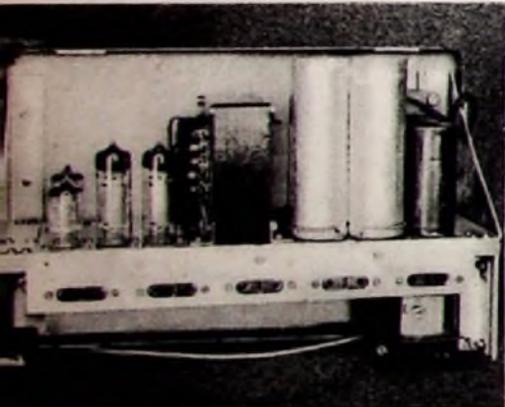


Abb. 3. Die Rückansicht läßt die beiden Doppel-Elektrolytkondensatoren erkennen. Im Hintergrund links die Mumetal-Abschirmung der Filterdrossel



Abb. 4. Untersicht des Verstärkers. Man erkennt die Aufteilung in Entzerrer- und Verstärkereinheiten. Die Buchsen sind durch ein Blech abgeschirmt

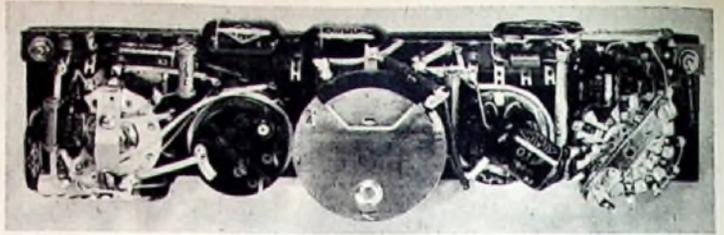


Abb. 5. Fertig verdrahtete Entzerrereinheit

Gewisse Rumpelerscheinungen findet man bei fast allen Plattenspielern. Auch ausgeschlagene Mittellöcher der Schallplatten führen häufig zu dieser unangenehmen Erscheinung, die im Gebiet zwischen 1 Hz und etwa 30 Hz liegt. Dieses Störgeräusch läßt sich durch eine Tiefenbeschnittung beseitigen, wenn man z. B. C 19 verkleinert. Mit einer Kapazität von 10 nF erhält man eine untere Grenzfrequenz von etwa 16 Hz entsprechend 32 Hz bei einem Kondensator von 5 nF. Der zuletzt genannte Wert ist günstiger, senkt jedoch bei der Wiedergabe hochwertiger Orgelaufnahmen die gerade dort interessant werdenden Bässe. Es ist daher empfehlenswert, einen Umschalter anzuordnen, der allerdings völlig gekapselt werden muß, um gegen Brummeinstreuung sicher zu sein.

Die Phasenumkehrstufe ist galvanisch gekoppelt. Man vermeidet damit die bei hohen Gegenkopplungsgraden kaum vermeidbaren Phasendrehungen, die zu unangenehmen Rückkopplungserscheinungen führen können, und hat außerdem den Vorteil der einfachen Einstellung. Das zweite System dieser Stufe benutzt die bewährte Katodenschaltung, deren Aufbau und Abgleich auch ohne kostspielige Meßgeräte möglich ist und deren geringe Verzerrungen wesentliche Vorteile bieten. Sämtliche Vorstufen sind mit der hochverstärkenden, brumm- und klingarmen Doppeltriode ECC 83 bestückt. In der Endstufe werden jedoch aus Gründen der Stromersparnis zwei Pentoden EL 84 benutzt, die in AB-Schaltung arbeiten. Durch die schon erwähnten beiden Gegenkopplungskanäle läßt sich der Klirrgrad der Endstufe allein in der Größenordnung von 0,5% halten. Gleichzeitig bleiben aber auch die Intermodulationsverzerrungen sehr gering (etwa 2%).

Ein besonderes Problem ist der Ausgangsübertrager, der für HiFi-Anlagen unbedingt verschachtelt gewickelt werden muß. So sind beispielsweise vier Sekundärwicklungen vorhanden, die durch Parallel- und Serienschaltung auf vier verschiedene Ausgangsimpedanzen gebracht werden können. Den im Mustergerät verwendeten Ausgangsübertrager Typ „ULA 15“ liefert G. Schüler, Berlin-Charlottenburg.

Mit der Ausgangsimpedanz ändert sich auch die Ausgangsspannung, so daß der im Gegenkopplungskanal liegende Spannungsteiler R 21/R 32 verändert werden muß. Für eine Ausgangsimpedanz von 2,5 Ohm ist R 32 mit 500 Ohm zu bemessen, für einen 10-Ohm-Ausgang mit 1 kOhm, für einen Anschlußwert von 22,5 Ohm mit 1,5 kOhm und für eine Impedanz von 40 Ohm mit 2 kOhm. Eine Abweichung der Anschlußimpedanz von ± 20% ist zulässig. Die Verzerrungen steigen dann noch nicht hörbar an. Die Umschaltung der Sekundärwicklung geht aus dem Schaltbild hervor, in dem die Anschlußschemen A/B/C/D den Impedanzen 2,5/10/22,5/40 Ohm entsprechen. Die primärseitige Impedanz des Ausgangsübertragers ist 7 kOhm.

Hinweise zum Aufbau

Das Mustergerät wurde in einem handelsüblichen Leistner-Gehäuse untergebracht und in zwei Einheiten aufgebaut. Sämtliche zum Entzerrer gehörenden Einzelteile werden auf einer Pertinaxplatte montiert (Abb. 5), die auch die Bedienungselemente trägt. Transformatoren und Drosseln sind gegeneinander um je 90° versetzt (Abb. 3), so daß sich induktive Brummeinstreuungen auf den Ausgangsübertrager trotz des gedrängten Aufbaues nicht störend auswirken können. Brummempfindlich ist die Klangregeldrossel „KD 1“, die in einem Mumetal-Becher untergebracht werden mußte und am Gehäuse befestigt ist (Abb. 3). Die Verdrahtung kommt fast ohne Abschirmleitungen aus, wenn man die Leitungswege kurz hält. Einige Lötösenleisten tragen Widerstände und Kondensatoren.

Beim Verdrahten sind die aus der UKW-Technik bekannten Regeln zu befolgen. Vor allem müssen Erdschleifen vermieden werden. Aus diesem Grunde sind beispielsweise die beiden Elektrolytkondensatoren C 24 und C 25 vom Chassis isoliert worden. Alle Masseleitungen laufen an einem Punkt zusammen. Das Chassis wird nur an einem Punkt geerdet. Jede Röhre erhält eine getrennte verdrillte Heizleitung, die zu dem an der senkrechten Abschirmwand befestigten Entbrummer P 4 führt. Auf diese Weise ist eine Einpunkterdung auch der Heizleitung gewährleistet. Farbige Isolierschläuche erleichtern die Verdrahtung und setzen gleichzeitig die Gefahr von Kurzschlüssen herab. Die Eingangsbuchsen müssen nochmals statisch abgeschirmt werden. Im Mustergerät hat es sich bewährt, das Chassis durch Messingwinkel 8x8x2 mm zu versteifen.

Inbetriebnahme

Bevor die Röhren in die Fassungen gesteckt werden, müssen sämtliche Betriebsspannungen überprüft werden. Die Leerlaufspannung sollte 420 V nicht übersteigen. Nach dem Einstecken der Röhren und dem Anschluß des Lautsprechers wird der Entbrummer zunächst nach dem Gehör, später mit Hilfe des Röhrenvoltmeters eingestellt. Bei diesen Arbeiten empfiehlt es sich, das Chassis am zentralen Massepunkt mit einer guten Erdleitung zu verbinden. Ist das Gerät

Liste der Spezialteile

Widerstände	(Dralowid)
Kondensatoren	(Wima)
Potentiometer	(Preh)
Elektrolytkondensatoren	(W. u. B.)
Ausgangsübertrager „ULA 15“	(Schüler)
Klangfilterdrossel „KD 1“	(Schüler)
Netztransformator „NT 85 S“	(Schüler)
Netzdrossel „DR 65“	(Schüler)
Metallgehäuse	(Leitner)
Buchsen, Lötleisten	(Zimmermann)
Selengleichrichter	(AEG)
Keramische Schalter „E 923“ und „E 625“	(Moyr)
Breitbandlautsprecher, Typ „PMH 245“	(Wigo)
Röhren 2x ECC 83, 2x ECC 85, 2x EL 84	(Telefunken)

Ein 8-Röhren-10-Kreis-Doppelsuper für den Export

DK 42/36/42

Unsere bisherigen Schaltungsanalysen beschäftigten sich mit interessanten AM/FM-Empfängern, die in erster Linie auf dem Inlandsmarkt erscheinen und auf die Empfangsverhältnisse im mitteleuropäischen Raum besonders abgestimmt sind¹⁾. In der Folge dieser Beitragsreihe sei auch ein hochwertiger Exportsuper vorgestellt. Der von Kaiser-Radio gelieferte 8-Röhren-10-Kreis-Doppelsuper „W 1151“ erinnert in verschiedener Hinsicht an die kommerzielle Technik. Er hat insgesamt neun, durch Drucktasten wählbare Wellenbereiche im Gesamtgebiet von 11 bis 2000 m und ist damit besonders für Übersee geeignet.

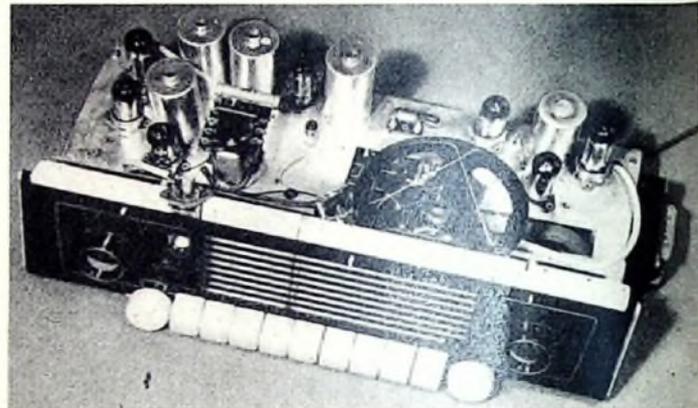
Technische Anforderungen

Der Sechskreis-Super mit einer Zwischenfrequenz um 470 kHz gilt heute als gute Lösung für den MW-LW-Empfang. Der Aufwand ist gering, und die Werte für Empfindlichkeit, Spiegelwellen- und Nahselektion sind zufriedenstellend. Für den KW-Empfang ergibt sich jedoch eine andere Situation. Die Zahl der Senderkanäle bezogen auf den gleichen Zeigerweg ist bei einfachen Geräten etwa 20mal so groß wie auf MW. Der Hörer verlangt aber, Sender leicht einstellen und auf der Skala wiederfinden zu können. Die Empfindlichkeit bei gleichem Rauschabstand läßt sich infolge der kleineren Kreiswiderstände bei Kurzwellen mit Hilfe einer

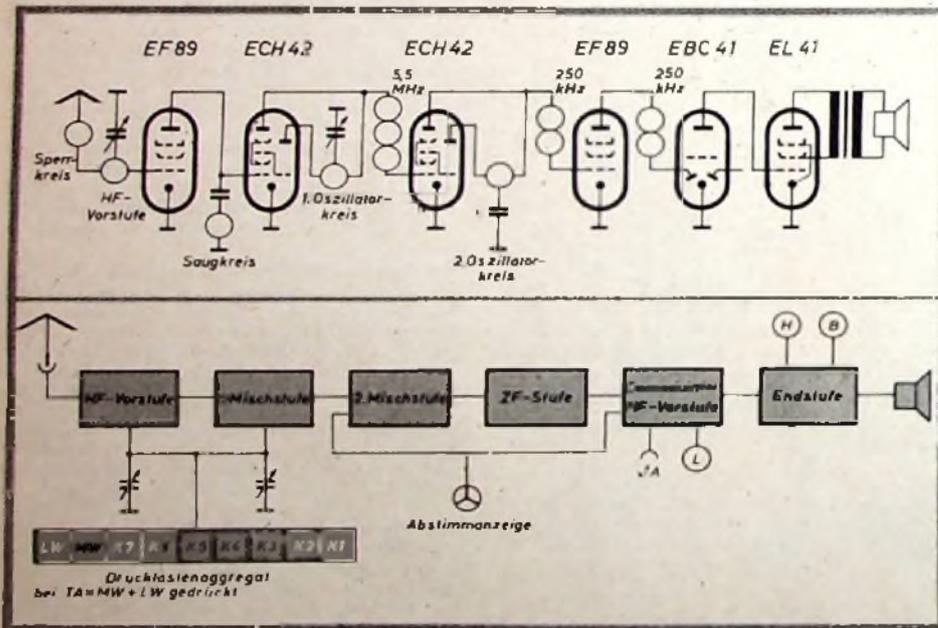
in einem Sechskreis-Super etwa 45... 55 dB. Bei KW fällt die entsprechende Selektion bis auf den Wert 5 dB ab. Für einen brauchbaren Empfang muß man die Spiegelselektion daher wesentlich erhöhen.

Die genannten Anforderungen erfüllen in der Gruppe der handelsüblichen Industriempfänger sowohl Vorstufensuper als auch Doppelsuper, von denen der Doppelsuper in schaltungstechnischer Hinsicht recht interessant ist.

Chassisansicht des Doppelsuper „W 1151“



Unten: Schematischer Aufbau und Blockschaltbild des Doppelsuper mit den beiden Zwischenfrequenzen 5,5 MHz und 250 kHz



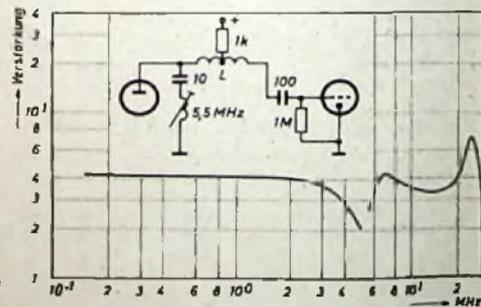
Vorröhre etwa verzehnfachen. Bei Mittelwellen kann man sie höchstens verdoppeln. Die Nahselektion wird bei MW für einen Abstand von 9 kHz angegeben. Dieser Wert entspricht dem normalen Senderabstand. Bei KW ist der normale Senderabstand aber nur 5 kHz. Ein Empfänger speziell mit KW-Bereichen muß also eine größere Trennschärfe aufweisen. Berner erreicht die Spiegelselektion bei MW

Vorzüge des Doppelsuper-Prinzips

Wie der Name schon andeutet, wird im Doppelsuper das Überlagerungsprinzip zweimal angewandt. Dieser Empfänger benötigt daher zwei ZF-Kanäle. Die Senderdichte auf der Skala kann auch bei KW stark verringert werden, wenn man für jedes KW-Band einen gesonderten Bereich in einer Breite von 1... 2 MHz vorsieht. Die Stationen sind dann so leicht wie bei MW einzustellen und wiederzufinden. Das Bandspreizverfahren läßt sich beim Vorstufensuper und beim Doppelsuper anwenden. Bei der großen Anzahl der erforderlichen Wellenbereiche ist jedoch beim Vorstufensuper wegen des zusätzlichen HF-Kreises

ein wesentlich größerer Aufwand an Schaltungsmitteln erforderlich als beim Doppelsuper. Hinsichtlich Empfindlichkeit sind Doppelsuper mit aperiodischer Vorröhre und Vorstufen super einander gleichwertig. Die Vorröhre übernimmt gleichzeitig die Regelung der Eingangsspannung vor der nicht geregelten ersten Mischröhre. Mit dieser Maßnahme wird eine Oszillatorverstellung durch die Schwundregelung vermieden. Wie die Kurve „Ver-

stärkung der HF-Vorstufe“ erkennen läßt, ist die Verstärkung der Vorröhre über den ganzen Bereich hinweg etwa vierfach. Der Abfall bei 5,5 MHz erklärt sich aus dem im Anodenkreis der HF-Vorröhre liegenden Saugkreis. Zur Anhebung der hohen Frequenzen dient die Längsdrossel L. Die Anzapfung ergibt zusammen mit dem 1-kOhm-Widerstand die richtige Dämpfung dieses Gliedes. Infolge der vierfachen Vorverstärkung ist der Rauschwert der folgenden Mischröhre ECH 42 nur noch mit $1/16$ seines Wertes am 1. Gitter wirksam und trägt kaum noch zum Rauschen des Empfängers bei. Die schmalen Kurzwellenbereiche gestatten den Aufbau der Kreise mit kleinen Kreiskapazitäten, d. h. großen Kreiswiderständen. Dadurch ist es möglich, eine hohe Signalspannung an das Gitter der ersten Röhre zu bringen. Es gelingt daher, in dem KW-Bereichen an die Empfindlichkeitsgrenze von $1 \mu V$ heranzukommen.

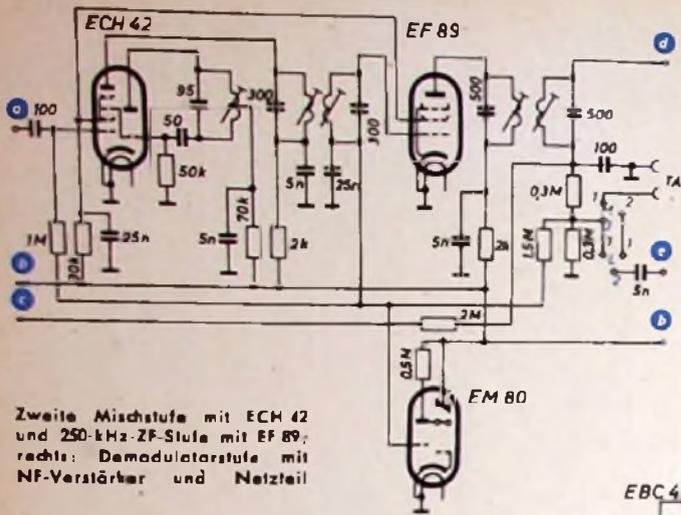


Verstärkung der HF-Vorstufe

Spiegelwellen- und Nahselektion

Die Spiegelwellenselektion eines Supers ist bei sonst gleicher Schaltung um so größer, je höher die Zwischenfrequenz gewählt wird. Dagegen ist die Nahselektion bei einer niedrigen Zwischenfrequenz besser. Spiegelwellen- und

¹⁾ Ein 7-Röhren-6/8-Kreis-Mittelklassensuper, FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 2, S. 43. Ein 13-Röhren-12/13-Kreis-Splitzensuper, FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 5, S. 116. Ein 6-Röhren-8/10-Kreis-Koffer-super, FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 11, S. 298.



Zweite Mischstufe mit ECH 42 und 250-kHz-ZF-Stufe mit EF 89; rechts: Demodulatorstufe mit NF-Verstärker und Netzteil

5 MHz = f_{z1} würde mit $f_{o1} = 5,25$ MHz die 2. Zwischenfrequenz $f_{z2} = 250$ kHz ergeben. Wenn auch die Frequenz $f_{z1} - 5$ MHz durch das Dreikreisfilter geschwächt wird, so bestehen doch noch die Spiegelwellen

$$f_{s2} = f_{o1} - f_{z1} = 6,5 \text{ MHz und}$$

$$f_{s1} = f_{o1} + f_{z1} = 16,5 \text{ MHz.}$$

Für die Frequenz f_{s2} ist die Selektion im Vorkreis gut. Die in der 1. Mischröhre entstehenden 5 MHz werden im Dreikreisfilter nochmals gut unterdrückt. Dagegen ist die Vorkreis-selektion für $f_{s1} = 6,5$ MHz wesentlich schlechter. Diese Frequenz könnte empfangen werden, wenn der 1. ZF-Kanal bei 5,5 MHz keine ausreichende Selektion hätte. Wie die Selektionskurve des 1. ZF-Kanals zeigt, ist es gelungen, durch geeignete Kopplung vom ersten zum dritten Kreis des Dreikreisfilters eine Nullstelle bei 5,5 MHz zu schaffen. Es kann daher auch die mögliche Störfrequenz f_{s2} vernachlässigt werden.

Schließlich sei noch auf eine Störquelle beim Doppelsuper hingewiesen. Mit wirtschaftlichen Mitteln läßt es sich nicht völlig vermeiden, daß Oszillatorspannung vom 2. Oszillator (5,25 MHz) und entsprechende Oberwellen davon an den Eingangskreis gelangen. Auch in diesem Falle erweist sich die hohe Zwischenfrequenz von 5,5 MHz als günstig, da die Grundwelle und die in Frage kommenden Oberwellen des 2. Oszillators überhaupt außerhalb des Empfangsbereiches liegen oder doch wenigstens nicht in die eigentlichen Rundfunkbänder fallen.

Schaltung der HF- und Mischstufen

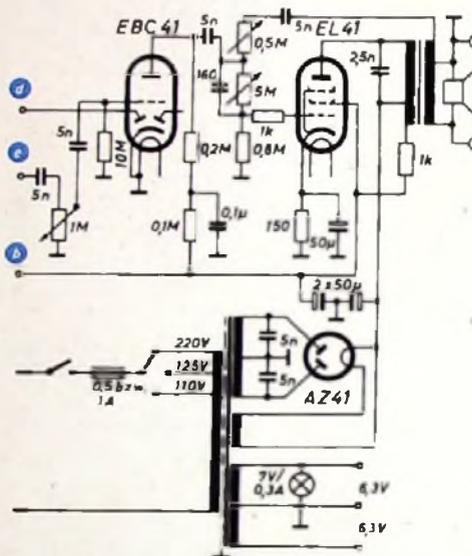
Besonders interessant ist beim Doppelsuper „W 1151“ das Drucktastenaggregat mit den angebauten Spulensätzen. Im Vor- und im Oszillatorkreis werden die nicht verwendeten Schwingkreis-spulen jeweils kurzgeschlossen, so daß gegenseitige Beeinflussungen ausgeschlossen sind.

Für die Bandabstimmung in den einzelnen KW-Bereichen sind Verkürzungskondensatoren vorhanden (55 pF, 75 pF im Vorkreis; 75 pF, 105 pF im Oszillatorkreis), die die Abstimmkapazität des Zweifachkondensators (405 pF/146 pF) auf den jeweiligen Sollwert verkürzen.

Sämtliche Oszillatorkreise sind temperaturkompensiert. Bei den normalerweise auftretenden Temperaturschwankungen bleibt ein Sender innerhalb der ZF-Bandbreite. Der 1. und 2. Oszillator wurden so bemessen, daß die Frequenzabweichungen bei Temperaturänderungen in der gleichen Richtung verlaufen und sich so teilweise kompensieren.

Der Gleichlauf ist trotz der hohen Zwischenfrequenz auch bei MW und LW gut. Besondere Sorgfalt wurde auf die Unterdrückung der 1. Zwischenfrequenz im Eingang ver-

wendet. Es sollte unbedingt jede Störung durch zufällig auf der Zwischenfrequenz arbeitende KW-Sender mit Sicherheit vermieden werden. Ferner wurde gefordert, daß in unmittelbarer Nachbarschaft der 1. Zwischenfrequenz (bei 5 und 6 MHz) trotzdem eine gute Empfindlichkeit möglich ist. Beiden Anforderungen entspricht ein in der Antennenleitung angeordneter Sperrkreis und ein Saugkreis an der Anode der Vorröhre.



Standard-Schaltungstechnik (im ZF- und NF-Teil)

Weitgehend standardisiert ist die Schaltung des ZF-Verstärkers mit der EF 89, die im zweiten ZF-Kanal (250 kHz) verstärkt Eingangs- und ausgangsseitig befindet sich je ein zweikreisiges ZF-Bandfilter.

Als Demodulator dient die eine Diode der EBC 41. Da keine besondere Taste für Tonabnehmer vorgesehen ist, wird der TA-Anschluß durch gleichzeitiges Drücken der MW- und LW-Tasten angeschaltet.

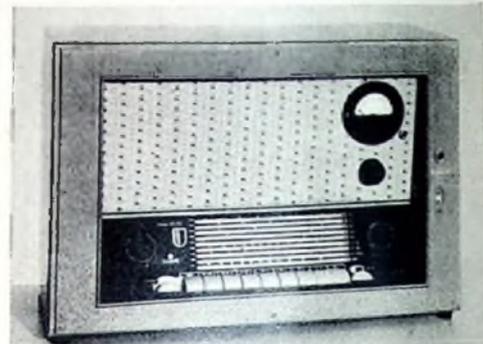
Typische Obersee-Exportsuper werden im allgemeinen weniger auf maximale Klangqualität gezüchtet. Man begnügt sich mit einer Klanggüte, die den Wiedergabemöglichkeiten des AM-Rundfunks angepaßt ist. Als modernes Empfangsgerät verwendet der Doppelsuper jedoch im NF-Teil getrennte Klangregler für Höhen und Tiefen.

Beachtenswert sind im Netzteil die Ausnutzung eines Teiles der Primärwicklung des Ausgangstransformators des Empfängers für die Anodenstromsiebung und die beiden HF-Entstörkondensatoren, die die Anoden der Gleichrichteröhre AZ 41 nach Masse hin abblocken, und auf die man bei einem typischen KW-Empfänger nicht verzichten kann.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß es beim Doppelsuper „W 1151“ gelungen ist, mit Hilfe der doppelten Überlagerung und der hohen ersten Zwischenfrequenz von 5,5 MHz einen leistungsfähigen und zugleich preiswerten Spezial-KW-Super mit MW- und LW-Bereich zu schaffen, der durch gute Trennschärfe, hohe Spiegelwellenselektion und außerordentliche Empfindlichkeit einen genußreichen KW-Empfang ermöglicht. Dabei wird man auch die konsequent durchgeführte Bandpreizung begrüßen, die das Abstimmproblem einwandfrei gelöst hat.

Betriebs- und Amateurfunk-Empfänger mit acht KW-Bereichen und MW im Metallgehäuse

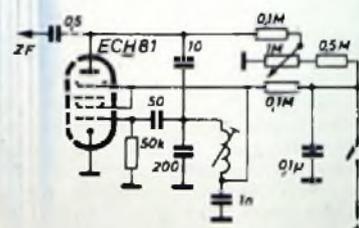
Unter der Bezeichnung „Contest DX 1151“ kommt der Doppelsuper ferner in einer Sonderausführung als Betriebs- und Stationsempfänger auf den Markt. Er besitzt neben MW insgesamt acht Kurzwellenbereiche, von denen fünf Amateurbänder sind (10-, 14-, 20-, 40- und 80-m-Band). Die beiden anderen KW-Bänder erfassen den Bereich 13...24 m und 24...50 m.



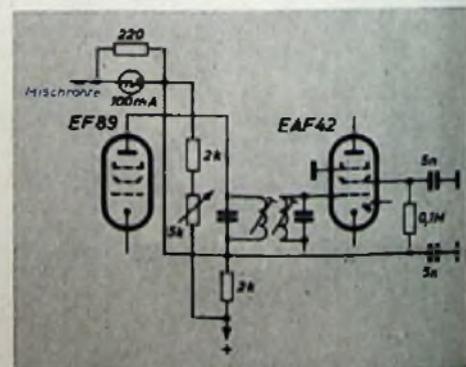
Ansicht des Betriebs- und Stationsempfängers „Contest DX 1151“; rechts oben das S-Meter

Um höhere Empfindlichkeit zu gewährleisten, ist gegenüber dem normalen Doppelsuper eine weitere ZF-Stufe für 250 kHz eingebaut. Es sind dann drei ZF-Bandfilter mit sechs Kreisen auf 250 kHz wirksam. Die höhere Empfindlichkeit gestattet ferner die 5-kHz-Selektion des Empfängers wesentlich zu steigern.

Ferner sind S-Meter und ein abschaltbarer Telegrafie-Oszillator mit veränderbarer Frequenz vorhanden (± 5 kHz). Dem Charakter des Stationsempfängers entsprechend, wird dieser besonders für den KW-Amateur geeignete Spezialsuper in einem Metallgehäuse mit eingebautem Lautsprecher geliefert. Ferner ist ein gleichstromfreier Kopfhöreranschluß mit Hilfe eines getrennten Ausgangsübertragers vorhanden. Kopfhörer und Lautsprecher sind umschaltbar. Mit dieser Neukonstruktion wird erstmalig auf dem deutschen Markt ein leistungsfähiger Betriebs- und Stationsempfänger in der Preisklasse unter 500 DM geboten, der insbesondere für den KW-Amateur von Interesse ist.

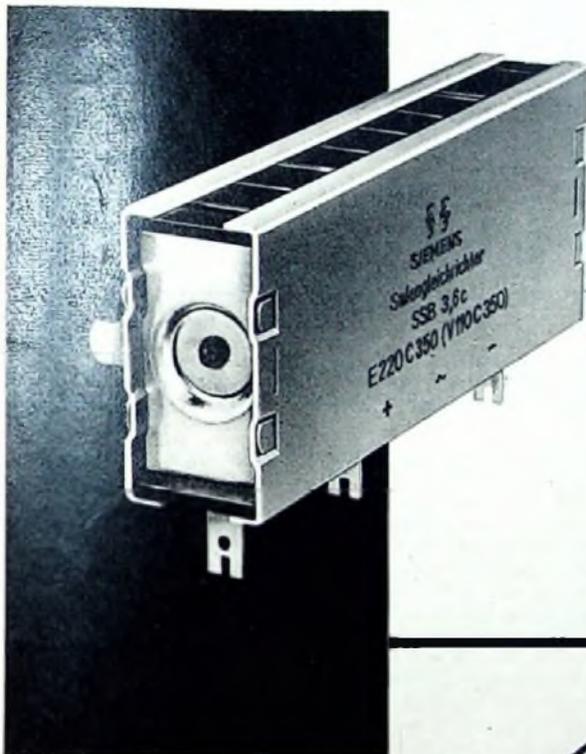


Der abschaltbare Telegrafieüberlagerer



Schaltung des S-Meters

10 000 000



10 Millionen

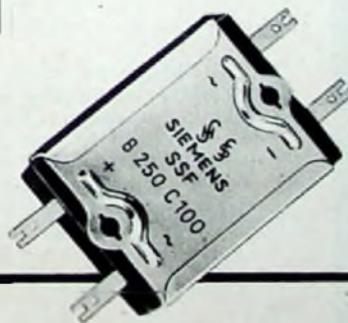
SIEMENS-SELENGLEICHRICHTER

FLACHGLEICHRICHTER

BLOCKGLEICHRICHTER

bewährt

in Rundfunk- und Fernsehgeräten



für alle,
die planen,
bauen
und
wohnen.

Ist guter Empfang Glückssache?

Nein! Jedenfalls nicht in Bauten mit
ELTRONIK-Antennenanlagen!

Eine ELTRONIK-Antenne ist unauffällig, vermeidet unschöne Leitungsdrähte, versorgt ganze Wohnblocks und kostet je Teilnehmer nur einen kleinen Bruchteil des Rundfunk- oder Fernsehgerätes. ELTRONIK-Antennen bringen wirklich höchstmögliche, störte Empfangsenergie an die Geräte. ELTRONIK-Antennenanlagen stellen das Optimum dessen dar, was heute möglich ist.

Bitte verlangen Sie die
Hausmitteilungen
„Antennen-Post“ und
Antennen-Druckschriften.
Technische
Beratung auf Wunsch

DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH
(BISHERIGER NAME: BLAUPUNKT ELEKTRONIK GMBH)
BERLIN-WILMERSDORF UND DARMSTADT

Regelungs- und Steuerungstechnik

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 11, S. 328

Eingangsschaltungen

Die Grundschaltung eines Reglereinganges zeigt Abb. 61. An der Kombination $R_1 C_1$ fällt der Istwert X ab. Eine von Netzspannung- und Frequenzschwankungen unabhängige Spannung (Gleichrichtung und Stabilisierung) gelangt auf das Potentiometer R_3 . Der dort abgegriffene Anteil ist der Sollwert X_k . Ist- und Sollwert werden gegeneinander geschaltet. Die Differenz

$$X - X_k = x_w \quad (29)$$

Ist die Regelabweichung. Um den Maximalwert des Sollwertes festzulegen, ist R_4 vorgesehen; das Minimum wird mit R_5 eingestellt. Durch diese Anordnung erreicht man, daß der ganze Drehwinkel von R_3 für die Einstellung der verschiedenen Sollwerte ausgenutzt werden kann. Eine grundsätzliche Schwierigkeit aller dieser Vergleichsschaltungen besteht darin, daß durch die Differenzbildung sich zwar die Gleichspannungen von Soll- und Istwert kompensieren, aber etwa über-

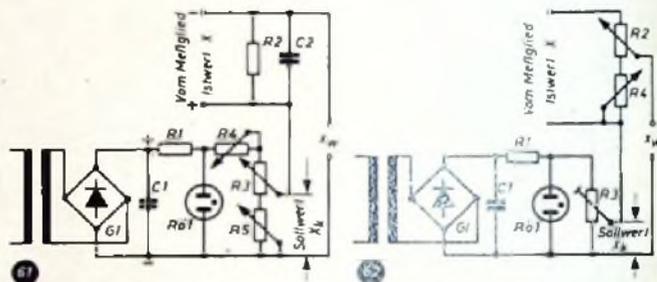


Abb. 61. Vergleichskreis mit zusätzlicher Einstellung des maximalen und minimalen Sollwertes. Abb. 62. Vergleichsschaltung mit gleichbleibender prozentualer Genauigkeit über den ganzen einstellbaren Steuerbereich.

lagerte Wechselspannungen nicht verschwinden. Vollkommen saubere Gleichspannungen sind sehr schwierig zu erzeugen. Eine Siebung des Istwertes wird z. B. durch den Kondensator C_2 vorgenommen. Allzu groß können diese Siebmittel aber nicht gemacht werden, da sie sofort die Übergangsfunktion des Reglers ungünstig beeinflussen. Haben die Restwechselspannungen des Soll- und Istwertes gleiche Frequenz, Phasenlage und Kurvenform, so heben sie sich auf. Schon allein ein Unterschied in der Kurvenform und in der Phasenlage läßt eine Restwechselspannung entstehen. Am unangenehmsten ist aber, wenn die Frequenzen um ein geringes voneinander abweichen. Nimmt man an, daß die Frequenz der Istwert-Oberwellen 100,1 Hz ist und der Sollwert eine Restwechselspannung von 100 Hz hat, so entsteht eine Interferenzfrequenz f_i von

$$f_i = f_k - f_s = 0,1 \text{ Hz} \quad (30)$$

Diese Interferenzfrequenz gelangt in den Regler, wird verstärkt als Stellgröße am Eingang der Regelstrecke wirksam und verursacht im Takt der Interferenz ein Schwingen der Regelgröße. Deshalb ist es unbedingt wichtig, einen erstklassig gesiebten Sollwert zu benutzen. Bei der Schaltung nach Abb. 61 wird mit kleiner werdendem Istwert auch die Regelgenauigkeit kleiner. Ein Beispiel soll zur Erläuterung dienen. Bei einer Störung soll eine bleibende Abweichung x_w von 0,2 V vorhanden sein. Ist der Sollwert in diesem Falle 100 V, so berechnet sich die auf den Sollwert bezogene prozentuale Abweichung zu

$$\frac{x_w}{X_k} \cdot 100\% = \frac{0,2}{100} \cdot 100\% = 0,2\% \quad (31)$$

Dieselbe bleibende Abweichung bedeutet aber bei einem Sollwert von 10 V bereits eine auf den Sollwert bezogene Abweichung von

$$\frac{x_w}{X_k} \cdot 100\% = \frac{0,2}{10} \cdot 100\% = 2\%$$

Wird über den ganzen einstellbaren Bereich (Steuerbereich) eine gleichbleibende prozentuale Genauigkeit gefordert, so ist eine Schaltung nach Abb. 62 anzuwenden. Hier wird nur ein mit R_2 wählbarer Anteil des Istwertes mit dem Sollwert X_k verglichen, der mit R_1 fest eingestellt ist. Da bei dieser Schaltung die Regelabweichung immer auf den gleichen Sollwert bezogen wird, ist auch die prozentuale Regelabweichung im ganzen Steuerbereich gleich groß. Allerdings ist die Änderung der Regelgröße über den Drehwinkel des Potentiometers nicht mehr linear, sondern zeigt den Verlauf nach Abb. 63.

(Fortsetzung S. 357)



Die Neubaufassade an der Gerberstraße

Besuch im neuen Telefunken-Werk für Weitverkehr

Als Telefunken in Gegenwart von Persönlichkeiten des öffentlichen Lebens, der Wissenschaft, der Industrie und der Fachpresse Ende Mai den Neubau für Weitverkehrstechnik in Backnang eröffnen konnte, hatten wir Gelegenheit, die Werksanlagen dort zu besichtigen.

Zentrale Zusammenfassung

Mit der Errichtung dieses zweckmäßigen und repräsentativen Neubaus gelang es Telefunken, wichtige Teilgebiete der kommerziellen Fertigung in Backnang zu konzentrieren. 1954 wurde dort von der AEG das Werk für Fernmeldetechnik übernommen. Nach dieser Übernahme verlagerte Telefunken zusätzlich die Richtfunktechnik dorthin. Durch diese Zusammenlegung der Draht- und Funktechnik kann nunmehr die gesamte Nachrichten-Weitverkehrstechnik für drahtlose und drahtgebundene Übertragungen einheitlich bearbeitet werden. Dementsprechend nahm das Werk einen bedeutenden Aufschwung. Die Gesamtfläche wurde von 14.000 qm inzwischen auf 26.000 qm erweitert. Die Zahl der Beschäftigten stieg von 1000 im Jahre 1954 auf heute 1500, und gegen Ende 1956 werden insgesamt 1800 Personen beschäftigt sein.

Fernmeldekabel und Zubehör

Wie aus dem Referat des Leiters der Fachgruppe Fernmeldekabel, Herrn Dr. Wolff, hervorging, basieren heute alle in Deutschland für

den Weltverkehr benutzten Kabel auf dem AEG/Telefunken-Sternviererpatent. Heute dominiert in der Fernmeldekabeltechnik die Trägerfrequenzübertragung, mit der man auf einer Kabellleitung 24, 60 und sogar 120 Gespräche gleichzeitig führen kann. Die jüngste Entwicklung auf dem Kabelgebiet ist durch das Wellmantelkabel mit äußerst geringem Reduktionsfaktor gekennzeichnet. Es verwendet einen Stahlwellmantel mit einer Zwischenschicht von Aluminiumdrähten.

Trägerfrequenztechnik

Nach den Ausführungen des Leiters der Fachgruppe Trägerfrequenztechnik, Herrn Dr. K. Werner, brachte die Entwicklung der Trägerfrequenzgeräte nach 1948 wesentliche Fortschritte in der Übertragungsgüte. Das Frequenzband eines Kanals reicht von 300 bis 3400 Hz (früher 300 bis 2700 Hz), während das Störgeräusch einer Weitverkehrsstrecke von 2500 km Länge $\frac{1}{10.000}$ der mittleren Sprechleistung ist. Darüber hinaus gelang es, durch neuzeitliche Bauelemente und konstruktive Maßnahmen den Raumbedarf weitgehend zu verringern (z. B. auf $\frac{1}{10}$ des vor 20 Jahren notwendigen Volumens) und damit die Voraussetzungen für den wirtschaftlichen Aufbau der großen Trägerfrequenz-Endämter der Post zu schaffen.

In Weitverkehrsnetzen sind die Systeme „V 60“ und „V 120“ zur Übertragung von 60 oder 120 Kanälen auf den symmetrischen Aderpaaren vielpaariger Trägerfrequenzkabel aus Gruppen zu 12 Kanälen und Übergruppen zu 60 Kanälen aufgebaut. Die Entwicklung von Richtfunkgeräten für die Übertragung dieser Bündel steht vor dem Abschluß. Reiht man eine große Anzahl von Übergruppen frequenzmäßig aneinander, dann kommt man zu Vielbandsystemen mit 240 oder 600 Kanälen zur Übertragung auf Richtfunkstrecken und mit 960 und mehr Kanälen zur Übertragung auf Koaxialkabeln. Das nächste Ziel der Entwicklungsarbeiten ist ein Vielbandsystem, das die Koaxialkabel bis zu 12 MHz mit nahezu 3000 Kanälen in einer Tube ausnutzt. Ein Teil dieses Frequenzbandes kann auch mit einem Fernsehkanal belegt werden.

Richtfunktechnik

Die umfangreichste Übertragungsaufgabe wurde nach einem Vortrag des Leiters der Fachgruppe Richtfunktechnik, Herrn Dr. Bühli, vom Österreichischen Rundfunk gestellt. Im Rahmen der österreichischen UKW-Schiene sind drei Rundfunkkanäle mit je 15 kHz Bandbreite für die Modulation von UKW-Rundfunksendern zusammen mit sechs Gesprächskanälen für Regiezwecke über 850 km zu übertragen. Diese Anlage wurde nach dem PPM-System mit HF-Trägerfrequenzen im 2000-MHz-Band gebaut. Die Entwicklungsarbeiten für die UKW-Schiene in Österreich brachten einige bemerkenswerte Fortschritte der allgemeinen Richtfunktechnik, vor allem auf dem Gebiet der Antennentechnik und der Geräteentwicklung für unbemannte Stationen. So wurden z. B. an Stelle der sonst üblichen 3-m-Parabolantennen erstmalig 4-m-Parabolantennen eingesetzt, um auch bei Entfernungen über

Ein Verkäufer mit Fachkenntnis

trägt viel zum Erfolg Ihres Geschäftes bei, denn nur mit überzeugenden Argumenten ist das Vertrauen des Kunden zu gewinnen und sein Kaufentschluß zu lenken. Das Gefühl, gut beraten zu sein, wird ihn immer wieder zu Ihnen führen. Aber nicht nur das – er wird Sie als Fachgeschäft empfehlen und somit neue Käufer gewinnen helfen. Darum sollten auch Sie darauf achten, daß Ihre Verkäufer mit allen Einzelheiten des Becker-Autosuper Europa vertraut sind, wenn sie dieses Gerät empfehlen. Hier seine Vorzüge:

- ausgereift in Technik und Konstruktion
- überragend in Tonwiedergabe und Klangfülle
- einfache Bedienung auch während der Fahrt
- 5 Drucktasten für 3 Wellenbereiche mit UKW
- auf jede Taste kann ein Sender eingestellt werden
- zum Einbau in jedes Kraftfahrzeug geeignet.

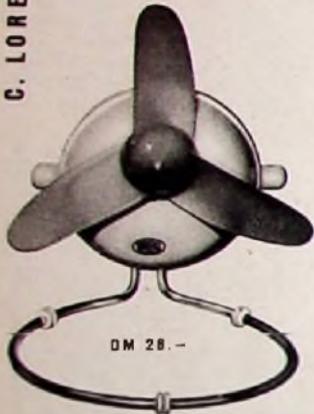
Auch ein zuverlässiger Kundendienst verbindet dauerhaft. Wir sind deshalb gern bereit, Ihr technisches Personal zu schulen. Es lernt bei uns die Vorzüge unserer Autosuper in der Praxis kennen und wird mit technischen Neuerungen und Arbeiterleichterungen beim Einbau der Geräte vertraut gemacht.

Wir weisen in unseren Anzeigen immer wieder auf Sie als Fachhändler hin. Wollen Sie sich dieser Werbung nicht anschließen und damit auch in Ihrem Interesse den Verkauf der Becker-Geräte steigern? Ausführliche Prospekte über den vollautomatischen Becker-Mexico und den Drucktasten-Autosuper Becker-Europa erhalten Sie bei Ihrer zuständigen Werkvertretung. Setzen Sie für Ihre Werbung auch das Europa-Schaufensterplakat und den leuchtenden Aufsteller ein. Die dabei gezeigten Geräte sprechen dann für sich selbst.

Fahre gut – und höre Becker

becker
autoradio

Das Spezialwerk, das nur Autoradios baut
Max Egon Becker - Autoradlowerk : Karlsruhe



Das ist
>WINDY<
 der kleine Windmacher
 mit 2 Windstärken



SCHWINGQUARZE

im Frequenzbereich
 1000 Hz bis 100 MHz



-  Hohe Frequenzgenauigkeit
 -  Große Frequenzkonstanz
 -  Weiter Temperaturarbeitsbereich
- Verlangen Sie unsere neuen Prospekte

SQ 12 und SQ 15

vom Alleinvertrieb

Hermann Reuter

BAD HOMBURG V.D.H.
 POSTFACH 243

50 km normale Funkfelddämpfungen zu erhalten. Ferner wurde auch die Technik der Umlenkspiegel angewandt, um die Strecke Zugspitze-Pfänder überbrücken zu können.

Für dieses Projekt mußten ferner erstmalig unbemannt laufende Stationen entwickelt werden. Die gesamten Funkeinrichtungen der Relaisstationen und z. Z. der Knotenstellen sind mit vollständiger Reserve ausgerüstet, die sich vollautomatisch einschaltet. Ein automatisch ablaufendes Meldesystem, das über den Dienstkanal der Anlage geleitet wird, zeigt den Gesamtzustand und die Änderungen in den Knotenstellen an. Hinzu kommen sich automatisch einschaltende Notstromversorgungen und in den Knotenstellen ferngesteuerte Kanalvermittlungen. Eine Weiterentwicklung dieses Rundfunkübertragungssystems, bei dem gleichzeitig fünf Rundfunkkanäle übertragen werden, wird demnächst für einige deutsche Strecken geliefert.

Nach Lösung der Probleme der deutschen Fernsehübertragung kommen nunmehr die Wünsche nach Vielkanal-Weitverkehrswegen hinzu. Diese Aufgaben können nur mit einer FM-Technik gelöst werden, bei der der TF-Basis-Kanal durch Frequenzmodulation der HF-Träger übertragen wird. Die für die Vielkanal-Weitverkehrstechnik entwickelte neue „Freda-T“-Anlage benutzt neue Klystronmodulatoren, um bessere Modulationskennlinien zu erreichen, und eine 2000-MHz-Wanderfeldröhre an Stelle des bisherigen Triodenverstärkers. Eine solche Anlage wird mit 240 Gesprächskanälen auf der Strecke Hannover—Münster betrieben.

Da das 15-cm-Gebiet verhältnismäßig stark belegt ist, geht man beim Ausbau der geplanten Richtfunkachse mit der Hauptverbindungslinie München—Hamburg auf die 4000-MHz-Technik über. Im Endausbau können dann gleichzeitig sechs HF-Bänder in jeder Richtung übertragen werden, die man jeweils mit einem Fernsehsignal oder mit 6000 Gesprächskanälen belegen kann. Die Vorarbeiten verliefen so günstig, daß im nächsten Jahre mit dem Aufbau der Richtfunkachse begonnen werden kann. Dabei wird die Wanderfeldröhre als cm-Wellenverstärker verwendet werden. Klystrons sind als Oszillatoren und Modulatoren vorgesehen, während Ferritisolatoren als Entkopplungselemente dienen und die bisherige Begrenzung der Übertragungsqualität infolge von Restreflexionen vermeiden.

Der Rundgang durch das neue Werk zeigte vorbildliche Fabrikeinrichtungen in hellen, großen Räumen, und zweckmäßige Labors für Geräteentwicklung, chemische Untersuchungen usw. Eine Versuchs-Richtfunkstrecke gestattet, die fertiggestellten Anlagen vor Auslieferung eingehend zu erproben.

Gemeinschaftsantenne auf der Industrie-Messe Hannover 1956

Im Gegensatz zu den letzten Jahren wurde in diesem Jahr auf der Deutschen Industrie-Messe erstmalig für die vorzuführenden Rundfunk- und Fernsehempfänger eine Gemeinschaftsantenne benutzt, der gegenüber einer Vielzahl von Einzelantennen als der technisch eleganteren Lösung unbedingt der Vorzug zu geben ist. Ein besonderes Problem dabei ist, die sehr unterschiedlichen Forderungen der verschiedenen Gerätehersteller bezüglich der Antennenspannung zu erfüllen, weil beim gleichzeitigen Betrieb verschiedener Empfängertypen an ein und derselben Antenne die Unterschiede der einzelnen Fabrikate für den Fachmann deutlich erkennbar werden.

Insgesamt sollten etwa 110 Rundfunkgeräte (Heim- und Auto-Empfänger) und etwa 90 Fernsehempfänger gleichzeitig in Betrieb genommen werden können. Der an der Südseite der Zelthalle 11a aufgestellte, 21 m hohe Teleskopmast (Cuxhavener Maschinenbau-Gesellschaft) trug an seiner um 3 m verlängerten Spitze eine AM-Peilsche, eine 2-Ebenen-4-Element-FS-Antenne und einen 3-Element-UKW-Dipol (Siemens). Die Ausrichtung der FS-Antenne erfolgte zum FS-Sender Hannover (Kanal 8), die der UKW-Antenne in Richtung Hohen Meißner. Über Koaxkabel (Hockethal „HFE 1,5/6,5“) wurde nach Symmetrierung jede der drei Empfangsspannungen über etwa 35 m Kabellänge in die Verstärkerzentrale geführt.

Da Hannover über einen MW- und drei UKW-Ortsender verfügt, lagen in dem AM-Kabel zwei und im FM-Kabel sechs Sperrkreise, wobei jedesmal zwei auf je einen zu schwächenden Sender eingestellt waren. In alle drei Speisekabel wurden zur leichteren Überwachung je eine Meßdose vor und hinter den Sperrkreisen eingebaut. Gleichzeitig lagen vor den UKW- und FS-Verstärkern regelbare Dämpfungsglieder (Preh „5621“), um eine Obersteuerung der Verstärker mit großer Sicherheit zu vermeiden, um aber zum anderen auch die Verstärkung voll ausnutzen zu können.

Für jede der drei Stammleitungen (150 m, 150 m, 100 m „HFE 1,5/6,5“) stand je ein Verstärkersatz, bestehend aus einem Rundfunk-Verstärker (Siemens „SAV 307 cw“) und einem Fernseh-Breitbandverstärker (Siemens „SAV 319 w“) zur Verfügung, ergänzt — für den Fall eines Verstärkerausfalls — durch je einen Reserve-Verstärker.

Eingangsseitig lagen die Verstärker bereichsmäßig über Entkopplungsglieder parallel, während die Ausgänge über eine Verstärkerweiche je Verstärkersatz auf je einer Stammleitung mit einer weiteren Meßdose lagen. Auf den einzelnen Ständen wurde die HF-Spannung über eine Antennensteckdose entweder über Trennverstärker (Siemens) oder am Kabelende über eine entsprechende Welle in das ständelgene Leitungsnetz geführt. An HF-Spannung standen in den Stammleitungen für FS beispielsweise 50 mV zur Verfügung. Der Vereinfachung halber benutzte man auf den Ständen Antennensteckdosen „SAD 518“, so daß die Wahl zwischen Rundfunk und Fernsehen lediglich ein Umschalten zwischen den entsprechenden Empfänger-Anschlußschuhen bedingte.

Als äußeres zweckmäßig erweist es sich, bei Anlagen dieses Umlanges und unter diesen Betriebsverhältnissen eine laufende Kontrolle durchzuführen. Für die Rundfunk-Kontrolle genügt ein Empfänger, bei dem durch zusätzliche Abschirmungen dafür gesorgt ist, daß bei herausgezogener Antenne möglichst kein Empfang mehr vorhanden ist. Eine Kontrolle des Fernsehsignals erfolgt zweckmäßig durch Oszillografieren des Videosignals, wobei man gleichzeitig das in die Stammleitungen abgehende Signal auf Übersteuerung überwachen kann. Über die eingefügten Meßdosen ist es möglich, „vor“ bzw. „hinter“ dem Verstärker zu kontrollieren.

Abschließend läßt sich sagen, daß es bei Einsatz geeigneten Materials und Kenntnis der Materie ohne weiteres möglich ist, auch sehr umfangreiche Gemeinschaftsantennen-Anlagen in der Praxis betriebssicher aufzubauen. H.

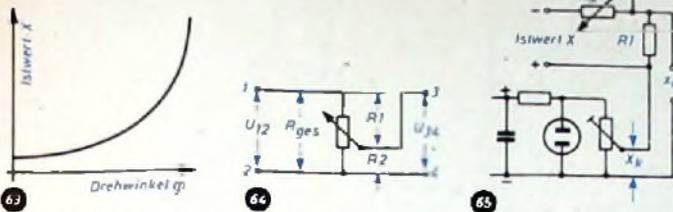


Abb. 63. Zusammenhang zwischen eingestelltem Istwert und Drehwinkel des Potentiometers R2 in der Schaltung nach Abb. 62. Abb. 64. Prinzip einer Schaltung zur Konstanzhaltung eines Produktes. Abb. 65. Vergleichsschaltung mit gleichbleibender prozentualer Genauigkeit und linearem Zusammenhang zwischen Drehwinkel des Potentiometers R2 und eingestelltem Istwert

Dieser Zusammenhang ist jedoch manchmal außerordentlich nützlich. In Abb. 64 ist nochmals die prinzipielle Schaltung des Istwertkreises aufgetragen. Es gelten bei unbelasteten Klemmen 3, 4 folgende Beziehungen:

$$R_1 + R_2 = R_{ges} \quad (32)$$

$$R_2 = a R_{ges}; \quad 0 > a > 1 \text{ (Schleiferstellung)} \quad (33)$$

$$\frac{U_{12}}{U_{34}} = \frac{R_{ges}}{R_2}; \quad U_{12} \cdot R_1 = U_{34} \cdot R_{ges} \quad (34)$$

$$U_{12} \cdot a \cdot R_{ges} = U_{34} \cdot R_{ges} \quad (35)$$

$$U_{12} \cdot a = U_{34}$$

Die Spannung U_{34} wird nun durch den Regler konstant gehalten, somit

$$U_{12} \cdot a = \text{const} \quad (36)$$

Der Regler regelt auf das konstante Produkt $U_{12} \cdot a$. In der Regeltechnik ist häufig die Regelung auf ein konstantes Produkt gefordert; diese Schaltung läßt sich also mit Vorteil immer dann einsetzen, wenn einer der Faktoren durch die Schleiferstellung des Potentiometers darstellbar ist. Die Schaltung wird auch manchmal in Rechengeräten für Multiplikations- und Divisionsaufgaben eingesetzt.

Eine weitere Eingangsschaltung ist in Abb. 65 dargestellt. Sie ähnelt der nach Abb. 62, vermeidet aber den nichtlinearen Zusammenhang zwischen Drehwinkel und Regelgröße. Ist R_2 kurzgeschlossen, so liegt an R_1 der gesamte Istwert. Je größer der Widerstand von R_2 gemacht wird, desto höher muß auch der Istwert X werden, damit an R_1 immer der gleiche Spannungswert steht.

*

Die vorliegenden Beiträge sollten einen kleinen Einblick in das Wesen der Regelungstechnik vermitteln. Wie gezeigt wurde, sind das Zeitverhalten und die Verstärkung der einzelnen Regelkreisglieder von ausschlaggebender Bedeutung für den Regelvorgang. Nur wenn äußerster Sorgfalt bei der Konstruktion elektronischer Regler angewandt und ihr Zeitverhalten an die vorliegende Regelstrecke angepaßt wird, ist ein voller Erfolg zu erwarten.

AUS ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHERN

Die Amplitudenmodulation über das Schirmgitter

Die Amplitudenmodulation eines Hochfrequenzsenders kann man in einer der ersten Hochfrequenz-Verstärkerstufen, also dort, wo die zu modulierende Hochfrequenzleistung noch gering ist, durchführen, indem man die Modulationsspannung an das Schirmgitter der Verstärkeröhre dieser Stufe legt. Eine besonders zweckmäßige Schaltung ergibt sich, wenn man die Modulationsspannung, und natürlich auch die Schirmgitter-Gleichspannung, über eine weitere Röhre, die mit dem Schirmgitter der zu modulierenden Röhre in Serie liegt, diesem Schirmgitter zuleitet. Da Schirmgitter-Senderöhren mit verhältnismäßig niedrigen Schirmgitterspannungen und -strömen arbeiten, ist für die in Reihe liegende Hilfsröhre meistens eine gewöhnliche Empfängeröhre ausreichend.

Das vereinfachte Grundschema einer nach diesem Prinzip arbeitenden Modulatorstufe ist in Abb. 1 gezeigt, wo V1 die zu modulierende Hochfrequenzröhre des Senders und V2 die mit deren Schirmgitter in Serie geschaltete Hilfsröhre sind. Da die Modulationsspannung unmittelbar an der Kathode der Hilfsröhre V2 abgenommen wird und die Hilfsröhre somit in bezug auf die Modulationsspannung ähnlich wie ein Katodenverstärker eine geringe Ausgangsimpedanz hat, kann die Frequenz der Modulationsspannung zwischen Gleichspannung und sehr hohen Frequenzen liegen, und die Modulatorstufe arbeitet mit recht hohem Wirkungsgrad.

Wenn die Hochfrequenzröhre V1 in der üblichen Weise als Trägerverstärker dimensioniert und eingestellt ist, kann ihre hochfrequente Ausgangsleistung nur durch Änderung des Potentials am Steuergitter der Hilfsröhre V2 zwischen Null und dem zulässigen Maximalwert variiert werden. Deshalb kann V1 ständig mit einer beliebigen unmodulierten Trägeramplitude betrieben

DREI IN EINEM

Das Standmikrofon MD 31 ist wegen seiner kaum sichtbaren Einsprache besonders als Bühnen- oder Rednermikrofon geeignet. Es stellt eine Weiterentwicklung des vieltausendfach bewährten MD 3 St dar. Seine Empfindlichkeit wurde nahezu verdoppelt. Sie beträgt ca. 0,1 mV/μbar. Frequenzgang zwischen 50 und 10 000 Hz geradlinig. Kugelförmige Richtcharakteristik. Eine Plexiglasscheibe, die auf die Einsprache gesetzt werden kann, bewirkt eine Richtwirkung und eine Höhenanhebung.

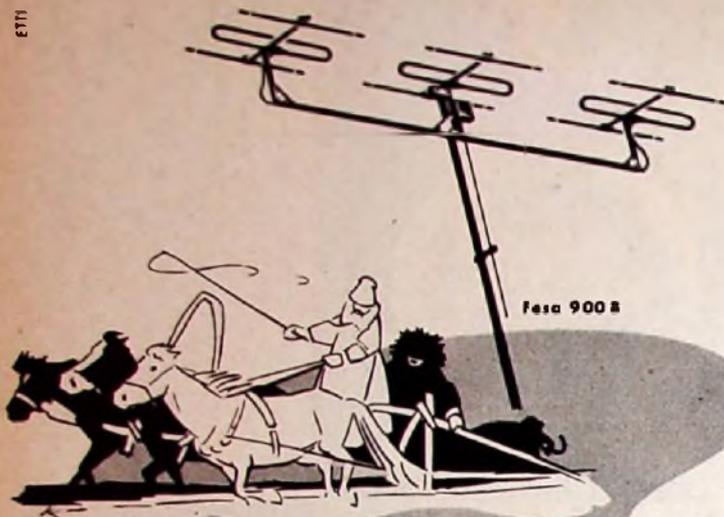
Zubehörtelle

Ein Rohrzwischenstück ermöglicht es, das MD 31 als Rednermikrofon einzusetzen. — Verblüffend ist die Wirkung des aufsetzbaren Richtrohres, das dem Mikrofon eine keulenförmige Richtcharakteristik verleiht. Beide Teile sind zusätzlich lieferbar und machen aus dem MD 31 drei verschiedene Mikrophone.

Da wir eine Reihe weiterer interessanter Mikrophone herausgebracht haben, empfehlen wir Ihnen, Informationsmaterial bei uns anzufordern.



LABORATORIUM WENNEBOSTEL
DR.-ING. SENNHEISER - BISSENDORF/HANN.



Die Troika-Antenne

- das neue Dreigespann von Hirschmann - macht das bisher Unmögliche in vielen Fällen möglich. Wenn Sie „Geister“ beim Fernsehempfang haben, fordern Sie bitte Unterlagen über diese außerordentliche Antenne an, Sie werden von deren Leistung überrascht sein.

RICHARD HIRSCHMANN

Hirschmann

RADIOTECHNISCHES WERK ESSLINGEN/IN

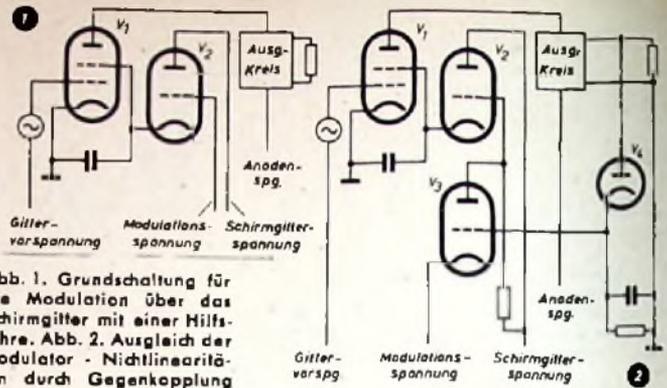


Abb. 1. Grundschiung für die Modulation über das Schirmgitter mit einer Hilfsröhre. Abb. 2. Ausgleich der Modulator - Nichtlinearitäten durch Gegenkopplung

werden, die einer zwischen diesen Extremwerten liegenden Ausgangsleistung entspricht. Hierdurch wird der Sender sehr anpassungsfähig und läßt sich leicht den unterschiedlichsten Verhältnissen oder Wünschen entsprechend einrichten.

Für die Modulation über das Schirmgitter ist es aus naheliegenden Gründen erwünscht, daß zwischen dem Schirmgitterpotential und der hochfrequenten Ausgangsleistung eine lineare Beziehung besteht. Oft wird das allerdings nicht der Fall sein. Um solche und andere Nichtlinearitäten des Modulators zu kompensieren kann man nach Abb. 2 eine Gegenkopplung anwenden. Ein Teil der Sender-Ausgangsspannung wird in der Diode V₄ gleichgerichtet, und das gleichgerichtete Signal, die Gegenkopplungsspannung, gelangt zu dem Steuergitter eines zusätzlichen Verstärkers V₃. Die Modulationsspannung liegt an der Katode von V₃, während die Anode von V₃, an der Modulationsspannung und Gegenkopplungsspannung kombiniert auftreten, mit dem Steuergitter der Hilfsröhre V₂ verbunden ist. Beachtenswert ist, daß auch in dieser Schaltung alle Röhren gleichstrommäßig miteinander gekoppelt sind, so daß auch niedrigste Modulationsfrequenzen zulässig sind.

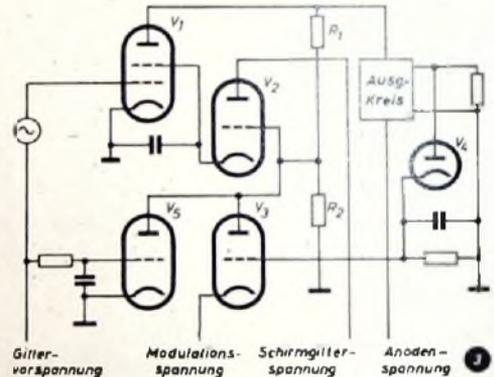


Abb. 3. Schutz der HF-Röhre vor Beschädigung infolge Ausfalles der Betriebsspannungen mit einer zusätzlichen Triode als Schutzröhre

In Abb. 3 ist die Schaltung gegenüber Abb. 2 noch durch die Schutzröhre V₅ ergänzt worden, deren Anode mit dem Steuergitter der Hilfsröhre V₂ verbunden ist und gleichzeitig an dem Verbindungspunkt der einen Spannungsteiler bildenden Widerstände R₁ und R₂ liegt. Sie sind so bemessen, daß an ihrem Verbindungspunkt ein Potential vorhanden ist, das etwas niedriger als das maximal zulässige Schirmgitterpotential der Hochfrequenzröhre V₁ ist. Das Steuergitter von V₅ erhält die gleiche negative Vorspannung wie die Hochfrequenzröhre V₁; diese Vorspannung sperrt V₅ unter normalen Arbeitsbedingungen. Fällt die Vorspannung infolge einer Störung aus, so wird V₅ leitend, und das Anodenpotential von V₅ sinkt ab. Dadurch werden aber die Spannungen am Steuergitter von V₂ und damit auch am Schirmgitter von V₁ herabgesetzt. Auch wenn aus irgendeinem Grunde die Zuführung der Anodenspannung über den Ausgangskreis an die Anode von V₁ unterbrochen wird, fällt das Potential am Verbindungspunkt von V₁ und V₂ auf Null ab, und die Schirmgitterspannung der Hochfrequenzröhre V₁ sinkt auf einen sehr kleinen Wert. In diesen und ähnlichen Fällen schützt die aus der Röhre V₅ und den Widerständen R₁, R₂ bestehende Schaltung die Röhre V₁ vor Schädigungen.

Dr. F. (Bernard, W. B.: Series Tube Modulated Amplifier Screen-Grid Electronics Bd. 28 [1955] Nr. 11, S. 158)

Radiobasteln für Jungen. Von H. Richter. Stuttgart 1955. Franckh'sche Verlagshandlung. 224 S. m. 115 Abb. u. 12 Einschalttafeln. Preis in Heftl. geb. 9,80 DM.

In einem Wort: ein Buch für den Anfänger. Es gibt in leicht verständlicher Form eine Einführung zum Basteln einfacher Radiogeräte. Vom simplem Detektorempfänger, den ein Transistor-Verstärker erweitert, geht es über den Ein- und Zweikreis-Röhrenempfänger, den Standardpaar bis zum UKW-Empfänger. Daneben findet der Bastler noch alles, was er zunächst über Antennen, Meßinstrumente und das wichtigste Material und Handwerkzeug wissen muß.

Das vorstehend besprochene Buch kann durch die HELIOS-Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden.

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

SPANNUNGSPRÜFER

58
JAHRE
VAKUUM
TECHNIK

VAKUUMTECHNIK • ERLANGEN

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen. Adressierung wie folgt:
 CHIFFRE: FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsig-
 walde, Eichborndamm 141-147.

Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Ober-
 lattenbg. Motoren, Berlin W 35, 24 80 75

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

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

Wehrmachtgeräte, Meßgeräte, Röhren,
 Restpostenkauf, Alzeistradio, Berlin,
 Stresemannstr. 100, Ruf: 24 25 26

Großes Schweizer Radiogeschäft sucht
 zwecks Radiomarkt in die Schweiz Be-
 ziehungen mit Radio-Exporteur od. Fabrik
 in Deutschland. Gesucht wird ein le-
 stungsfähiger Radioapparat in mittlerer
 Preislage. Angaben mit Preisliste sind
 erwünscht unter F. G. 8177

HANS HERMANN FROMM sucht ständig
 alle Empfangs- u. Mischeröhren, Wehr-
 machtsröhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren
 usw. zu günstigen Bedingungen. Berli-
 n/Edenau, Hähnelstraße 14, 83 30 02

Verkäufe

Verkaufe:
 Ehrenmalender 800 Watt, lang,
 mit oder ohne Orig. Netzgerät,
 Köln F 52 mal, Main 79K39, Ama-
 teurgeräte Lo150FK41sc, sowie
 Orig. Ersatzteile aufgeführter
 Geräte. Liste anfordern. Evtl.
 Gesamtabgabe billiger.
 Zuschriften erbeten unter F. L. 8181

Kommerz. u. Radio-Schaltungen

Technischer Lesezirkelversand,
 Fernunterricht: Rundfunk — Fern-
 sehen — 15 geb. Lehrhefte, bei Teil-
 zahlung je Heft DM 2,95, kostenlos
 Korrektur und Abschlußbestätigung
Freiprosp.ekt.

Ferntechnik Berlin N 65
 Luderitzstraße 16

UKW-FS-Kabel
 nach wie vor preiswert!

Röhren Hacker

BERLIN-NEUKÖLLN
 Am S- und U-Bahnhof Neukölln
 Silbersteinstraße 5-7, Tel.: 62 12 12
 Geschäftszeit: 8-17, sonnabende 8-14 Uhr
 Röhrenangebote stets erwünscht!

2 hervorragende Geloso-Fabrikate



Für den Tonband-Amateur
 Tonbandgerät „G 255“

- Schneller Vorlauf
- Drucklastensteuerung
- Frequenzbereich bei 9,5 cm/sec 80 – 8000 Hz
- Spieldauer 2 x 40 min bei 4,75 cm/sec für 120-m-Langspielband
- Gewicht: ca. 3,45 kg ● 6 Monate Garantie
- Preis DM 379,- einschl. 2 Spulen, Band, Mikrofon u. Telefonadapter



Für den KW-Amateur
 KW-Empfänger „G 208 A“

- Frequenzbereich: 510 – 30 000 kHz
- Zwischenfrequenz: 467 kHz
- Empfindlichkeit: etwa 2 µV bei 50 mW; eingeb. S-Meter; HF-Stufe;
- Ausgangsleistung: 2,5 Watt; umschaltbar von Netz- auf 6-Volt-Autobatterie-Betrieb.
- Preise: kompl. Bausatz einschließlich Röhren DM 690,-
 Baumappe DM 3,-
 Gerät betriebsfertig DM 785,-
 6-Volt-Zerhacker DM 98,-

RIM-Universal-Taschentestgeräte

Type 630 5000 Ohm/V bei Gleich- und Wechselstrom komplett mit
 Batterie und Meßschnüren DM 82,-
 Type 680 20 000 Ohm/V bei Gleichstrom komplett mit Batterie und
 Meßschnüren DM 109,-

Versand — Prospekte gratis — Teilzahlungsmöglichkeit

RADIO-RIM • München 15 • Bayerstraße 37/b

Laden: Schillerstraße 44 am Hauptbahnhof

Telefon: 5 72 21, Postscheck-Konto München 13 753

Wir liefern an **Großhandel und Industrie zu Werkspreisen** aus
 unseren umfangreichen Fabriklagern:

Dr. Beyschlag-Schichtwiderstände

- Drahtwiderstände, lackiert, glasliert, zementliert
- Höchstohm-Widerstände bis 10 T Ω
- Präzisions-Meßwiderstände
- keramische Rohr- und Schelbenkondensatoren
- Niwatrop-Tauchwickelkondensatoren

ALWIN E. THRONICKE OHG
 HANNOVER, POSTFACH 6003

Unsere neue Gesamtliste ist erschienen



METALLGEHÄUSE



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

TELEWATT HI-FI TRAFOSATZE

nun in beschränkter Anzahl lose
 lieferbar (Vergl. Beschreibung
 Heft 6, Seite 168 Funk-Technik)

Netztrafo TR-1

p: 110/125/220/240 V
 s: 285 V bei 120 mA
 6,3 V bei 4 A

Ultralinear-Gegentakttrafo

TR-2 17 Watt / 2 x EL 84
 10 Hz bis 50 kHz bei 1 db
 20 Hz bis 20 kHz bei 0,3 db
 Ausgang 6 und 12 Ohm

Vorspannungs-Trafo TR-3

zur Erzeugung der festen Gitter-
 vorspannung

Preis des Trafosatzes
 (TR-1, TR-2, TR-3) DM 63,-
 Preis des Trafosatzes
 ohne TR-3 DM 57,-

Lieferung mit Schaltbild, franko
 Nachnahme einschl. Verpackung

SCHWABEN-RADIO

STUTT GART • KÖNIGSTR. 41

Kontakte für Schwach- und Starkstrom Tischkontakte Kontrollapparate aller Art



4 Volt - 1000 Volt
 10-200mm Ø lieferbar
 Glühlampen
 110 - 380 Volt

KARL JAUTZ
 Signalapparate-
 Fabrik GmbH
 (14) Pfödingen
 Würt.

Verlangen Sie
 Katalog 1954/55

Telefon: 593 • Fernschreiber: C72/3490

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 be-
 stätigt, 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.



Vielfachmesser I
 für Gleich- u. Wechsel-
 strom mit 24 Meßberei-
 chen, 333 Ω/V, 62,50 DM



Vielfachmesser II
 für Gleich- u. Wechsel-
 strom mit 26 Meßberei-
 chen, 1000 Ω/V, 76,- DM



Multiplexer
 Universal-Vielfach-Meß-
 gerät, umschaltbar für
 Gleich- u. Wechselstrom
 sowie Ohmmesser
 (Drehpulmeßwerk)
 Meßbereiche: 0-5 kΩ,
 0-12 V, 0-400 V, 0-2 mA
 Preis 29,50 DM

Freigünstige Meßgeräte
 aus unserem Katalog 1954



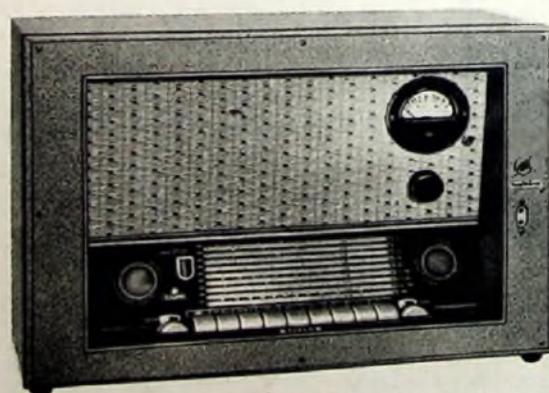
Universal-Meßgerät
 für Gleich- u. Wechselstrom
 mit 28 Meßbereichen,
 20000 Ω/V 88,- DM + 5% T.Z.

Radio-Fett
 Berlin-Charlottenburg 5
 Ford. Sie kostenlos, aus neuest. Katalog 1954/55!




KAISER
Radio

Nach dem
10000fach bewährten
Empfänger
UKW Spezial W 1132
bietet KAISER RADIO
eine weitere Sensation
für den Funkamateurl
den **CONTEST DX 1151**



Verlangen Sie Werbematerial

KAISER-WERKE

Gebr. Kaiser · Kenzingen i. Br.
Werk Schnellbruck