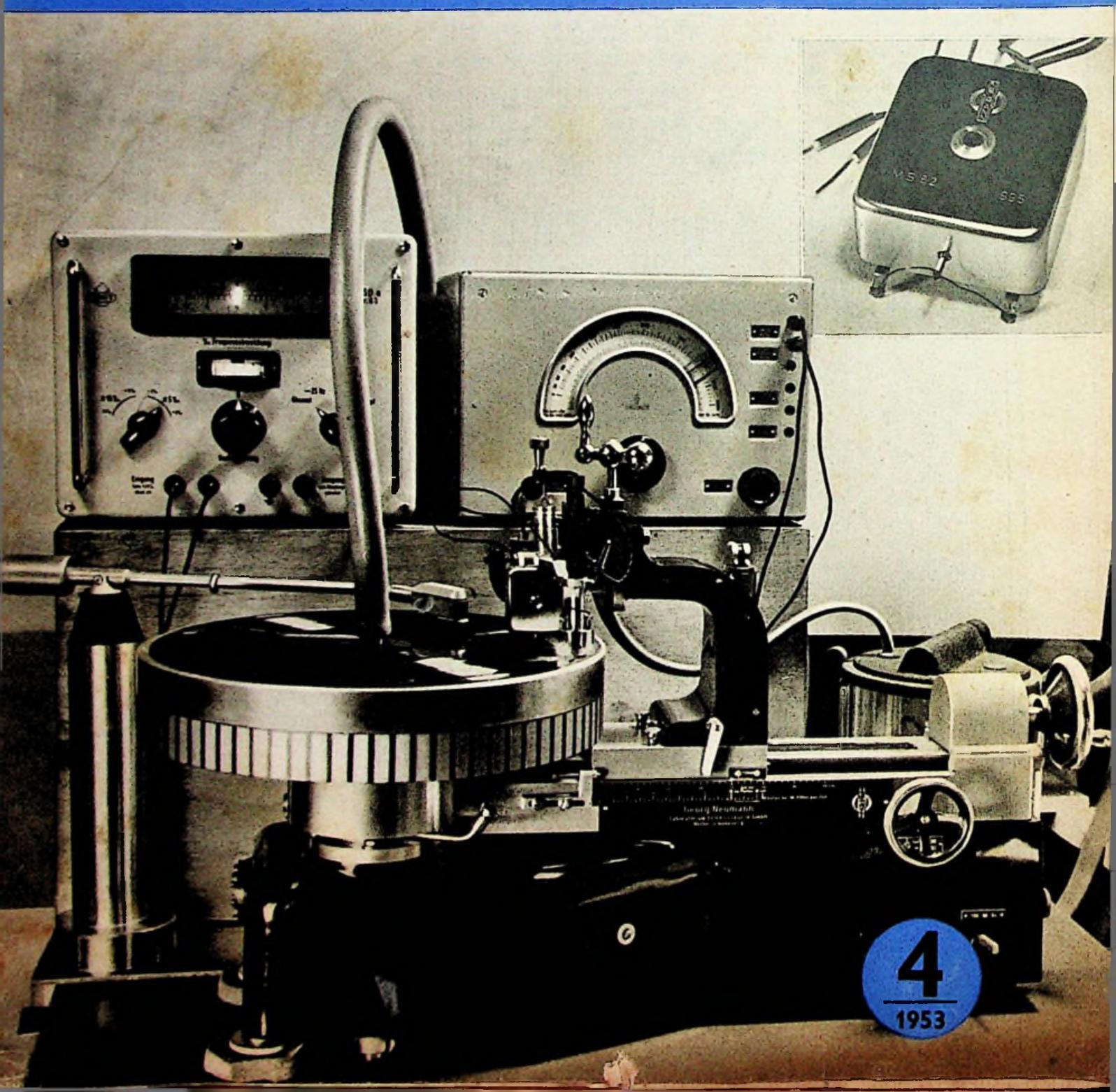


FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



Kernfaktoren und Windungszahlen

Zur übersichtlichen Errechnung der benötigten Windungszahlen für Massekernspulen werden von den Herstellern entweder Induktivitätsfaktoren oder Kernfaktoren bekanntgegeben. Der Induktivitätsfaktor (A_L -Wert) hat die allgemeine Form

$$A_L = \frac{L_e}{n^2} \quad (1)$$

und gibt die Induktivität je Windungsquadrat an. Der Kernfaktor (K -Wert) wird ausgedrückt durch

$$K = \frac{n}{L_e} \quad (2)$$

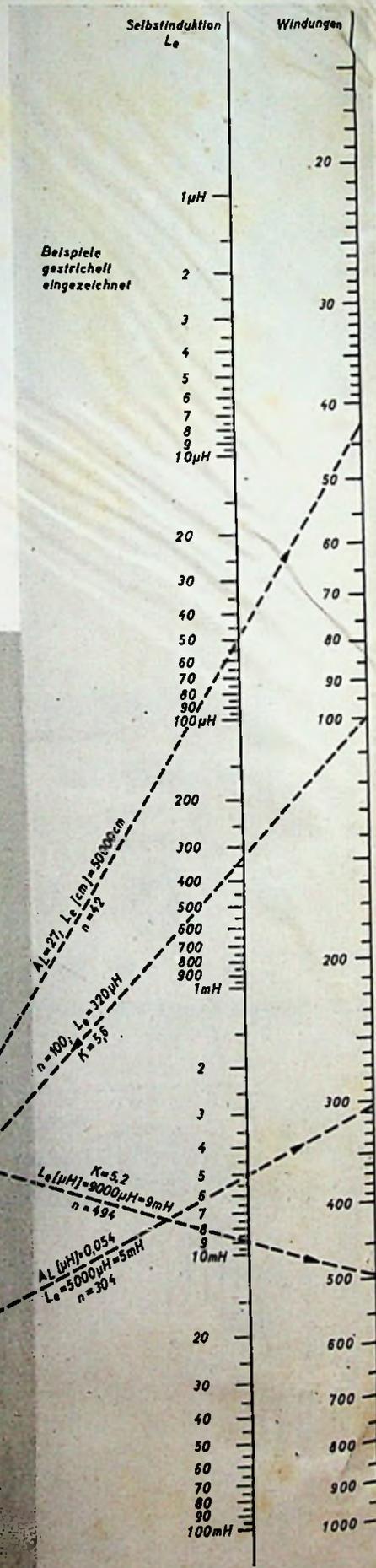
Beide Werte sind nur bei eisengeschlossenen Spulen genau und hängen außer von der verwendeten HF-Masse auch von der Spulenform und vom Auswickelgrad der Spule ab; sie werden stets bei etwas herausgedrehtem Abgleichstift gemessen, so daß eine Abgleichmöglichkeit immer gegeben ist. Je nach der Dimension, in der von den einzelnen Firmen die Induktivität eingesetzt wird, haben die Faktoren andere Größen. Den Vergleich der verschiedenen Werte untereinander erleichtert der untere dunkle Teil des Nomogramms. Alle durch eine Waagrechte zu verbindenden

Größen der einzelnen Leiter haben den gleichen Wert. Im rechten Teil des Nomogramms läßt sich in bekannter Weise sofort durch Fluchten die Windungszahl für eine gewünschte Induktivität feststellen.

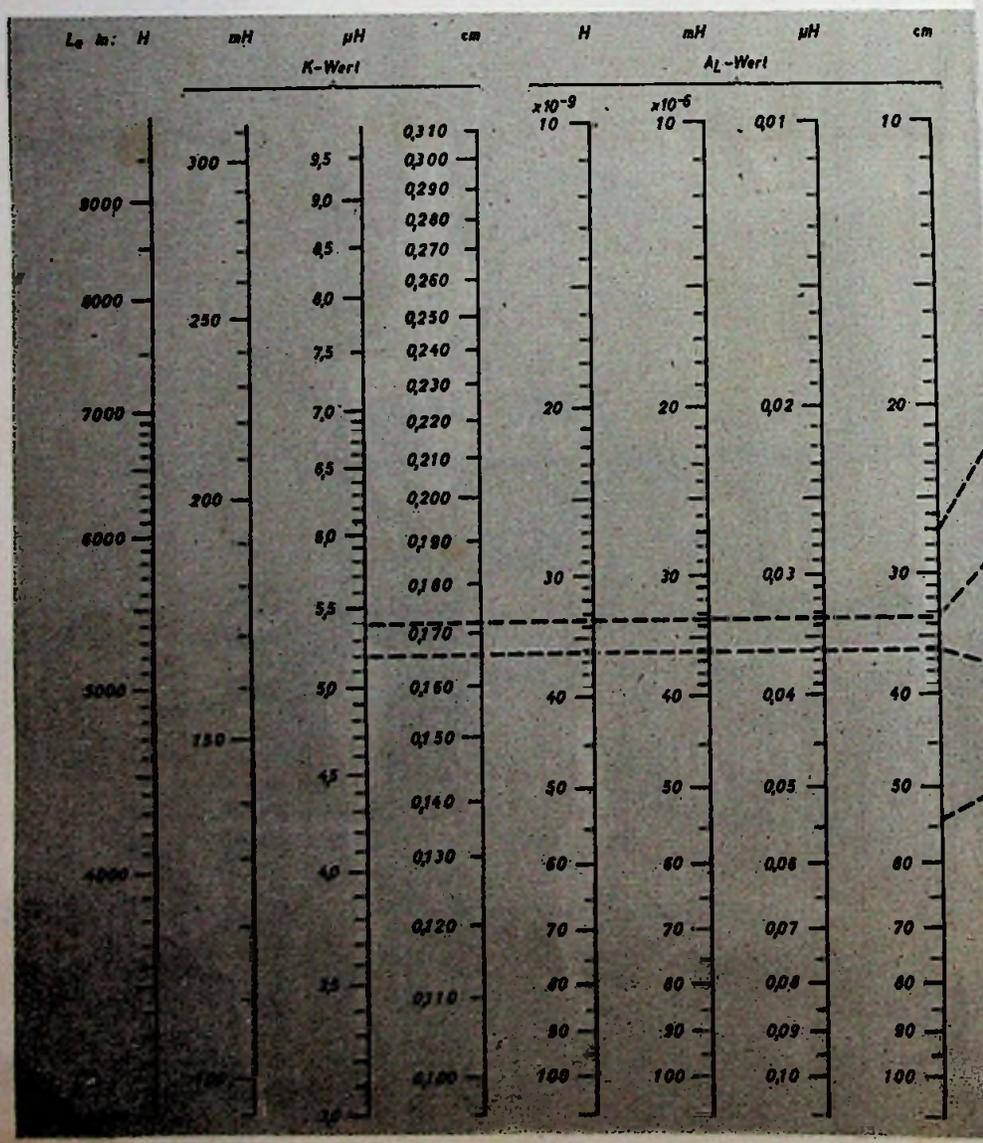
Ist von einem Eisenkern kein Faktor bekannt, so kann (sofern eine Induktivitätsmeßbrücke zur Verfügung steht) nach Aufbringen von beispielsweise 100 Windungen auf den Kern die Induktivität gemessen werden. Aus diesen Werten sind dann ebenfalls die Kernfaktoren aus dem Nomogramm zu ermitteln. Besonders beliebt ist die Benutzung des K -Wertes mit Angabe der Induktivität in μH , da sich hierbei ein leicht zu merkender Wert ergibt. Jä.

Schrifttum

- [1] FUNK-TECHNIK, Bd. 3 [1948], H. 11, S. 258, „Diagramm für HF-Eisenkernspulen“
- [2] Bd. 4 [1949], H. 15, S. 435, „Umrechnung von HF-Eisenkernspulen“
- [3] Bd. 4 [1949], H. 22, S. 683 und H. 23, S. 715, „Spulen mit Eisenkern“
- [4] Bd. 4 [1949], H. 24, S. 720, „Rechentafel für die Selbstinduktion von Spulen“
- [5] Bd. 5 [1950], H. 20, S. 606, „Berechnung von Induktivitäten von Eisenkernspulen für einfache Schwingungskreise“



Beispiele gestrichelt eingezeichnet





FUNK- TECHNIK

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

AUS DEM INHALT

Windungszahlen und Kernfaktoren	98	Fernseh-Service-Lehrgang ②	113
Soll es so bleiben	99	60-W-Mischpultverstärker »Düwelon 60«	115
Fernsehempfänger 1953	100	Eine Lautsprecherkombination für hohe Ansprüche	110
Kurznachrichten	103	UKW-Lautsprecher	120
Ionosphärenforschung: Einführende Übersicht	104	Ausgangstransformator für Breitbandverstärker	120
UKW- und Fernseh-Meßsender	106	Reichweite deutscher Fernsehsender	122
Die HF-Vormagnetisierung des Magnetbandes	108	FT-AUFGABEN	
Die Diode mit Sättigungsstrom als Meßgerät	110	Lautsprecher-Anlagen — berechnen oder schätzen?	123
Mikroskop-Zeitbasis-Gerät zur Oszillografie netzfrequenter Vorgänge und netzverkoppelter Fernsehimpulse	111	FT-ZEITSCHRIFTENDIENST	124
		FT-BRIEFKASTEN	125

Zu unserem Titelbild: Dreigeschwindigkeits-Plattenaufnahme-Maschine; ein Saugluft-Plattenteller hält auch die leichten Kunststoffplatten in absoluter Planlage fest. Oben im Foto: Magnetischer Schreiber mit elektrisch gehelztem Schreibsaft (geradliniger Frequenzverlauf von 30...12000 Hz)

Soll es so bleiben?

Kein Zweifel, die Rundfunkwirtschaft hat Grund, sich Sorgen um das Fernsehprogramm zu machen. Die Erwartungen waren nicht gering, denn hinter dem Fernsehteam in Hamburg liegen zwei Jahre Versuchsbetrieb und eine „schöpferische Pause“ seit September letzten Jahres. Nimmt man die Erfahrungen aus Studienreisen nach den USA und den europäischen Fernsehländern und jene aus der Zeit bis 1943 hinzu, so hätte man ein weit zugkräftigeres Programm erwarten dürfen.

Man wird das Gefühl nicht los, daß Hamburg den Vorrat an Programmstoff bereits im Januar aufgezehrt hatte und seither — diskret verhüllt — vom Tage lebt. Man verstehe das nicht falsch: Sie leben nur selten von den Aktualitäten des Tages, sondern weit eher von der Hand in den Mund. Wie anders wäre es sonst zu erklären, daß große Teile des Abendprogramms aus nicht übermäßig fesselnden Übertragungen von Orchestern und Solisten bestehen? Daneben stehen Bunte Abende, unter denen fast nur die von Berlin übernommenen Kabarettensendungen wirklich Niveau haben — wobei es fraglich bleibt, ob der Rheinländer für die Pointen aus Berlin immer aufnahmefähig ist.

Über manche andere Sendungen, die ein wenig kümmerlich ausfallen, soll am besten geschwiegen werden; nicht alles kann ein Treffer sein. Nicht geschwiegen werden aber kann über so merkwürdige Zusammenstellungen, wie sie etwa der 14. Januar brachte, als wenige Augenblicke nach dem ergreifenden Barlach-Film ein Jazzorchester losgelassen wurde und kurz darauf dressierte Affen sprangen. Ob ferner 90 Minuten Jitterbug-Konkurrenz (24. Januar) um den „Preis der Gummibeine“ mit unverhüllten Werbefunk-Zugaben noch andere Fernsehteilnehmer als nur die wenigen „Fans“ fesseln konnten, muß bezweifelt werden.

Lange Zeit vor der Aufnahme des täglichen Fernsehdienstes haben die Kritiker gemahnt: „Aktuelles und Fernsehspiele sind die Säulen des Programms, direkte Sportübertragungen die Tragebalken.“ Kein Wunder, wenn sich das Hamburger Programm der ersten sechs Wochen auf eine so schwache Konstruktion stützen mußte; von Säulen und Balken war wenig zu bemerken. Daß die Amtseinführung des amerikanischen Präsidenten erst nach vier Tagen über die Bildschirme flimmerte, hat technische Gründe — aber aktuelle Direktsendungen aus Deutschland sind möglich und müssen weit öfter im Programm stehen. So war es beinahe eine Sensation, als das Fernsehen am 19. Januar einmal wirklich im Bilde war. Am Morgen baute ein Flugzeug auf den S-Bahn-Schienen eine Notlandung. Mittags berichteten darüber die Tageszeitungen, und halb Berlin sprach vom dem Ereignis. Am Abend lief ein gut geschnittener 4-Minuten-Film mit Aufnahmen von der Absturzstelle, den Aufräumungsarbeiten usw. über die Sender. Das allerdings war aktuelles Fernsehen!

England hat bewiesen, daß das Fernsehspiel und die „Serie“ das Rückgrat des Programms bilden. Interessante Themen aus

dem politischen, wirtschaftlichen und sozialen Leben, in mehreren Fortsetzungen gebracht und geschickt aus Direktsendungen und Filmen zusammengestellt, ziehen die Teilnehmer immer wieder an die Geräte. Das gleiche gilt — vielleicht noch stärker — für die Kinderstunde. Einer der größten Erfolge der BBC war z. B. die über mehrere Wochen hinweg ausgedehnte Sendung des Films „Die Schatzinsel“ nach Stevenson — jede Fortsetzung hübsch kommentiert und mit einleitenden Worten wohl versehen. Daneben stehen die gekonnten Fernsehspiele, die dann auch einmal wiederholt werden dürfen.

Übrigens „Wiederholung“: Der neugierige Fernsehteilnehmer der ersten Wochen, der zusammen mit seinen Gästen Abend für Abend vor dem Gerät saß, war ein wenig enttäuscht, daß man ihm manche Sendung in den ersten Tagen zwei- und dreimal vorsetzte. Hier soll man sich einmal nicht auf den englischen Fernsehdienst berufen. Die BBC wiederholt im allgemeinen nur das wöchentliche Fernsehspiel einmal, und zwar am zweiten Tage zu einer etwas anderen Zeit als am Abend der Ursendung. Sie hat recht, denn nicht jeder der 1,8 Millionen Fernsehteilnehmer in England hat am Abend der Originalsendung Zeit, möchte jedoch das Spitzenereignis der Woche nicht missen.

Jedenfalls hat es den Anschein, als ob man mit dem Programm, wie es jetzt noch über die vorbildlich erstellten Sender und Relaisstrecken läuft, nicht jenen „Zwang zur Teilnahme“ schafft, der für eine rasche Ausbreitung des Fernsehens unerlässlich ist. Fernsehen hat so attraktiv zu sein, daß der Erwerb eines Empfängers ein Muß ist. Dabei sind doch die Voraussetzungen nicht schlecht. Die Technik ist weit fortgeschritten, und an Kameraführung und Ausleuchtung ist bis auf gelegentlich kleine Versägers, die nie ausbleiben werden, nichts auszusetzen. Auch über die häufigen Pausen, die das Programm unterbrechen, wird man hinwegkommen. Das große Studio in Lokstedt wächst heran, Berlin wird weiterhin gute Sendungen beisteuern — warum also sollte es nicht funktionieren? Nachdem das zweite Bunkerstudio fertig geworden ist, will man in Hamburg verstärken an das Fernsehspiel herangehen. Fünf neue Titel stehen auf dem Programm, dazu eine Fernseh-Oper und eine Operette; das erste Spiel soll Ende Februar über die Sender gehen. Wir müssen eben noch ein wenig Geduld haben.

Vielleicht greift man in Hamburg auf den kürzlich aus Fachkreisen gemachten Vorschlag, einen Programmbeirat zu schaffen, zurück. Fernsehen ist ein Moloch, der mit Geist und vielen Anregungen, guten Ideen und mit Können gefüttert werden muß. Dringend erforderlich ist außerdem eine sorgfältige und unvoreingenommene Untersuchung, wie das Programm — auch in seiner jetzigen Form — wirklich ankommt. Fast alle Kritiken einschließlich dieser stammen gegenwärtig noch von einer Anzahl „berufsmäßiger Fernseher“ — Lieschen Müller hat man noch nicht gefragt. Vielleicht besitzt sie noch keinen Empfänger; ob sie sich aber einen kauft, wenn das Programm so bleibt? Das ist die Kernfrage!

kt

Zwischenfrequenzverstärker

Der stets oberhalb der Empfangsfrequenz schwingende Oszillator erzeugt die beiden Zwischenfrequenzen, deren Abstand entsprechend der CCIR-Norm 5,5 MHz ist. Die Form der Durchlaßkurve im ZF-Teil mit dem Bildträger auf der Flanke und der nicht zu starken Einsattelung in der Mitte usw. ist unseren Lesern geläufig. Meist wird ein vierstufiger ZF-Verstärker verwendet, denn er sichert die notwendige hohe Verstärkung.

HF- und Mischstufe bringen bei richtigem Aufbau im 200-MHz-Bereich eine etwa zwanzigfache Verstärkung. Am Video-Gleichrichter müssen im Durchschnitt $2 V_{eff}$ stehen, wenn mit nachfolgender zweifacher Video-Verstärkung unter Berücksichtigung einer gewissen Reserve die Bildröhre voll ausgesteuert werden soll. Damit ist gesagt, daß der ZF-Verstärker den Faktor 10 000 liefern muß. Ein derart aufgebauter Empfänger hat eine Grenzemfindlichkeit von $10 \mu V$ und bringt mit $150 \mu V$ Eingangsspannung bereits ein brauchbares Bild.

Ein gutes Beispiel für eine vielfach angewendete ZF-Schaltung ist in Abb. 10 dargestellt (Philips). Für die Wahl der Röhrentype EF 80 spricht ihr ausgezeichnetes Produkt aus Verstärkung und Bandbreite (in der englisch geschriebenen Litera-

gezogen zu werden; sie ist sehr klein. Lediglich der letzte Kreis (L_4) wird durch die Diode erheblich bedämpft.

Die Reihenfolge der gestaffelten Kreise über den Verstärker ist für die Arbeitsweise nicht kritisch. Allerdings muß auf die gemeinsame Tonverstärkung in den beiden ersten Stufen Rücksicht genommen werden; man wird also eine Kreisfolge wählen, die die Ton-ZF möglichst wenig bedämpft, andererseits Rücksicht auf die Verstärkungsregelung durch Regelung der Gittervorspannung der ersten Stufen des Empfängers nimmt.

Von größter Wichtigkeit ist die richtige Dimensionierung und der Aufbau der Saugkreise; ihre Güte muß sehr hoch sein, denn sie sollen die Durchlaßkurve nur in einem schmalen Bereich beeinflussen.

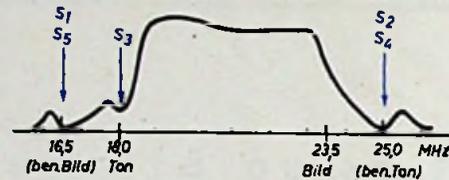


Abb. 9. Ansatz der Saugkreise in dem ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers nach Abb. 10

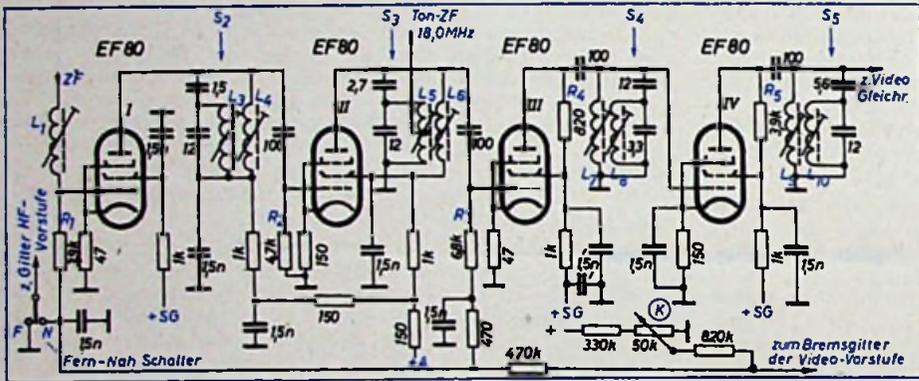


Abb. 10. Vierstufiger ZF-Verstärker (Philips)

tur oft mit „GB“ = gain bandwidth bezeichnet). Für die EF 80 gilt

$$\frac{S}{2n} (C_a + C_e) \approx 110$$

(S = statische Stellheit, C_e = Eingangskapazität, C_a = Ausgangskapazität).

Theoretisch ist bei einer Bandbreite von 5 MHz ein Verstärkungsfaktor von 22 je Stufe zu erreichen. Jedoch handelt es sich bei „GB“ um einen Röhrenwert, der das Anwachsen der Kapazitäten (beispielsweise im Anodenkreis durch Verdrahtung und verteiltes C der Spulen) außer acht läßt und auch die Kapazitätserhöhung bei Erwärmung der Röhre nicht berücksichtigt. In der Praxis halbiert sich „GB“; allerdings darf auch dann im Anodenkreis keine absichtliche Kapazität hineingebracht werden, d. h., man muß zur L-Abstimmung greifen. Eine weitere, geringere Verstärkungsminde- rung bringen die verschiedenen Saugkreise mit sich, so daß man zusammengekommen mit einer Stufenverstärkung von 10 rechnen darf, d. h. bei vier Stufen mit 10 000.

Die flache Abstimmkurve mit 5 MHz Kuppenbreite (bezogen auf beiderseits 3 db Abfall) wird am günstigsten durch versetzt abgestimmte Kreise (auch „gestaffelte Kreise“ genannt) erreicht, die entsprechend gedämpft sein müssen. In unserem Schaltungsbeispiel werden die fünf ZF-Resonanzkreise aus den Induktivitäten L_1, L_2, L_3, L_4 und L_5 mit zugehörigen Röhren-, Schaltungs- und Streukapazitäten gebildet. Die erforderliche, für die Bandbreite unerläßliche Kreisdämpfung stellen die Jitterableit- bzw. Anodenwiderstände sicher ($R_1 \dots R_6$). Die Abstimmfrequenzen sind $S_1 = 19,75 \text{ MHz}$, $L_2 = 23,90 \text{ MHz}$, $L_3 = 19,00 \text{ MHz}$, $S_2 = 22,60 \text{ MHz}$, $L_4 = 21,20 \text{ MHz}$. Bei der Bemessung der Kreisbedämpfung braucht die Eingangsdämpfung der EF 80 nicht in Betracht

Abb. 11. ZF-Gleichrichtung und Gewinnung des Schwarzpegels im Graetz-Empfänger „F 2“

Abb. 12 (Nebenseite unten). Modernes, hochstabiles Kippgerät

Daher ist die Abstimmkapazität klein zu halten und die Induktivität zu erhöhen. Eine große Induktivität kann ersatzweise durch ein kleineres L mit parallelliegender Kapazität erreicht werden; beispielsweise ist der Charakter der Parallelschaltung von L_3 mit einem 12-pF-Kondensator induktiv. Insgesamt sind fünf Saugkreise vorgesehen:

- S_1 (im HF-Teil, daher nicht gezeichnet), S_4 16,5 MHz (benachbartes Bild)
- S_2, S_5 25,0 MHz (benachbarter Ton)
- S_3 18,0 MHz (eigene Ton-ZF, dient zur Auskopplung)

L_5 hat zur Auskopplung der Ton-Zwischenfrequenz eine Anzapfung. In den Katodenzuleitungen der ersten drei ZF-Röhren EF 80₁...III liegen kleine, nichtüberbrückte Widerstände. Sie sollen keine Gittervorspannung erzeugen, sondern eine Verstärkung der Gitterkreise durch Änderung der Eingangskapazität der Röhren bei Betätigen des Kontrastreglers verhindern. C_e ändert sich bei der

EF 80 bei Stellheitsverringern von 7,4 auf 0,74 mA/V um 1,95 pF; das ist zuviel und geht die Abstimmung ein. Zwar bringen die Widerstände eine gewisse Verminderung der Verstärkung, aber jetzt bleibt der Frequenzgang des Verstärkers in allen Stellungen des Reglers K (= Kontrast) erhalten.

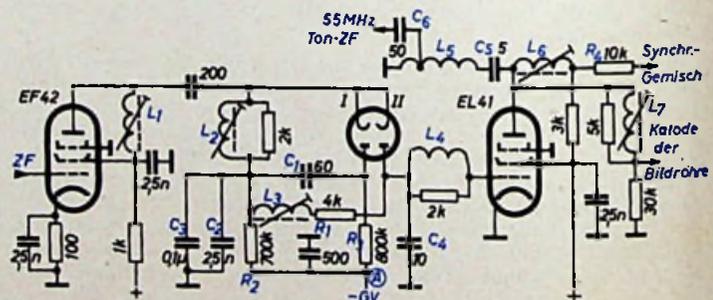
Die Verstärkungsänderung erfolgt durch Regelung der Gittervorspannung der HF-Vorröhre EF 80 und der 1. und 3. ZF-Röhre. Die Spannung setzt sich aus zwei Komponenten zusammen, und zwar einer festen, positiven Spannung, die mit Hilfe von K eingestellt wird, und der eigentlichen Regelspannung, die durch Gleichrichtung der positiven Rückschlagimpulse des Zeilenausgangsübertragers gewonnen wird. Letztere werden von der Strecke Katode/Gitter 3 der ersten Video-Verstärkerstufe (einer in Abb. 10 nicht gezeichneten EF 80) gleichgerichtet. Die gleichgerichtete Spannung baut sich an K und dem in Serie liegenden 820-kOhm-Widerstand auf; sie ist der Stärke des Video-Signals, das den Innenwiderstand der Video-Röhre und damit den Wirkungsgrad der Gleichrichtung beinflußt, direkt proportional.

Die Einbeziehung des Tonkanals in die Regelung erfolgt durch Beteiligung der EF 80₁ an der automatischen Regelung. Die HF-Vorstufe kann über den Schalter N/F an die Regelleitung angeschlossen oder abgeschaltet werden; in Stellung F (= Fernsender) ist sie abgeschaltet, und die HF-Stufe hat ihre höchste Verstärkung.

Das Schaltungsbeispiel gibt die Verhältnisse eines normal geschalteten Empfängers wieder. Über Schaltung und Wirkungsweise des Intercarrier-Verfahrens unterrichtet zwei Beiträge in der FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 19, S. 530...532 und Bd. 7 [1952], H. 24, S. 668...669.

Video-Gleichrichtung

Wir wählen hier als Beispiel (Abb. 11) die ZF-Gleichrichtung im Graetz „F 2“, einem Empfänger mit Zwischenträgerverfahren für den Ton. Die gezeichnete EF 42 ist die letzte von vier gleichartig aufgebauten ZF-Stufen. Die EB 41 hat zwei Funktionen: System I gewinnt den Schwarzpegel zurück, System II richtet die ZF-Spannung gleich und erzeugt so das Video-/Synchronimpuls-Gemisch. Die EL 41 ist die Bildverstärkeröhre. Das Po-



tential der Anordnung gegenüber dem Chassis wird von der Gittervorspannung - GV bestimmt, die aus dem Netzteil entnommen wird. Diese Gittervorspannungsquelle ist mit 100 μF gegen Chassis entkoppelt und daher niederohmig, so daß die Spannung am Punkt A als fest angenommen werden darf. Daher muß zu der an R_1/L_3 stehenden Spannung noch die dem Schwarzpegel entsprechende Gleichspannung addiert werden, und zwar durch Gleichrichtung des ZF-Signals mit System I. Die Schwarzpegelspannung ist von jeder Modulation frei zu halten, und die Belastung des letzten ZF-Kreises soll so klein wie möglich bleiben - mit anderen Worten gesagt, man muß eine Diodenstrecke mit hohem Widerstand und großer Zeitkonstante verwenden. Jetzt wird der Wirkungsgrad der Strecke I größer als der von Strecke II, deren Belastungswiderstand R_1 nur 4 kOhm ist.

Hier soll die Bildröhre mit nur einer Video-Nachverstärkeröhre ausgesteuert werden. Daher müssen an der Katode der EB 41 wenigstens $2 V_{eff}$

stehen (Wert des ZF-Signals während der Synchronimpulse). Das Signal erzeugt an R_1 etwa $-1,4$ Volt, so daß sich ein Schwarzpegelwert von $1,05$ Volt ergibt. Die Schwarzpegeldiode muß jetzt eine gleich hohe Spannung mit umgekehrten Vorzeichen liefern. Über R_2 entsteht eine den Spitzen der Impulse entsprechende Gleichspannung von $2,8$ V. R_3 mit Ladekapazität C_1 verringert den Gleichrichterwirkungsgrad derart, daß an R_3 tatsächlich nur $1,05$ V auftreten.

Wichtig ist, daß die Zeitkonstanten der Glieder R_2/C_3 und R_3/C_1 stark voneinander abweichen. Kurze Störimpulse, beispielsweise Zündfunkenstörungen, beeinflussen daher den Schwarzpegel nicht. An R_2 ist keine Änderung der Spannung festzustellen, wenn diese Störungen auftreten; das ist nur über R_3 der Fall.

L_3 (etwa $100 \mu\text{H}$) hat die Aufgabe, den Einfluß der Parallelkapazität C_4 und der Schaltungskapazitäten auf den Frequenzgang zu kompensieren. Eine ähnliche Funktion erfüllt L_4 , die mit der Eingangskapazität der EL 41 eine auf etwa 5 MHz abgestimmte Serienresonanz bildet und die in diesem Bereich bereits absinkende Frequenzkurve wieder anhebt. Der L_4 parallelliegende Widerstand von 2 kOhm bedämpft diesen Kreis, so daß beim schnellen Wechsel der Signalspannung keine störenden, den Bildinhalt evtl. beeinträchtigenden gedämpften Schwingungen auftreten können. Auch L_1 soll den Frequenzgang korrigieren und die „Höhen“ anheben. Über L_6/R_4 wird das Signalgemisch (Video-Signal mit Synchronimpulsen) zu den Trennstufen geleitet. In der Gleichrichterdiode II entsteht aus den beiden ZF-Trägern (Bild und Ton) die Differenzfrequenz von $5,5$ MHz; sie gelangt über $C_5/L_5/C_6$ zum Eingang des zweistufigen Ton-ZF-Verstärkers.

In anderen Fernsehempfängern erzeugt man das Video-/Synchronimpuls-Gemisch und den Schwarzpegel durch Germanium-Dioden, deren Anordnung und Schaltungsaufbau sich nur unwesentlich von dem hier besprochenen Verfahren mit Duodiode unterscheiden.

Kipptelle

Wie anfangs ausgeführt, sind die Ablenteile (vor allem der Zeilenkipp) besonders weitgehend verbessert worden. Neben einer sicher wirkenden Trennung der Zeilenkipp- und Bildkipp-Impulse finden wir heute in fast allen Empfängern im Zeilenablenkergerät den „Phasendiskriminator“ mit Nachlaufsteuerung und Schwungradstabilisierung. Ebenso allgemein angewandt ist die Erzeugung der Bildröhrenhochspannung aus dem Zeilenrücklauf.

An Hand von Abb. 12 sei die Wirkungsweise eines modernen, hochstabilen Kippgerätes erläutert (Nord Mende), mit dessen Hilfe das Bild auch bei stärkeren Störungen bzw. schon bei geringen Feldstärken „steht“, wenn es noch halb im Rauschen untergetaucht ist.

Rö 1 (PL 83) ist die Video-Endstufe, die den Bildinhalt über eine Frequenzkorrekturspule der Kathode der Bildröhre zuleitet. Das Potentiometer 3 gibt über drei Festwiderstände 100 k/300 k/100 kOhm eine Gleichspannung auf das Steuergitter der Bildröhre („Helligkeitsregelung“), während die Germaniumdiode das Video-Signal gleichrichtet und die hieraus gewonnene Gleichspannung (mittlere Bildhelligkeit) als zweite Komponente auf das Steuergitter leitet. Über 5 nF kommt schließlich eine dritte Komponente an; sie stammt aus dem Bildkippgerät und steuert bei „Bildrücklauf“ den Kathodenstrahl dunkel (sichere Unterdrückung des Strahlrücklaufs, Sicherung gegen Einbrennen beim Ausfall des Bildkippgerätes).

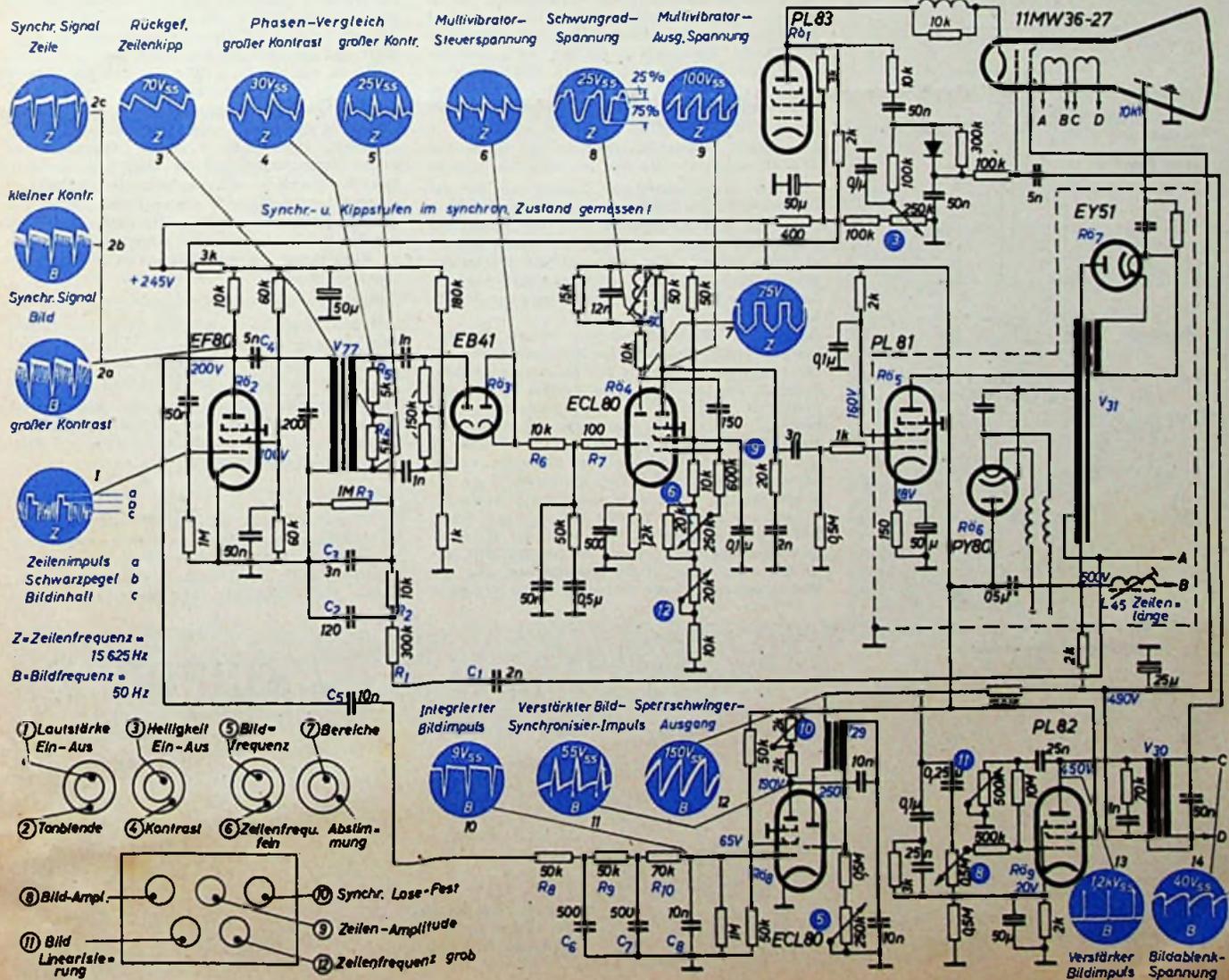
Das Bildsignal-/Synchronimpuls-Gemisch gelangt über 2 k/50 nF auf das Gitter der Trennstufe EF 80. Dieser Kondensator vor dem Gitter lädt sich auf und erteilt der EF 80 eine negative Vorspannung, so daß nur die positiven Spitzen den Anodenstrom steuern (vgl. Oszillogramm 1). Der Aussteuerungsbereich ist durch Festhalten der Schirmgitterspannung eingegrenzt, und die wirksame Ausleistung der Impulse findet daher schon bei kleinem Kontrast statt.

Im Zeilenkippgerät arbeitet als Generator für die Zeilenfrequenz 15625 Hz ein katodengekoppelter Multivibrator (Rö 4/ECL 80), in dessen Anode der Schwungrad- und Mitnahmekreis ($L_{99}/12$ nF/15 kOhm) angeordnet ist. Die erzeugte sägezahnförmige Spannung (Oszillogramm 9) wird der Endstufe PL 81 zugeführt. Potentiometer 12 ist der Grobregler für die Zeilenfrequenz und rückwärtig im Gerät zu bedienen, Potentiometer 4 dient als Feinregler auf der Frontplatte des Empfängers.

Die Wirkungsweise der im Takt des Sägezahns geöffneten und geschlossenen Zeilenkipp-Endröhre PL 81, der Energierückgewinnungsdiode (Schaltdiode) PY 80 und der Hochspannungsgewinnung durch EY 51 sei als bekannt vorausgesetzt.

Interessant ist die heute allgemein angewendete Methode der Phasenvergleichssynchronisierung des Zeilenkipp-Generators. Man erzwingt damit einen sicheren Gleichlauf selbst bei starken örtlichen Störungen (Zündfunken der Kraftwagenmotoren, Wählscheibe von Fernsprechanlagen usw.) und geringen Nutzfeldstärken, so daß die Zeilenanfänge nicht treppenförmig ausfransen und innerhalb des Bildes Querverzerrungen auftreten.

Die Einrichtung besteht aus einem Diskriminator mit EB 41. Der Primärseite seines Übertragers V 77 werden die Zeilensynchronimpulse zugeführt, während aus dem Zeilenausgangsübertrager V 31 die beim Zeilenrücklauf entstehenden hohen Spannungsspitzen über C_1 einer Siebschaltung R_1, \dots, C_2, C_3 zugeleitet werden. Dieses Integrierglied gibt die Spitzen der sägezahnförmig umgeformten Impulse (Oszillogramm 3) in die Mitte der Sekundärwicklung von V 77. Die Rücklaufspannen dieser Impulse müssen zeitlich mit den vom Sender über Rö 2 angelegerten Synchronimpulsen zusammenfallen, wenn Gleichlauf herrschen soll. An den Enden der Sekundärwicklung bilden sich Summenspannungen aus den rückgeführten Zeilenimpulsen und den Synchronimpulsen des Senders aus. Herrscht Gleichlauf, so sind die Spitzenhöhen gleich, anderenfalls — d. h., je nachdem, ob der Zeilengenerator langsamer oder schneller läuft —



ergeben sich Unterschiede der Spitzenhöhen dieser Summenspannungen. Nach Gleichrichtung der Summenspannungen in der EB 41 entsteht demnach eine positive oder negative Regelspannung (Oszillogramm 6), die über R_6 und R_7 dem Gitter des Multivibrators zugeführt wird und diesen nachsteuert. Weitere Schaltungsmaßnahmen verhindern Rückkopplungen innerhalb des Zeilenkippergerätes. Neben der beschriebenen Form gibt es noch Varianten, die jedoch alle auf dem gleichen Prinzip des Phasenvergleichs zwischen dem Synchronisierzeichen vom Sender und dem erzeugten Sägezahn im Zeilenkippergerät beruhen.

Im Bildkippergerät arbeitet eine ECC 80 als Impulsnachverstärker (L-System) und Sperrschwinger (C-System). Die Synchronimpulse, wie sie an der Anode der Trennstufe EF 80 (Rö 2) entstehen, werden über C_5 und R_8 dem Integrationsglied $R_{9,10}/C_{6...8}$ zugeführt. Hier unterdrückt man die Zeilenimpulse und verformt die Bildwechselseichen zu nadelförmigen Impulsen gemäß Oszillogramm 10. Nach Verstärkung ergeben sich positive Impulse gemäß Oszillogramm 11, die dem Sperrschwinger zugeführt werden, wobei der Regler 10 den Grad der Synchronisierung (fest bis lose) einstellt. Die PL 82 liefert die nötige Impulsleistung an den Anpassungsübertrager V 30, an dem sekundärseitig die niederohmigen Bildablenkpulen angeschlossen sind.

Potentiometer 5 ist von der Frontplatte aus zu bedienen; es regelt die Bildfrequenz, während Potentiometer 8 die Bildamplitude und Potentiometer 11 die Bildlinearität steuern (verdeckt angebracht).

Impulsabtrennung

Nachstehend sei eine von Telefunken entwickelte und zum Patent angemeldete Methode der Impulsabtrennung erläutert. Dieser Teil des Fernsehempfängers kann als G a b e l stufe aufgefaßt werden; sein Eingang nimmt das Video/Synchron-

impuls-Gemisch auf und trennt die beiden Impulsarten nach Unterdrückung des Bildsignals.

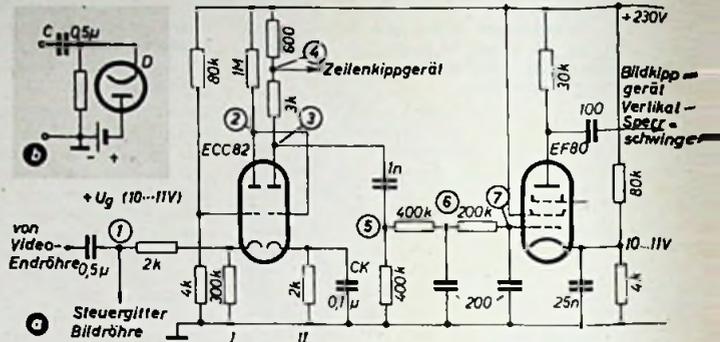
Abb. 13a zeigt die Schaltung, bestückt mit ECC 82 und EF 80. Die Abtrennung der Synchronimpulse aus dem Signalgemisch erfolgt durch zweiseitige Beschneidung der Impulse, so daß die Impulsamplitude am Ausgang der Stufe unabhängig von der Eingangsamplitude und vom Bildinhalt ist, jedoch darf die Eingangsamplitude am Punkt 1 nicht unter 2,5 V_{eff} liegen (vgl. Abb. 14). Das

ist gegenüber dem Anodenwiderstand von System klein. Letzterer liegt zwischen + und dem Gitter an dem also negative Synchronimpulse stehen deren Amplitude zwischen 20 und 28 Volt schwankt sobald sich die Amplitude der Synchronimpulse des Signalgemischs am Eingang zwischen 2,5 u 30 Volt ändert.

Die Spitzen der Impulse werden durch Hineinsteuern in das Gitterstromgebiet festgehalten. Das Stück der Anodenstromkennlinie, das von $U_g =$

Abb. 13 a. Impulsabtrennstufe (Telefunken)

Abb. 13 b. Ersatzschaltbild der Strecke Kathode/Gitter des ersten Systems der ECC 82



Gemisch wird über 0,5 μ F/2 kOhm der Kathode des ersten Systems der ECC 82 zugeführt, dessen Gitter auf etwa + 10 ... 11 Volt (entnommen einem Spannungsteiler 80/4 kOhm) liegt. Die Strecke Kathode/Gitter dieses Systems kann als normale Diodenstrecke aufgefaßt werden, wie die Ersatzschaltung Abb. 13b beweist. Die Synchronimpulse (Spannungsspitzen) ziehen Diodenstrom und laden C auf. Dadurch ist in diesen Spitzen das Potential an Kathode und Gitter nahezu gleich und entspricht der kleinen positiven Vorspannung des Gitters (im Ersatzschaltbild als Anode der Diode dargestellt).

Wird Wechselstromkopplung angenommen, so ist an der Anode der Video-Endröhre infolge Fehlens der Gleichstromkomponente der in Abb. 15a und b gezeichnete Spannungsverlauf für volle und geringe Bildmodulation festzustellen. Mit Hilfe einer besonderen Schaltung wird die mittlere Bildhelligkeit wiederhergestellt, und es ergeben sich die Spannungsverläufe wie in Abb. 16a und b.

Die positive Hilfsgleichspannung am Gitter der ECC 82, ermöglicht die Aussteuerung des Systems bis zum Gitterstromeinsatz bereits mit der genannten geringen Eingangsamplitude von 2,5 Volt trotz des Spannungsabfalls, den der durch den Kathodenwiderstand von 300 kOhm fließende Anodenstrom erzeugt. Der vorgeschaltete Widerstand von 2 kOhm verhindert eine unerwünschte Erhöhung der Kapazität im Anodenkreis der Video-Endstufe.

Durch das Zusammenwirken beider Trioden-systeme erfolgt nunmehr die Abtrennung der Impulse und die Begrenzung der Ausgangsamplitude. Während der Impulsdauer ist System I offen und System II gesperrt; die Anodenspannung von System I sinkt durch den hohen Anodenwiderstand von 1 MOhm auf einen Wert zwischen 2 und 10 Volt ab. Zwischen dem Eintreffen zweier Impulse ist System I gesperrt, System II ist dagegen geöffnet (s. direkte Verbindung Anode I-Gitter II). Am Punkt 2 stellt sich während dieser Zeit eine Spannung ein, die etwa der Kathodengleichspannung des Systems II (rd. 30 Volt) entspricht, denn Gitter II ist stromführend, und der Widerstand der Strecke Gitter/Kathode im System II

bis zum Fußpunkt reicht (s. Abb. 17), schneidet die Synchronimpulse aus dem Video-Signal heraus und begrenzt gleichzeitig die Amplitude des herausgeschneideten Teiles.

Im zweiten System erfolgt eine weitere Begrenzung. Dieses System wurde so dimensioniert, daß es bereits durch die kleinste Amplitude (etwa 20 Volt) des negativen Synchronimpulses an Anode I vollständig gesperrt wird.

Durch besondere, hier nicht näher zu erläuternde Maßnahmen wird eine Brumm-Modulation der Ausgangsimpulse vermieden.

Bei Punkt 6 erreichen die Synchronimpulse den Wert von etwa 60 V; sie werden über einen Kondensator von 1 nF einer Integrationskette zugeführt und gelangen auf das Gitter der EF 80, einer weiteren Abtrennröhre. Wie die nachgezeichneten Oszillogramme der Punkte 5 ... 7 (Abb. 18) bezeugen, bewirkt die Integration eine Überhöhung der Bildkipperimpulse gegenüber den Zeilenkipperimpulsen. Die EF 80 bekommt überdies eine solche Vorspannung, daß die restlichen, am Ausgang der Siebkette noch auftretenden Zeilenkipperimpulse im Sperrbereich dieser Röhre liegen und an der Anode der EF 80 nur negative Vertikalimpulse stehen, die der Anode des Sperrschwingers im Bildkipperteil zur Synchronisation über 100 pF zugeführt werden.

Übrigens ist der Anodenwiderstand der ECC 82 unterteilt, damit man bei Punkt 4 die dem Zeilenkipper zugehörigen Synchronimpulse mit der richtigen Amplitude (etwa 10 V) abnehmen kann. Die Größe von C_k in der Kathode des 2. Systems der ECC 82 hängt in gewissen Grenzen von der Schaltung des folgenden Zeilenkippergerätes ab; seine Dimensionierung hat auf die exakte Abtrennung der Bildkipperimpulse keinen Einfluß.

Tontell

Die Tonkanäle moderner Fernsehempfänger zeigen mit Ausnahme der anderen Zwischenfrequenz kaum Unterschiede gegenüber dem FM-Kanal im kombinierten Rundfunkempfänger. Üblich ist eine zweistufige Verstärkung der ZF; die letzte Stufe ist

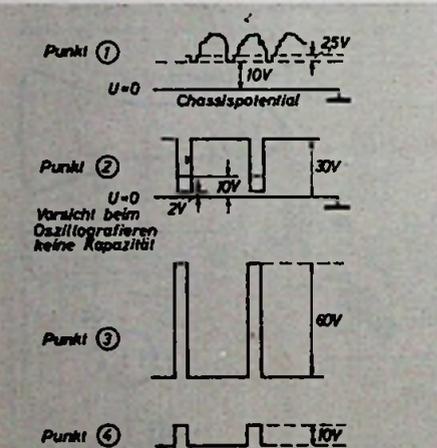


Abb. 14. Spannungen an den Punkten 1 ... 4 der Schaltung nach Abb. 13a

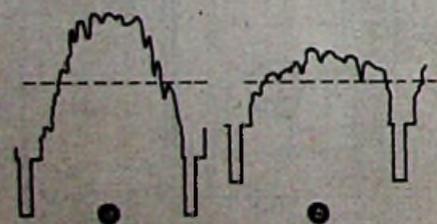


Abb. 15. Spannungsverlauf für volle (a) und geringe (b) Bildmodulation

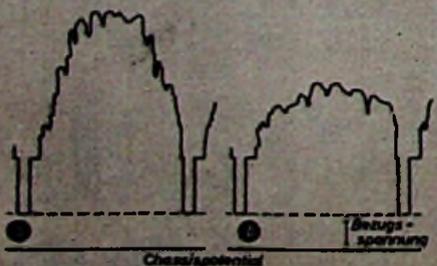


Abb. 16. Spannungsverläufe, nach Wiederherstellung der mittleren Bildhelligkeit

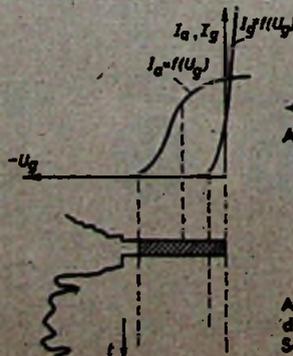
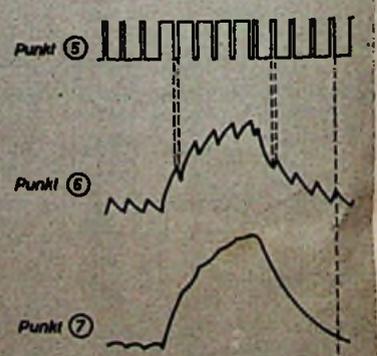


Abb. 17. I_a/U_g - und I_g/U_g -Kennlinie

Abb. 18. Spannungen an den Punkten 5 ... 7 der Schaltung nach Abb. 13 a



meist als Begrenzer vor dem folgenden Ratio-detektor geschaltet. Das ist insbesondere beim Differenzträgerverfahren wichtig, weil hier eine unerwünschte Modulation unterdrückt werden muß. Die Endstufe wird den Erfordernissen entsprechend ausgelegt. Für Tischempfänger genügt eine EL 41, für Standgeräte und insbesondere für Projektions-empfänger, die einen größeren Zuschauerkreis bedienen, sind entsprechend höhere Endleistungen und passende Lautsprecher nötig. Dank der hohen Verstärkung zwischen Antenne und Ton-Endstufe liegen die Empfindlichkeitswerte bei $\approx 10 \mu\text{V}$. Für den Fernsehempfang ist es charakteristisch, aber physikalisch zu erklären, daß in den Randgebieten, d. h. in größerer Entfernung vom Fernsehsender, stets zuerst der Ton hereinkommt. Oftmals ist schon lange brauchbarer bis guter Tonempfang möglich, ehe das erste flauere Bild den Rausch-schleier durchstößt.

In Stockholm hat man diesen Umständen Rechnung getragen und die Leistung der Tonsender auf $\frac{1}{4}$ der Bildsenderleistung begrenzt, während bis vor kurzem noch $\frac{1}{2} \dots \frac{1}{3}$ üblich war. Zu hohe Ton-Eingangsspannungen bedingen im ZF-Teil zusätzliche Saugkreise, die sich verstärkungsvermindernd auf die Bild-ZF auswirken. Der Beschauer wird durch das Bild so sehr in Anspruch genommen, daß der Ton tatsächlich nur eine Begleitung ist. An seine Qualität stellt man daher nicht jene Forderungen wie beispielsweise beim guten FM-Empfang; jedoch sollte ein Mindestmaß nicht unterschritten werden. Auf eine einfache Tonregelung in Form der üblichen Tonblende (etwa festes C und variables R nach Masse) kann nicht verzichtet werden. Dagegen scheint eine getrennte Tiefenregelung nicht erforderlich zu sein, es sei denn, man verwendet den FS-Empfänger tatsächlich zum UKW-Empfang. K. Tetzner

6 Drucktasten. Seine Eingangsschaltung verzichtet auf die für AM und FM-umschaltbare ECC 81 (bisherige Schaltung vgl. FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], Nr. 20, S. 545) und sieht als gesonderten UKW-Eingang ohne Umschaltung eine ECC 81 vor. Damit wird das Signal-/Rauschverhältnis verbessert und vor allem die verschärfte Forderung hinsichtlich der Oszillatorausstrahlung erfüllt. Nimmehr ergibt sich eine UKW-Empfindlichkeit von $5 \mu\text{V}$ (bezogen auf 12,5 kHz Hub und 26 db Rauschabstand).

„Allegro“: Auch hier wurde die Empfindlichkeit auf UKW gesteigert. Der Eingang ist jetzt mit EF 85 und EC 92 bestückt und bringt $2,5 \mu\text{V}$ (bezogen auf die obengenannten Werte); die FM-Trennschärfe liegt bei einer Verstärkung von 0,4 MHz bei 1 : 300. Mit 6 AM- und 9 FM-Kreisen entspricht die Schaltung dem „Andante“-Sichtbare Klangfarbenregelung und ein Hochtonlautsprecher sind weitere Verbesserungen.

„Andante S“ ist die Bezeichnung für die verbesserte Andante-Ausführung ... „S“ steht für Sonderklasse. Hier betreffen die Verbesserungen vorwiegend Klang und Bedienung; getrennte Höhen- und Tiefenregelung mit ebenfalls getrennter Anzeige, größeres Gehäuse und einige weitere Klangkorrekturen. Das Gerät ist auch in Allstromausführung vorhanden.

Alle Telefunken-Empfänger stehen im Zeichen des 50jährigen Telefunken-Jubiläums, das in diesem Jahre begangen wird (Gründungstag: 27. Mai 1903) und erhalten daher eine „Goldene Rückwand“.

Schaub baut Ferrit-Antennen ein

Schaub hat sich entschlossen, seine drei großen Empfänger mit Ferrit-Stabantennen und zusätzlicher HF-Vorstufe EF 94 auszurüsten — in der richtigen Erkenntnis, daß die in vielen Fällen hilfreiche Ferrit-Stabantenne ohne Vorröhre eine zu geringe Aufnahmefähigkeit besitzt. Die neuen Typenbezeichnungen lauten: „Oceanic“ WA (dieser Empfänger erhielt zugleich einen neuen UKW-Eingang mit 2X EC 92), „Wellsuper 54 A“ (an Stelle der bisher verwendeten EM 71 ist die EM 85 getreten) und „SG 54 A“.

Ganz neu ist der Mittelklassensuper „Atlantic W“ mit 6/9 Kreisen, 6 Drucktasten, Bestückung 2X EC 92, ECH 81, EF 93, EABC 80, EL 41, EM 85, EZ 80, Edelholzgehäuse und UKW-Kanaleichung auf der Skala.

Gleichzeitig wurde der Nachfolger des vorjährigen Koffereempfängers unter dem Namen „Amigo 3“ angekündigt.

KURZNACHRICHTEN

K. W. Wagner zum 70. Geburtstag

Am 22. Februar 1953 feiert ein Mann seinen 70. Geburtstag, der, wie selten einer, sein ganzes Leben der HF-Technik widmete. Schon mit 19 Jahren war K. W. Wagner am Technikum Frankenhäusen als Lehrer tätig; später arbeitete er bei Siemens und nach seiner Promotion zum Dr. phil am Telegraf-Versuchsamts Berlin. Während des ersten Weltkrieges war K. W. Wagner bei Telefunken dienstverpflichtet. Danach kehrte er wieder an das Telegrafentechnische Reichsamts zurück, dem er ab 1921 als Vizepräsident und 1923 als Präsident angehörte. 1925 nahm er die Berufung als ordentlicher Professor für Schwingungslehre an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg an, wo er die Errichtung des Heinrich-Hertz-Instituts für Schwingungsforschung anregte. Über die zahlreichen wissenschaftlichen und technischen Arbeiten, die K. W. Wagner während seiner verschiedenen Tätigkeiten leistete, kann man nicht einmal referierend berichten; sie alle zu nennen, würde Seiten füllen. Zwei literarische Arbeiten seien aber besonders hervorgehoben, und zwar sein bahnbrechendes Buch „Elektromagnetische Ausgleichsvorgänge in Freileitungen und Kabeln“ und sein Werk über die Operatorenrechnung, mit dem er eine grundlegende mathematische Studie schuf, die für den Elektrotechniker unentbehrlich geworden ist. K. W. Wagners technische Leistungen werden sicherlich anlässlich seines 70. Geburtstages von zuständigen Stellen gewürdigt werden. Uns sei nur gestattet, den Menschen K. W. Wagner besonders hervorzuheben, der durch warmherzige Förderung seiner Studenten und jüngeren Ingenieure immer ein leuchtendes Beispiel eines Hochschul-Professors war. Auch heute noch ist er mit jugendlichem Elan allen technischen Problemen aufgeschlossen, und immer steht er Fragenden mit Rat und Tat zur Seite. Wir hoffen, daß K. W. Wagner noch viele Jahre der Wissenschaft erhalten bleibt. Die FUNK-TECHNIK wünscht Herrn Prof. Wagner zu seinem Ehrentage alles erdenkliche Gute und noch viele Jahre schöpferischer und publizistischer Tätigkeit.

Neuer Mittelwellensender des SDR

Zur Verbesserung der schlechten Empfangsbedingungen im Gebiet Heilbronn-Neckarsulm-Mosbach begann Ende Dezember ein neuer Mittelwellensender des Süddeutschen Rundfunks seine Tätigkeit auf 1169 kHz = 257 m; er steht bei Heilbronn-Obereisenheim und überträgt von Montag bis Freitag 15.00 ... 18.30 Uhr und ab 20.05 Uhr das 1. Programm, dazwischen das 2. Programm des SDR. Sonnabends und sonntags wird von 15.00 bis 20.05 Uhr das 2. Programm und anschließend das 1. Programm verbreitet. Die Frequenz 1169 kHz wurde in Kopenhagen der UdSSR zugeteilt, z. Z. ist sie ab 16.00 Uhr von Kiew II (100 kW) belegt; Mitbenutzer sind Triest III, eine portugiesische Station und Ulm-Jüngingen des SDR. Sämtliche Sender haben Leistungen unter 5 kW.

DM 70 und DM 71

In der FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], Heft 13, S. 359, veröffentlichten wir bereits einige Daten des Magischen Striches DM 70. Die Elektro-Spezial GmbH hat die Valvo-Abstimmanzelgeröhren DM 70 und DM 71 in ihr Programm aufgenommen. Diese Röhren in Subminiaturtechnik eignen sich besonders für Batteriegeräte. Beide Ausführungen

haben die gleichen technischen Daten. Die DM 70 wird (wie in Heft 13 [1952], S. 359, in der Abbildung gezeigt) mit langen Anschlußdrähten zum Einlöten in die Schaltung geliefert, während die DM 71 zum Einstecken in eine Fassung vorgesehen ist.

Die Katode läßt sich mit Gleich- oder Wechselstrom heizen. Heizdaten sind: 1,4 V, 25 mA. Der günstigste Bereich für die Anodenspannung liegt zwischen 60 und 90 V.

Die Abstimmanzeige der beiden Röhren arbeitet nach einem neuartigen Prinzip. Die Röhren entsprechen im Aufbau einer Triode mit hintereinander angeordneten ebenen Elektroden. Die Anode ist mit einer fluoreszierenden Schicht bedeckt, und das Gitter hat eine längliche Öffnung, vor der der Heizfaden angebracht ist. Die Öffnung im Gitter hat die Form eines Ausrufungszeichens.

Die inzwischen bekanntgegebenen endgültigen Kurven weichen von den in Heft 13 [1952] auf Seite 359 veröffentlichten nur wenig ab.

Verbesserte Telefunken-Empfänger

Die Erfahrungen der zurückliegenden Monate veranlaßte Telefunken, einige seiner Empfänger in Einzelheiten zu verbessern und sie den Publikums Wünschen noch mehr anzupassen.

„Dacapo“: Neben der bisherigen Ausführung erschien Ende Januar ein neues Modell mit

Daten der deutschen Fernsehsender

Die Tabelle gibt alle wichtigen Daten der deutschen Fernsehsender wieder. Dabei ist zu beachten, daß es nicht korrekt ist, wenn die Senderausgangsleistung mit dem Antennengewinn multipliziert wird, um die effektive Strahlungsleistung zu erhalten. Vielmehr muß der Verlust im Antennenkabel berücksichtigt werden, der im allgemeinen zwischen 10 und 20% der Senderausgangsleistung erreicht. Über die bisherigen Empfangsergebnisse wird auf S. 122 berichtet.

Standort geograf. Lage	Kanal	Frequenz		Leistung		Her- steller	Antenne	Antennen- höhe über NN	Leistungs- gewinn	Her- steller	Träger- mast	Verant- wortlich für den techn. Betrieb
		Bild MHz	Ton MHz	Bild kW	Ton kW							
Berlin- Witzleben 13° 16' 48" Ost 52° 30' 23" Nord	6+	182,2605	187,7605	1	0,25	Siemens	4fach Schmetter- ling	196	4	Tele- funken	Funkturm Witzleben	Deutsche Bundes- post
Hamburg- Billwärder 10° 06' 19" Ost 53° 31' 16" Nord	6.	182,2600	187,7500	10	3	Siemens	4 x 4 Achter- felder	175	12	Siemens	MW- Gittermast	NWDR
Hannover- Hemmingsen 09° 44' 28" Ost 52° 19' 27" Nord	8-	196,2395	201,7395	1	0,25	Tele- funken	4 x 2 Achter- felder	140	6	Siemens	MW- Rohrmast	NWDR
Köln-Hoch- haus Hansaring 06° 57' 09" Ost 50° 57' 01" Nord	8.	196,2500	201,7500	1	0,25	Siemens	4fach Schmetter- ling	122	5,8	Robbe & Schwarz	Hochhaus	NWDR
Langenberg- Hordtberg 07° 08' 28" Ost 51° 21' 09" Nord	6-	182,2395	187,7395	10	3	Tele- funken	4 x 4 Achter- felder	445	12	Siemens	Gittermast	NWDR

Die tiefgestellten Zeichen + — an der Kanalzahl geben Auskunft darüber, ob der Sender genau die international festgelegte Frequenz (±) benutzt oder im sogenannten „Offset-Verfahren“ + 10,5 kHz bzw. — 10,5 kHz davon abweicht. —

Der Fernseh-Versuchssender der Deutschen Bundespost auf dem Feldberg/Ts. (1/0,25 kW) arbeitet auf Kanal 8+, der Relaisender Hübbeck/Elbe auf Kanal 8°, wahlweise in Richtung Hamburg oder Berlin.

Ionosphärenforschung Einführende Übersicht

(Fortsetzung aus H. 3, S. 76)

Aus der großen Menge vorbildlicher Registrierungen, die vorliegen, hat man sich das folgende Bild machen können:

In rund 100 km Höhe liegt eine Schicht, die nur in den Tagesstunden vorhanden ist; man nennt sie die E-Schicht. Genauere Untersuchung zeigt, daß es zwei engbenachbarte Schichten, E_1 und E_2 , sind; ferner, daß ganz unregelmäßig — auch nachts — in dieser Höhe eine sogenannte „sporadische“ E-Schicht auftreten kann.

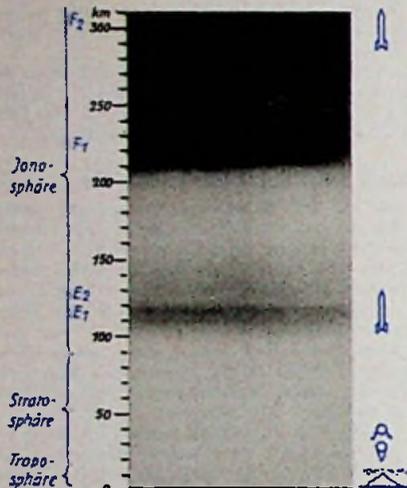


Abb. 9. Ionisationsdichte in der hohen Atmosphäre

Darüber folgt in größerer Höhe die F_1 -Schicht; auch sie ist nur tagsüber und in unseren Breiten nur im Sommer vorhanden. In 300 km Höhe schließlich liegt die F_2 -Schicht, die Tag und Nacht feststellbar ist und normalerweise die höchste Ionisationsdichte von allen Schichten zeigt. Nicht auf den Aufnahmen zu sehen ist die D-Schicht, die in rund 60 km Höhe angesetzt wird; man erhält von ihr mit der hier benutzten Methode keine Echos. Ob oberhalb der F-Schicht noch ionisierte Gebiete liegen, ist nicht mit Sicherheit zu sagen, weil wir Gebiete geringerer Ionisation dort nicht feststellen können (sie werden durch die F-Schicht abgedeckt). Jedenfalls aber gibt es kein Gebiet oberhalb des F-Niveaus, das stärker als dieses ionisiert ist. Übrigens ist auch der Bereich zwischen der E- und F-Schicht infolge der Abdeckung etwas „unsicher“. Abb. 9 vermittelt einen guten Eindruck von der Ionisationsverteilung, wie sie sich auf Grund der Messungen ergibt; die in Abb. 2 (Heft 3) angedeuteten Schichten sind nur schematisch zu werten. Es war im ersten Teil schon gesagt, daß die Beobachtung der Grenzfrequenz ein Maß für die Ionisierung liefert. Man wird, da die Sonnenstrahlung Ursache der Ionisation ist, zunächst erwarten, daß ein merklicher Einfluß der Tages- und Jahreszeit vorhanden ist. Die Ionisation müßte um so stärker sein, je höher die Sonne steht. Wie Abb. 10 zeigt, ist das in der E-Schicht auch sehr gut erfüllt, der Gang der Grenzfrequenz folgt sehr sauber dem Sonnenstand (es ist eine recht einfache Abhängigkeit vom Cosinus des Zenith-

winkels), und der Sommerwert liegt höher als der Winterwert. Nachts ist, wie schon festgestellt, die E-Schicht nicht vorhanden. Die sporadische E-Schicht folgt keinem einfachen Gesetz. Sie tritt ganz unregelmäßig auf, mit einer statistischen Häufung im Sommer und in den Tagesstunden; ihre Grenzfrequenz kann sehr hohe Werte annehmen. Eigentlich hat man es gar nicht mit einer Schicht zu tun, sondern mit meist relativ kurzlebigen Ionisationswolken von u. U. erheblicher Dichte, deren Entstehungsmechanismus noch ziemlich unklar ist — in jedem Falle ist es etwas grundsätzlich anderes als bei der normalen E-Schicht. Da es sich hier nicht um eine der regelmäßig vorhandenen Schichten handelt, wollen wir sie zunächst außerhalb der Betrachtung lassen.

Die F_1 -Schicht weist in ihrem Ionisationsverlauf sehr große Ähnlichkeit mit der E-Schicht auf; auch hier gilt ein einfacher Zusammenhang zwischen Sonnenstand und Grenzfrequenz. Dagegen ist die F_2 -Schicht in ihrer Reaktion auf die Ionisationsursache sehr viel temperamentvoller; Abb. 11 läßt den großen Unterschied im Grenzfrequenzverlauf erkennen. Aber nicht nur Tages- und Jahreszeit gehen hier ein, sondern die F_2 -Schicht hat auch eine ausgeprägte Abhängigkeit vom Sonnenfleckenzyklus; Abb. 12 zeigt das am Vergleich der Grenzfrequenzen der E- und F-Schicht sehr deutlich. In den Jahren des Fleckenmaximums ist die Grenzfrequenz ganz erheblich höher als im Sonnenfleckenminimum; das macht sich in Zeiten, in denen wir sehr nahe an einem Fleckenminimum sind, im Funkverkehr ziemlich unangenehm bemerkbar. Wir werden das an Hand eines praktischen Falles gleich noch besser einsehen. Die F_2 -Schicht ist übrigens auch ein äußerst empfindlicher Indikator für Veränderungen in der ionisierenden Strahlung, und gerade die Beobachtung ihrer täglichen Schwankungen liefert wertvolle Rückschlüsse über die Vorgänge auf der Sonne.

In den Registrierungen der Abb. 8 fällt noch auf, daß sich das F-Echo am Ende in zwei etwa 0,7 MHz auseinanderliegende Äste spaltet. Der Grund liegt darin, daß die Ionosphäre unter dem Einfluß des Erdmagnetfelds doppelbrechend wirkt und die auftreffende Welle in zwei gegenläufig zirkular polarisierte Komponenten aufspaltet. Die „ordentliche“ Komponente, auf der Nordhalbkugel linkszirkular polarisiert, benötigt zur Reflexion eine etwas höhere Trägerdichte als die außerordentliche Komponente. Deshalb verschwindet in den Aufnahmen zuerst das Echo der ordentlichen und dann — 0,7 MHz später — das Echo der außerordentlichen Komponente. Da man die Stärke des Erdmagnetfelds in der Höhe der F-Schicht kennt, kann man aus der Größe der Aufspaltung schließen, daß dort vorzugsweise freie Elektronen als Ladungsträger wirksam sind.

Nachdem wir uns dergestalt einen Überblick über die Schichten und ihre normalen Veränderungen verschafft haben, können wir die praktische Bedeutung

untersuchen. Es war schon früher erwähnt, daß die Ionisation nicht an allen Teilen der Erde gleich ist; das ist nach Betrachtung der den Tages- und Jahresgang der Grenzfrequenzen darstellenden Abbildungen nun leicht einzusehen. Auch die geografische und geomagnetische Breite spielen noch eine erhebliche Rolle. Man ist aber in der Lage, auf Grund der an vielen Stellen der Erde laufend vorgenommenen Lotungen typische Ionisationskarten zu zeichnen — ähnlich den Wetterkarten —, die für einen bestimmten Zeitpunkt den mittleren Ionisationsverlauf eines Gebietes wiedergeben. Mehr noch: Auf Grund der Erfahrung lassen sich innerhalb gewisser Grenzen auch Vorhersagen machen, wie sich an einem bestimmten Ort die Grenzfrequenz zu einem nicht zu weit in der Zukunft liegenden Zeitpunkt im Mittel verhalten wird. Es ist wichtig, das „im Mittel“ zu betonen, weil sich die Vorhersagen, Karten usw. hauptsächlich auf die F_2 -Schicht beziehen, die aber bereits von Tag zu Tag erhebliche Schwankungen zeigt und durch Ionosphärenstörungen kurzzeitig völlig aus dem Rahmen der Vorhersage fallen kann. Nur eine Aussage über den

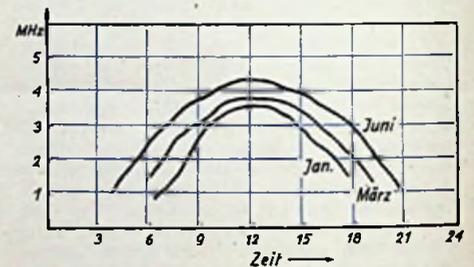


Abb. 10. Tagesgang der Grenzfrequenz in der E-Schicht (Monatsmittel für Januar, März, Juni)

mittleren Verlauf ist daher möglich und sinnvoll. Kennt man derart über einem gegebenen Ort die Ionisationsdichte (also entweder aus der Vorhersage oder durch direkte Messung), so erlaubt die Reflexionsbeziehung eine Aussage über die höchste noch reflektierte Frequenz. Um dies gleich am praktischen Beispiel zu zeigen: Hat man etwa eine Strecke von 3000 km zu überbrücken, so interessieren speziell die Verhältnisse an dem 1500 km entfernten Reflexionspunkt. Aus der früher gegebenen Umrechnungsformel kann man sich dann die höchste noch übertragene Frequenz bei gegebener Ionisationsdichte ausrechnen und bekommt so die obere Grenze des nutzbaren Frequenzbereichs. Die untere Grenze setzt der Einfluß der bisher nur beiläufig erwähnten D-Schicht, die eine um so stärkere Dämpfung bewirkt, je niedriger die Frequenz ist, eine Erscheinung, die aus dem Unhörbarwerden ferner Rundfunksender in den Tagesstunden allgemein geläufig ist. Auch die geringen Lautstärken, die z. B. an einem Sommermittag im 80-m-Band herrschen, sind hierauf zurückzuführen. Die tiefste noch brauchbare Frequenz richtet sich also nach der noch zulässigen Übertragungsdämpfung. Abb. 13 illustriert dies für 4

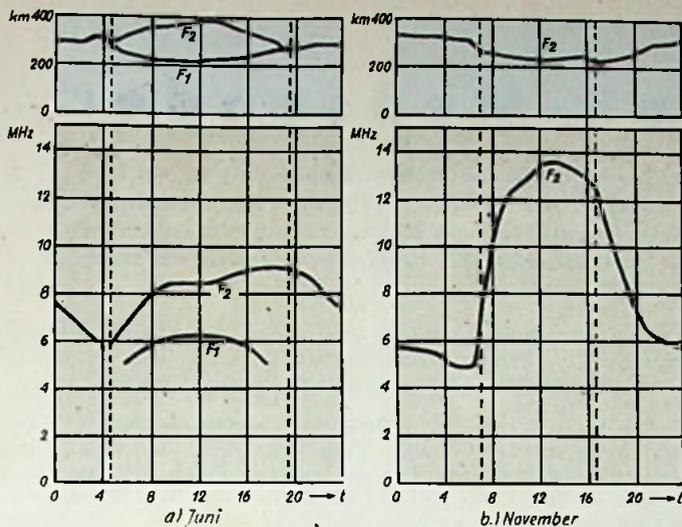


Abb. 11. Tagesgang der Grenzfrequenz in der F-Schicht (Monatsmittel)

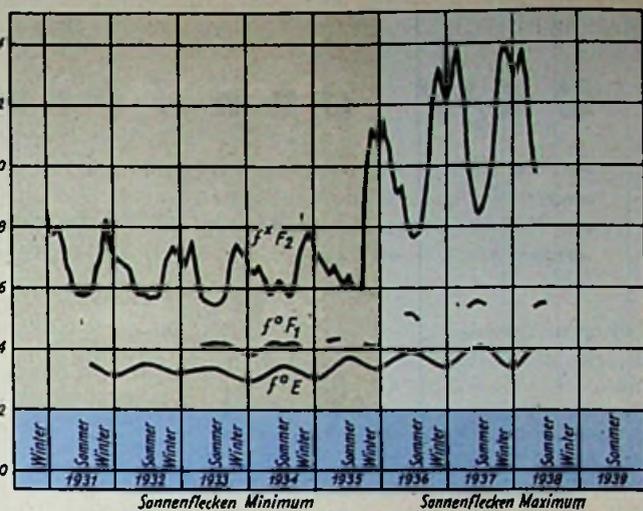


Abb. 12. Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Sonnenfleckenzyklus

verschiedene Entfernungen an einem schematischen Fall. Natürlich wird man für die Praxis eine Frequenz aus dem brauchbaren Bereich wählen, die für einen möglichst großen Teil des Tages (oder Jahres) benutzbar ist. In der Abbildung wäre das für 500 km mit etwa 3,5 MHz gerade den ganzen Tag über möglich; hingegen käme man bei 2000 km nicht um einen Wechsel zwischen einer niedrigen Nachtfrequenz und einer höheren Tagesfrequenz herum.

Ein anderer praktischer Fall; er ist z. B. beim Kurzwellenrundfunk manchmal gegeben: Man will ein möglichst großes Gebiet um unmittelbaren Umkreis des Senders versorgen. Praktisch bedeutet dies folgendes: Da die Bodenwelle auf Kurzwellen rasch abklingt, muß schon in geringer Entfernung vom Sender eine brauchbare Raumwellenübertragung vorhanden sein. Das bedingt aber steilen Einfall auf die Schicht, so daß Grenzfrequenz und höchste Übertragungsfrequenz nahe beisammen liegen. Da man einen gewissen „Sicherheitsabstand“ von der Grenzfrequenz haben möchte, um die nutzbare Zeit zu verlängern und um auch von Schwankungen der Ionosphäre weniger abhängig zu sein, werden derartige Rundfunkdienste bevorzugt in das 50- (und 42-)m-Rundfunkband gelegt, für die über einen erheblichen Teil des Jahres die Bedingung erfüllt ist, daß (wenigstens

tagsüber) die Grenzfrequenz höher liegt als die Senderfrequenz. In diesem Fall beginnt die Versorgungszone unmittelbar am Sender selbst. Umgekehrt: Liegt die Senderfrequenz höher als die Grenzfrequenz, dann kann erst von einem bestimmten Schrägeinfallswinkel ab diese Frequenz wieder zur Erde reflektiert werden. Der erste reflektierte Strahl trifft also in einiger Entfernung vom Sender auf. Zwischen diesem Punkt und der kleinen um den Sender herum liegenden Zone der Bodenwellenhörbarkeit liegt ein Gebiet, in dem kein Empfang möglich ist, die „Tote Zone“. Abb. 14 zeigt die Verhältnisse an einem Wintertag im Fleckenminimum. Die Tote Zone ist um so ausgedehnter, je tiefer die Grenzfrequenz im Vergleich zur Senderfrequenz liegt. Übersee-Kurzwellensender, die im eigenen Lande nicht gehört zu werden brauchen, verwenden daher möglichst hohe Frequenzen (dort ist die Dämpfung geringer), wobei die Grenzen des nutzbaren Bereichs in ähnlicher Weise bestimmt werden, wie oben gezeigt wurde. Es läßt sich nun auch leicht einsehen, daß sich kommerzielle Dienste stets Frequenzen zu sichern suchen, die für eine gegebene Aufgabe möglichst lange verwendbar sind; auch die schon oben gezeigte Notwendigkeit eines Wechsels zwischen Tag- und Nachtfrequenz wird nochmals deutlicher. (Schluß folgt)

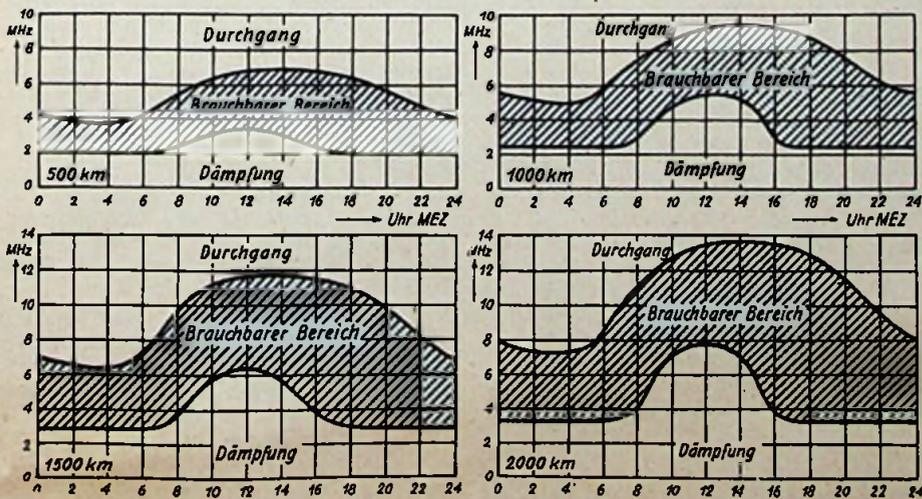
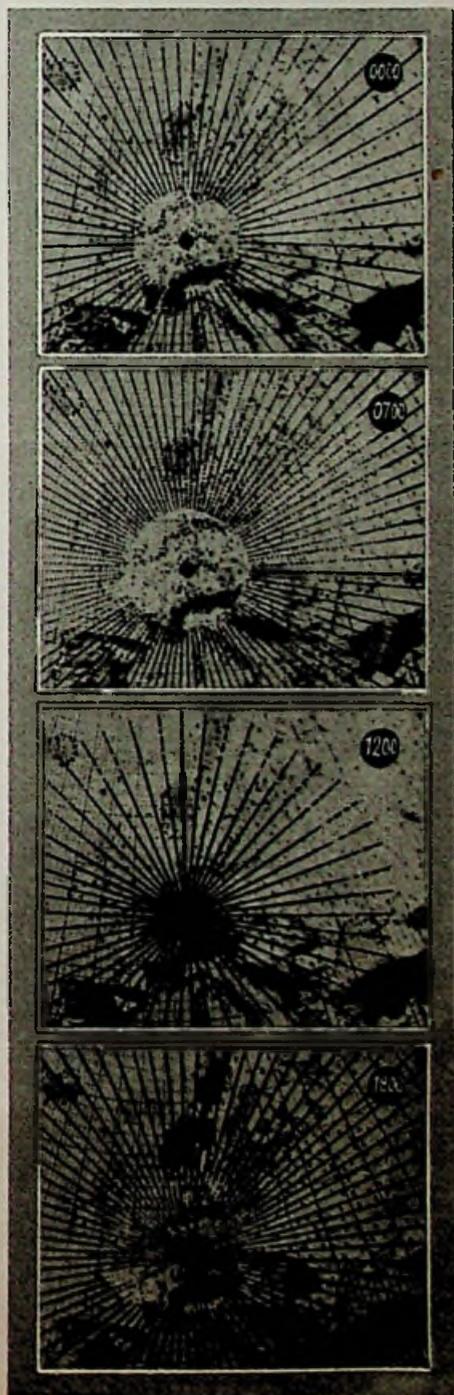


Abb. 13. Brauchbarer Frequenzbereich für 4 verschiedene Entfernungen im Verlauf eines Tages (schem.)

Abb. 14 (rechts). Verlauf der Toten Zone zu verschiedenen Zeiten an einem Wintertag (5000 kHz, 1 kW). In der um den Sender liegenden hellen Zone ist kein Empfang möglich. Gebiete unsicheren Empfangs sind gestrichelt; ausgezogene Linien geben die eigentliche Empfangszone an



UKW- und Fernseh-Meßsender

Für die Entwicklung, Prüfung, Fertigung und Instandsetzung von UKW- und Fernseh-Empfängern ist ein Meßsender zweifellos das notwendigste Gerät. Er soll möglichst vielseitig sein; indessen bedingen Größe, Handlichkeit und Preis eine Begrenzung. Im folgenden sollen die einzelnen Forderungen und Lösungsmöglichkeiten diskutiert werden. Als Ziel wird gesetzt, ein Maximum des Quotienten „Leistungsfähigkeit zu Gestehungskosten“ zu finden.

I. Frequenzbereiche

Seit der Stockholmer Fernseh-Konferenz sind die Kanäle K 2 bis K 11 (47 ... 68 und 174 ... 223 MHz) zu erfassen. Zur Sicherheit wird man die nicht freigegebenen Kanäle mit berücksichtigen.

Festliegend sind weiterhin: Der UKW-Bereich (87,5 ... 100 MHz), die UKW-ZF (10,7 MHz) und der Tonbereich im Inter-carrier-Verfahren (5,5 MHz). Die beiden letzten Bereiche werden zweckmäßig auf ± 300 kHz gedehnt werden, um einerseits eine genügend große Ablesegenauigkeit zu erhalten und um andererseits auch die Flanken untersuchen zu können. Noch nicht festgelegt sind die Fernseh-Zwischenfrequenzen. Läßt man zunächst die Lücke zwischen Band I und III außer Betracht, dann ist die obere ZF-Grenze durch K 2 bzw. durch K 1 bestimmt. Die bisherige Entwicklung hat gezeigt, daß man etwa bei 20 MHz die kleinste zu erwartende Bild-ZF anzusetzen hat. Die Gründe hierfür sind u. a.: Bei kleineren Bild-Zwischenfrequenzen sind größere Störfeldstärken aus dem KW-Band zu erwarten; mit kleinerer ZF ist der Frequenzabstand des HF- und Oszillatorkreises geringer; die Oszillatorausstrahlung ist bei gleichem Aufwand also höher anzusetzen.

Innerhalb des somit zu erwartenden Bild-ZF-Bereiches ist unter Verwendung moderner Röhren (z. B. EF 80) die elektronische Bedämpfung geringer als die notwendige Gesamtbedämpfung. Die Wahl der ZF wird daher durch das Berücksichtigen der Harmonischen der Bild- und Ton-ZF bedingt.

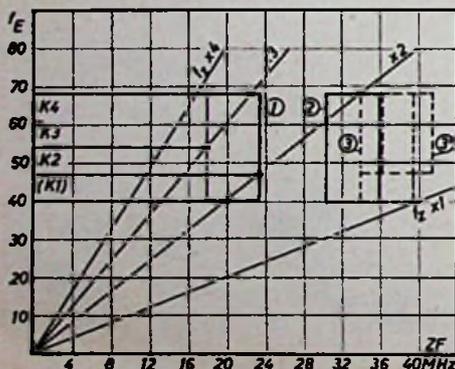


Abb. 1. Wahl der Fernseh-ZF unter Berücksichtigung der Störungen durch Harmonische

Abb. 1 läßt erkennen, daß nicht viele störarme Zwischenfrequenzen existieren. Im Diagramm sind neben der Grundwelle die in Frage kommenden 2., 3. und 4. Harmonischen der ZF eingetragen. Nun wird man danach trachten, daß wenigstens die von den Trägern, also der Bild- und besonders der Ton-ZF gebildeten Oberwellen nicht in den HF-Kanal für Bild und Ton fallen; sie würden sonst mitverstärkt werden und am Schirm zu einem

Balkenmuster entsprechend der Interferenzfrequenz führen. Die in der Mischröhre selbst gebildeten Überlagerungen sind im allgemeinen von weitaus geringerer Stärke. Auch die Oberwellen des Bildinhaltes stören wegen ihres unregelmäßigen und nur kurzzeitigen Auftretens bedeutend weniger. Ebenso haben die Oberwellen des Bildverstärkers und Gleichrichters nur geringen Einfluß, weil

bauen. Hierbei sei nicht nur an Meßsender gedacht, sondern auch an Wobbler und an Quarzeichmarkengeber.

Spreizung und Ablesegenauigkeit

Beim Parallelton-Fernseher wird die größte Ablesegenauigkeit für die Kontrolle und Einstellung der Ton-ZF benötigt. Während sich die Fabrikation (quarzkontrollierter) Fest-Frequenzsender

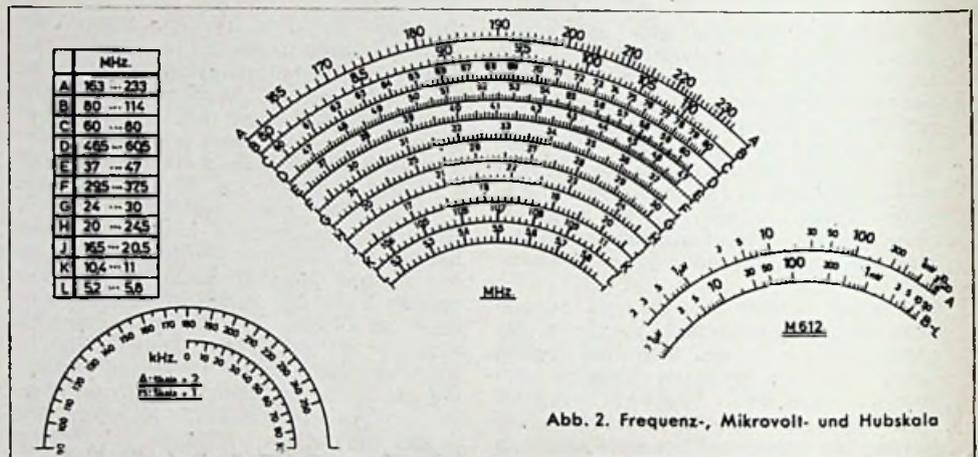


Abb. 2. Frequenz-, Mikrovolt- und Hubskala

man mit dem Kontrast so weit zurückgeht, bis keine Übersteuerungen erfolgen. Im Tonteil wird jedoch zur Amplitudenmodulationsunterdrückung begrenzt. Die Praxis zeigt, daß besonders bei Grenzerröhren sowie bei der FM-AM-Umsetzung mit Röhren vom Typ EQ 80 besonderes Augenmerk auf die Oberwellenfernhaltung bzw. auf ihre Unterdrückung zu richten ist.

Folgende Zwischenfrequenzen sind zu erwarten (Abb. 1):

Lfd. Nr.	Bild-ZF [MHz]	Ton-ZF [MHz]
1	23,5	18,0
2	36,0	30,5
3	z. B.: 39,5	34,0
3'	allg.: 39,5 ... 41,5	34 ... 36

Die Möglichkeit 3 bzw. 3' besteht nur, wenn man auf den Kanal 1 auch in Zukunft verzichtet. Der Aufwand an ZF-Sperren gegen K 1 wäre selbst bei 39,5-Bild- und 34-MHz-Ton-ZF gegen 40 MHz zu groß.

Zu vermeiden wären ferner die Frequenzen der HF-Generatoren für medizinische und industrielle Zwecke (13,56, 27,12 und 40,68 MHz) und die Amateurbänder, um Störungen aus der Nachbarschaft bereits in der Planung zu vermeiden. Bei der Möglichkeit 1 (Bildkanal 18,5 bis 23,5 MHz) können künftig Störungen durch das 21-MHz-Amateurband erwartet werden. Ein universeller Meßsender müßte demnach einen ZF-Bereich von etwa 16,5 MHz bis (einschl.) K 1 aufweisen, solange keine verbindliche ZF-Normierung vereinbart ist. Diese Normierung wäre wünschenswert, um rechtzeitig einen Service mit erträglichen Mitteln aufzu-

bedienen wird, muß der Service alle zu erwartenden Zwischenfrequenzen mit ausreichender Ablesegenauigkeit zur Verfügung haben.

Mit Rücksicht auf das Laufen des ersten Oszillators und unter angemessener Abschätzung der Fehlbedienung wird man die Ton-ZF einschließlich des geraden Teiles des Diskriminators wenigstens ± 200 kHz breit machen. Diese Bestrebungen zeichnen sich bereits im UKW-Gerätebau ab und haben bei FS-Empfänger um so mehr Berechtigung, als die höheren Kanäle mehr als zweifache UKW-Frequenz haben und bei einigermaßen brauchbarem Bild das Signal- zu Rausch-Verhältnis im Ton stets mehr als ausreichend sein muß. Mit ± 50 kHz Ablesegenauigkeit wird man daher im Service leicht auskommen können.

Sollen zur Sicherheit etwa ± 25 kHz eindeutig einzustellen sein, so ist der Bereich von 16,5 bis 47 MHz in 5 Bereiche aufzuteilen, wenn eine mittlere Zeigerlänge von 80 mm und eine 90°-Skala vorausgesetzt wird.

Mit einem Mayr-Schalter vom Typ E 7 und einem 2×32 -pF-Schmetterlingsdrehkondensator (Hopt) lassen sich die gestellten Forderungen erfüllen. Es ergeben sich folgende Bereiche (s. a. Abb. 2):

A 163 ... 233 MHz	G 24 ... 30 MHz
B 80 ... 114 "	H 20 ... 24,5 "
C 60 ... 80 "	I 16,5 ... 20,5 "
D 46,5 ... 60,5 "	K 10,4 ... 11 "
E 37 ... 47 "	L 5,2 ... 5,8 "
F 29,5 ... 37,5 "	

Abb. 5 zeigt das Spulenaggregat.

II. Frequenzkonstanz

Die Forderungen an die Frequenzkonstanz eines Meßsenders werden noch höher liegen als Forderungen an die Ablesegenauigkeit. Für das Arbeiten des FS-Gerätes ist es gleichgültig, ob man den Tonkanal auf 18,00 MHz oder mit beispielsweise 0,2% Abweichung auf 18 036 kHz legt. Unangenehmer aber wäre es, wenn der Meßsender während der Messung läuft und die Reproduzierbarkeit in Frage gestellt sein würde. Dies gilt besonders dann, wenn man die Messungen „über alles“, also über den HF-Eingang durchführt. Daher wird man alle wärmeliefernden Teile (einschl. der Röhre) außerhalb des inneren Kastens anordnen. Ferner verlasse man sich nicht allein auf die Möglichkeit der Temperaturkompensation, sondern trachte danach, mit möglichst wenig Ausgleichsmitteln zu arbeiten, damit durch die Unterschiede in der Anwärmgeschwindigkeit nicht allzu große Vorheizzeiten benötigt werden. Die „ECO-Schaltung“ scheidet wie jede Anordnung mit hochliegender Katode aus, weil bei allen modernen Schnellheizkathoden die Änderung der Kapazität des Brenners zur Katode eine lange Einbrennzeit ergibt. Änderungen der Heizspannung (Netzspannung) bedingen außerdem Frequenzänderungen, und die Wechselstromheizung ergibt Kapazitätsänderungen im 100-Hz-Rhythmus, wodurch frequenzmodulierter Brumm auftritt. Für die Anwendung als Oszillator scheint demnach die Kathodenbasisschaltung weitaus überlegen.

Weiterhin ist die Schaltung so aufzubauen, daß nicht der ganze Schwingkreis an der Gitter-Kathoden-Strecke liegt. Auch bei vernachlässigbarer Schirmgitter- und Anodenbelastung erfordert der Endzustand der Ausdehnung der Gitterwindungen infolge Erwärmung durch die Katode eine längere Einbrennzeit. Schwankungen der Betriebsspannungen wirken ebenfalls stärker auf die Eingangskapazität als auf die übrigen Röhren-Teilkapazitäten. Wenn auch im UKW-Gebiet die zum sicheren Schwingen notwendigen Gitterwechselspannungen nicht mehr kleiner als etwa $\frac{1}{3}$ bis $\frac{1}{5}$ der Anoden- oder

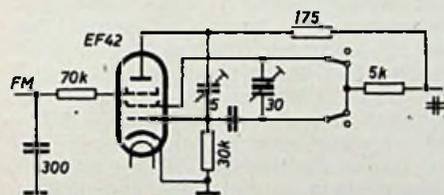


Abb. 3. Frequenzmodulation durch Blindkomponente und Raumladungskapazität

Schirmgitter-Wechselspannung gemacht werden können, so ist die Übersetzung mit \dot{u}^2 doch geeignet, die Schwankungen durch C_0 auf $\frac{1}{10}$ oder weniger herabzusetzen. Als Röhre hat sich aus diesem Grunde besonders die steile EF 42 bewährt.

Abb. 4 läßt den Aufbau erkennen. Ohne zusätzliche Temperaturkompensation bleibt der Meßsender nach 5 Minuten vom kalten Start bei 100 oder 200 MHz innerhalb 0,04% der eingestellten Frequenz konstant.

Die Röhrenfassung ist zur Verringerung eventueller Mikrofonie auf Gummibei-lagen gesetzt. Die Zuleitungen sind durch Folienbändchen mit dem Schwingkreis-bügel verbunden.

Abb. 4. Ansicht des Meßsenders „M612“ von K. Heucke bei geöffnetem Innengehäuse

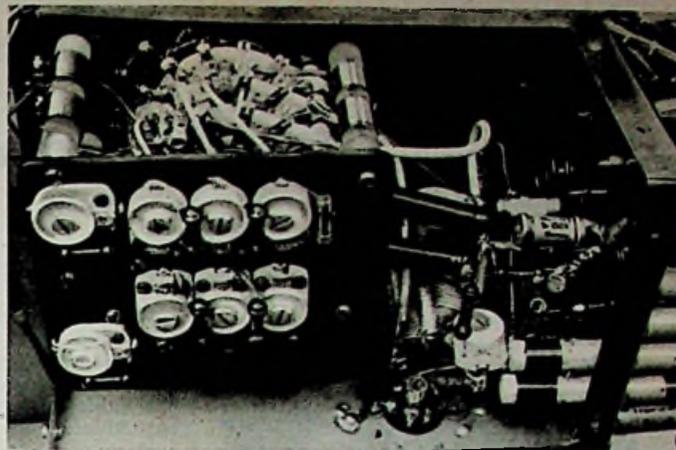
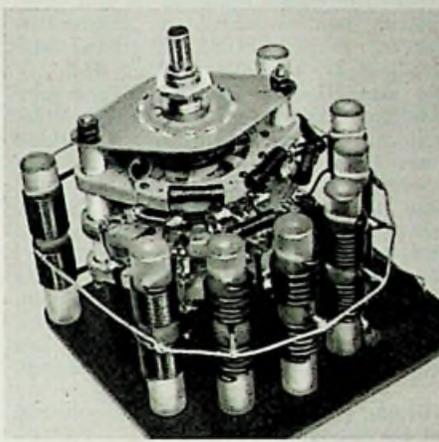


Abb. 5 (unten). Spulenaggregat mit Schalter

Spulendaten:

Bereich A:	Lecherleitung, 3 mm \varnothing
B:	desgl.
C:	3 Wdg.: 1,5 mm CuL
D:	7 .. 1,5
E:	11 .. 1,5
F:	15 .. 1,5
G:	19 .. 1,0
H:	23 .. 1,0
I:	29 .. 0,8
K:	27 .. 1,0
	+ 65 pF
L:	71 .. 0,3
	+ 20 pF

Spulendurchmesser 10,5 mm, Spulenlänge 2 x 15 mm.



III. Frequenzmodulation

Üblicherweise sieht man eine separate Modulatorröhre für FM vor. Es sind auch Schaltungen bekanntgeworden, die die Änderung der Kapazität des Schirmgitters bei Negativsteuerung des Bremsgitters ausnutzen. Versuchsreihen zeigen, daß die Röhrenstreuungen jedoch erheblich sind, und AM bei FM nicht bei allen Röhren ausreichend unterdrückt werden kann.

Abb. 3 zeigt eine Schaltung, die diese Nachteile ausreichend vermeidet. Hierbei wird die Frequenzmodulation durch Kombination zweier Effekte erreicht; der erste ist die obengenannte Raumladungskapazitätsänderung, der zweite wird durch die bekannte 90°-Blindmodulation erreicht, wobei die Anodenwechselspannung auf das erste Gitter wirken muß.

Diese Schaltung hat folgende Vorteile:

- 80% der EF 42 liefern ähnliche Resultate hinsichtlich Hubgröße und AM-Unterdrückung;
- der Aufwand ist nur eine statt der zwei Röhren;
- dadurch werden die eventuellen Kontrollen auf Röhrenaussfall (statistisch) auf 50% herabgesetzt;
- die Röhre ist schirmgitter- und anodenseitig äußerst gering belastet, so daß die maximale Lebensdauer erwartet werden kann.

Abb. 6. Flanke des Bildkanals mit Störung durch eine Harmonische aus dem Tonkanal infolge ungenügender Verdrosselung

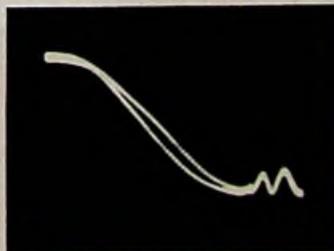
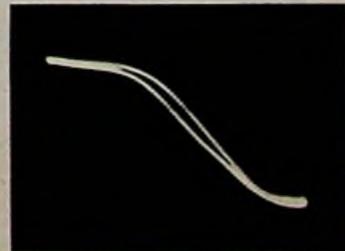


Abb. 7. Flanke des Bildkanals, wie Abb. 6, jedoch EQ 80 verdrosselt



Folgende Werte der AM treten bei FM auf:

Statische Messung: < 5% bei 75 kHz Hub.

Dynamische Messung: < 2% bei 75 kHz Hub.

Wie in jeder FM-Schaltung ist auch hierbei der Hub nach der Frequenz nicht konstant. Für den UKW- und früheren Fernsehbereich ist eine Diskussion dieses Punktes vielleicht uninteressant. Mit Erweiterung der FS-Bänder ist jedoch zu überlegen, ob ein mit dem Drehkondensator gekoppeltes Potentiometer und die Anwendung einer Hub-Schaltebene am Wellenschalter empfehlenswert sind; der Aufwand wäre sicherlich tragbar. Allerdings ginge dabei ein wesentlicher Vorteil verloren. Die Uniformierung des Hubes bedingt eine Eingrenzung des maximal möglichen Hubes. Dadurch wäre das oszillografische Untersuchen von FS-Geräten (Video-Teil) praktisch nicht mehr möglich.

Die Frequenzmodulation kann vorwiegend im 200-MHz-Bereich zum

Wobbeln

verwendet werden. Schaltet man auf 50 Hz FM und benutzt beispielsweise K 8 mit ± 500 kHz Hub, so ist zunächst der Meßsender auf 196,25 MHz zu stellen; man steht also auf der Mitte der Nyquistflanke. Wird nun der Oszillograf ebenfalls mit 50 Hz sinusförmig abgelenkt, dann erhält man die Teildurchlaßkurven des gesamten Bildverstärkers. Die besonders interessierenden Flanken werden sozusagen „mikroskopiert“. Abb. 6 und 7 stellen einige Einzelbilder dar, die beim Durchdrehen des Meßsenders kontinuierlich entstehen. Ein Schalter, der den Hub auf $\frac{1}{10}$ verkleinert, ist häufig zur Tonkanaluntersuchung angenehm.

Wobbeln mittels Sägezahnablenkung

Da zum vollen Wobbeln nur etwa 4 Volt benötigt werden, wird die vom Oszillografen entnommene Kippspannung durch einen Vorwiderstand von etwa 100 bis 200 kOhm herabgesetzt; hierdurch bleibt die Belastung des Kippteiles in tragbaren Grenzen. Eine Diskriminatorkurve während des Geräteabgleiches zeigt

Abb. 8; der Einfluß eines verstimmtten ZF-Filters ist deutlich sichtbar. Abb. 9 bringt die gleiche Messung bei geringerer Eingangsspannung. Die Verbreiterung des Striches außerhalb des geraden Teiles ist auf das Rauschen zurückzuführen, das im Soll-Durchlaßbereich wesentlich stärker unterdrückt wird.

Statische Frequenzmodulation

Häufig scheidet man das Anschalten eines Oszillografen und untersucht die Durchlaßkurve durch Messen der Ausgangsspannung und Verändern der eingestellten Frequenz. Soll beispielsweise die

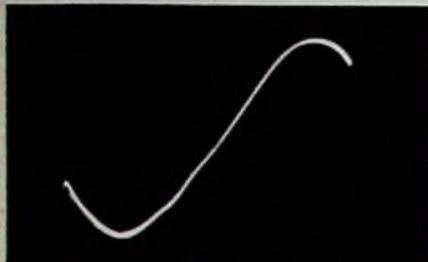


Abb. 8. Diskriminator-Kurve bei ausreichend starken Signalen

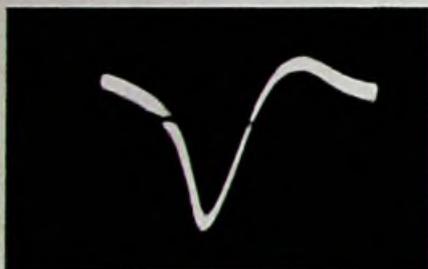


Abb. 9. Diskriminator-Kurve bei schwachen Signalen. Rauschen an jenen Stellen sichtbar, bei denen die Begrenzung nicht wirksam ist

umgesetzte Spannung am Ratiodektor als Funktion der Frequenz untersucht werden, dann ist das Verschieben mittels der eingestellten Frequenz im 100- oder 200-MHz-Bereich oft nicht genügend abzulesen. Deshalb ist die Frequenzmodulation auch „statisch“ bedienbar. Besondere Stellungen $+\Delta f$ und $-\Delta f$ ermöglichen hierbei das kontinuierliche Verschieben um die eingestellte Frequenz. Die Ablesung erfolgt an der Hubskala, also mit der gleichen Ablesung, die bei FM gilt. (Wird fortgesetzt)

Magnetton-Klebeband

Ein neues Selbstklebeband und eine kleine Klebeschleife aus Preßstoff (s. Foto) der Agfa erleichtern das Zusammenfügen von Magnettonbändern. Die zu verbindenden Magnettonstreifen werden schräg abgeschnitten und mit der Schichtseite nach unten



in der Aussparung der Klebeschleife aneinandergelegt. Ein kurzes Stückchen des Trockenklebebandes über den Schnittstellen genügt schon zur sicheren Verbindung. Das Klebeband ist besonders dünn und geschmeidig, so daß das Tonband schmiegsam am Tonkopf vorbeigleiten kann.

MAGNETTON-TECHNIK

Die HF-Vormagnetisierung des

Die magnetische Schallaufzeichnung beruht auf der Tatsache, daß ferromagnetisches Material unter der Einwirkung eines Magnetfeldes je nach dessen Richtung und nach dem magnetischen Anfangszustand des Materials magnetisiert wird und nach Aufhören der Einwirkung des Feldes ein remanenter Magnetismus zurückbleibt, der der Stärke des einwirkenden Feldes etwa proportional ist. Der Magnetisierungsvorgang spielt sich dabei entlang den sogenannten „Hysteresiskurven“ ab (s. a. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 22, S. 610, u. H. 23, S. 638).

Die magnetischen Zusammenhänge werden durch Kennlinien dargestellt. Während die statische Kennlinie den Zustand eines Teilchens unter dem Einfluß nacheinander wirkender Felder charakterisiert, zeigt die dynamische Kennlinie die Remanenz \mathfrak{B} in Abhängigkeit von der Magnetisierungsfeldstärke \mathfrak{H} , und zwar unter der Voraussetzung, daß immer wieder neue unmagnetische Teilchen magnetisiert werden. Die Arten und die Konstruktion der Kennlinien wurden in den genannten Aufsätzen näher erläutert.

Wirkung einer überlagerten HF-Spannung auf der Kennlinie

Es wird der Fall angenommen, daß auf die magnetischen Teilchen eine Nutzwchelspannung NF einwirkt, die einer höheren Frequenz HF überlagert ist (wohlgemerkt überlagert und nicht moduliert!). Bei der Überlagerung entspricht bekanntlich einem Wellenberg über der x-Achse ein Wellental unter der x-Achse und umgekehrt. An Hand der Abb. 1 können wir den Aufzeichnungsvorgang mit Hilfe der dynamischen Kennlinie verfolgen. Wir sehen, daß die NF-Amplitude nunmehr im geradlinigen Teil der Kennlinie aufgezeichnet wird, also unverzerrt erscheint, während die HF (die aber ohnehin unhörbar bleibt) entsprechend der Kennlinie verzerrt aufgenommen wird. Die Momentanwerte der aufgezeichneten NF-Amplitude \mathfrak{B}_{NF} ergeben sich als das arithmetische Mittel aus den Momentanwerten der Summenkurve. Es ist also

$$\mathfrak{B}_{NF} = \frac{\mathfrak{B}_1 + \mathfrak{B}_2}{2} \quad (1)$$

Es ist ersichtlich, daß für die reine NF eine andere Kennlinie gelten muß, die wir „dynamische Kennlinie 2. Art“ nennen wollen. Der Verlauf dieser Kennlinie hängt natürlich stark von der Amplitude der HF ab.

In Abb. 3 ist die Konstruktion dieser Kennlinie durchgeführt und in Abb. 4 sind verschiedene Kennlinien 2. Art mit den HF-Amplituden als Parameter angegeben. Man sieht, daß der lineare Aussteuerbereich bei einer bestimmten HF-Amplitude am größten ist (in Abb. 4 bei $HF = 100$), dann abnimmt und bei noch größerer HF wieder zunimmt. Zwischen diesen Punkten hat die Kennlinie ihre größte Steilheit, was bei konstanter NF-Aufzeichnungsamplitude die höchste Wiedergabespannung ergibt.

Als bisherige Wirkung der HF-Vormagnetisierung halten wir also erstens fest, daß durch sie eine Linearisierung

der dynamischen Kennlinie erfolgt und daß der Aussteuerbereich wesentlich erweitert wird; die Aufzeichnung muß also weitgehend verzerrungsfrei sein. Die Praxis bestätigt diese Überlegungen sehr gut; Abb. 2 zeigt den Verlauf der Wiedergabespannung und des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der HF-Amplitude (Vormagnetisierungsstrom). Das erste Klirrfaktorminimum entspricht der Kennlinie mit dem größten Aussteuerbereich ($HF = 100$ in Abb. 4), während die höchste Spannung der Kennlinie mit der größten Steilheit ($HF = 300$ in Abb. 4) zukommt. Aus Gründen, die noch zu erörtern sind, wird allerdings der Arbeitspunkt im allgemeinen nicht in das erste Klirrfaktorminimum gelegt, sondern in das zweite Minimum, das wesentlich flacher verläuft.

Spaltverkleinerung durch HF-Vormagnetisierung

Bisher wurde angenommen, daß sich der Tonträger so schnell bewegt, daß auch die HF mit aufgezeichnet wird. In der Praxis ist dies jedoch wegen der endlichen Spaltbreiten und der „Selbstentmagnetisierung“ nicht der Fall. Außerdem kommen HF-Amplituden zur Anwendung, die die Teilchen bis zur Sättigung magnetisieren. Hierbei kommt es zu einem sehr interessanten Vorgang, den wir an Hand der Abb. 5 näher erläutern wollen.

Betrachten wir die Feldverteilung über dem Spalt mit der Breite Z (Abb. 5 unten), so sieht man, daß ein Teilchen im Spalt einen ansteigenden und einen abklingenden Teil der Feldverteilungskurve durchläuft. Reicht jetzt die HF-Amplitude bis in die Sättigung, so wird eine auf dem Träger eventuell vorhandene Remanenz oder Aufzeichnung durch das häufige Ummagnetisieren gelöscht. Erst im abklingenden Teil der Feldverteilungskurve, also in dem Stück Z' , findet eine Aufzeichnung statt, da erst in diesem Teil die NF-Amplitude entlang dem ansteigenden Teil der dynamischen Kennlinie zur Wirkung kommt. Das bedeutet, daß der Spalt also anscheinend auf die Breite Z' verkleinert wird, so daß auch bei relativ breiten Spalten mit HF-Vormagnetisierung bis in die Sättigung noch höhere Frequenzen aufgezeichnet werden können, als man nach der mechanischen Breite des Spaltes annehmen könnte.

Als zweite Hauptwirkung der HF-Vormagnetisierung wird die für die Aufzeichnung wirksame Spaltbreite wesentlich herabgesetzt.

Verminderung des Rauschens durch HF-Vormagnetisierung

Nun ist die dynamische Kennlinie durch die statistischen Schwankungen der Inhomogenität des Tonträgers keine genaue Linie, sondern sie verteilt sich über ein gewisses Feld, wodurch das Rauschen verursacht wird. Wir haben gesehen, daß das Rauschen relativ am kleinsten ist, wenn man den Arbeitspunkt in den Ursprung legt. Dies ist bei der HF-Vormagnetisierung normalerweise der Fall. Das Rauschen verschwindet in den Nulldurchgängen und wird mit steigender Amplitude

Magnetbandes

tude größer. Das Rauschen ist also dem Signal gewissermaßen aufmoduliert, wobei das Signal der Träger ist. Deshalb nennt man diese Art des Rauschens das „Modulationsrauschen“. Bei kleinen Amplituden ist das Rauschen prozentual etwa gleich groß wie bei großen Amplituden. So kommt es, daß das Rauschen praktisch nicht stört und die Fremdspannungsdynamik wesentlich größer ist, als sich aus dem Verhältnis Nutzspannung zu Rauschspannung für eine bestimmte Nutzspannung ergibt.

Nunmehr wird ersichtlich, warum bei der Aufzeichnung nicht gleichzeitig eine Gleichstromvormagnetisierung wirksam sein darf. Dies kann z. B. durch einen remanenten Magnetismus der Köpfe der Fall sein. Hierdurch wird der Arbeitspunkt auf der dynamischen Kennlinie verlagert und es folgt daraus bereits eine Grundrauschspannung, die beim neutralen Tonträger nicht vorhanden oder zumindest sehr klein ist.

Einfluß von Oberwellen und Brumm der HF-Vormagnetisierungsspannung

Eine Art Gleichstromvormagnetisierung kann aber auch durch verzerrten Vormagnetisierungsstrom (oder durch verzerrten Löschstrom) entstehen, und zwar bei ganz bestimmten Arten von Verzerrungen.

Abb. 6 zeigt den Fall einer in bezug auf die Zeitachse unsymmetrischen Kurvenform der HF-Vormagnetisierungsamplitude. Durch die Krümmung der dynamischen Kennlinie tritt gewissermaßen eine Gleichrichtung auf, die eine Gleichfeldremanenz und damit starkes Rauschen zur Folge hat. Es kann gezeigt werden, daß jedoch nur phasenverschobene geradzahlige Harmonische eine Gleichfeldremanenz hervorrufen. Hierauf muß durch richtige Einstellung des Arbeitspunktes des HF-Vormagnetisierungs-generators und des Löschgenerators geachtet werden. Die gestrichelte Kurve in Abb. 6 ist zwar auch verzerrt, gibt aber keine Gleichfeldremanenz.

Schließlich wäre noch zu untersuchen, was geschieht, wenn die HF-Vormagnetisierung durch eine andere Frequenz moduliert ist, z. B. durch Brummen infolge ungenügender Siebung der Betriebsspannungen des HF-Generators. Für die aufgezeichnete Remanenz B_{NF} gilt Gl. (1).

Bei der Modulation einer Schwingung entspricht nun einem Wellenberg über der x-Achse auch ein Wellenberg unter der x-Achse. Es ist also immer $B_1 = -B_2$ und damit $B_{NF} = 0$; entsprechend erfolgt also keine Aufzeichnung. Aber auch hier darf die HF-Amplitude keine Verzerrungen durch phasenverschobene geradzahlige Harmonische haben. Dann ist nämlich nicht mehr $B_1 = -B_2$, sondern wegen der Unsymmetrie (Gleichrichtung) nimmt jetzt B_{NF} entsprechend der Gleichung (1) einen endlichen Wert an und der Brumm und ferner ein starkes Rauschen wird aufgezeichnet. Beim HF-Vormagnetisierungsstrom (und analog auch beim Löschstrom) muß deshalb in erster Linie darauf geachtet werden, daß diese keine phasenverschobenen, geradzahligen Harmo-

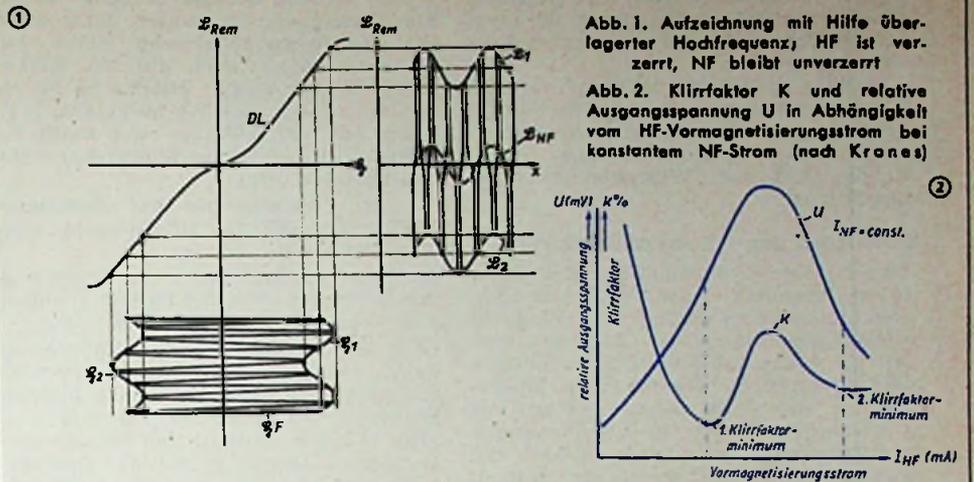


Abb. 1. Aufzeichnung mit Hilfe überlagerter Hochfrequenz; HF ist verzerrt, NF bleibt unverzerrt

Abb. 2. Klirrfaktor K und relative Ausgangsspannung U in Abhängigkeit vom HF-Vormagnetisierungsstrom bei konstantem NF-Strom (nach Krones)

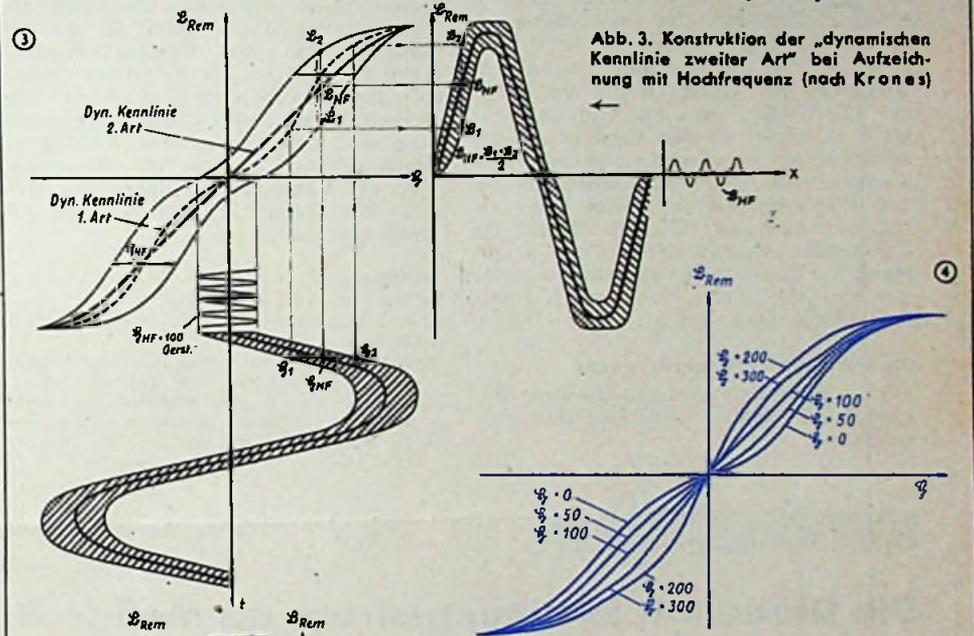
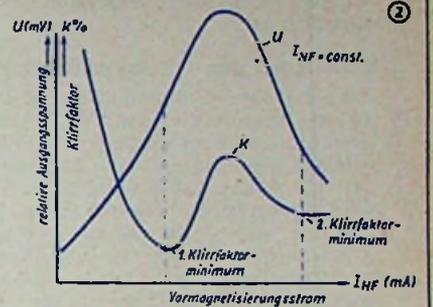


Abb. 3. Konstruktion der „dynamischen Kennlinie zweiter Art“ bei Aufzeichnung mit Hochfrequenz (nach Krones)

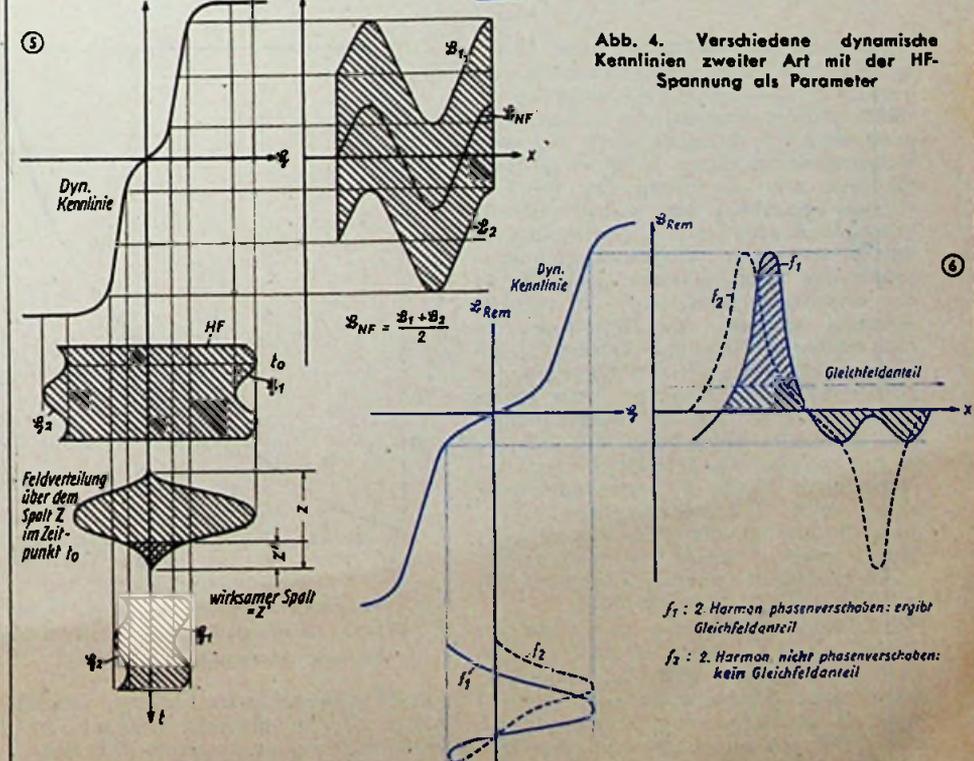


Abb. 4. Verschiedene dynamische Kennlinien zweiter Art mit der HF-Spannung als Parameter

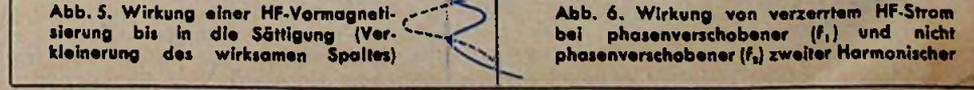


Abb. 5. Wirkung einer HF-Vormagnetisierung bis in die Sättigung (Verkleinerung des wirksamen Spaltes)

Abb. 6. Wirkung von verzerrtem HF-Strom bei phasenverschobener (f_1) und nicht phasenverschobener (f_2) zweiter Harmonischer

nischen enthalten, da sonst eine Aufzeichnung eventuell vorhandener Brummspannungen erfolgt und ein starkes Rauschen auftritt.

Als dritte vorteilhafte Wirkung der HF-Vormagnetisierung wird also das Rauschen ganz erheblich herabgesetzt, welches jetzt in der Hauptsache durch Röhren- und evtl. Widerstandsrauschen begrenzt ist.

Pfeifstellen durch Kombinationsbildung

Eine gewisse Krümmung hat die dynamische Kennlinie zweiter Art immer noch, wenn diese auch gering ist. Hierdurch treten Verzerrungen der aufgezeichneten NF auf, wenn diese auch in der Praxis als solche nicht ins Gewicht fallen. Schlimmer ist, daß diese Oberwellen mit der Grundfrequenz der HF-Vormagnetisierungsamplitude Schwebungen bilden, die sich in Pfeifstellen bemerkbar machen. Solche Pfeifstellen treten immer dann auf, wenn etwa $f_{HF} = n \cdot f_{NF}$ ist ($n = 1, 2, 3, 4 \dots$), also die Frequenz der HF ein Vielfaches der NF ist. Da die Amplitude der Oberwellen mit der Ordnungszahl stark abnimmt, werden diese Kombinationstöne um so schwächer, je höher die Frequenz der HF-Vormagnetisierung ist. Die Kombinationstöne treten auch bei rein sinusförmiger NF und HF auf, da ihre Ursache ausschließlich in der Krümmung der dynamischen Kennlinie zweiter Art und der damit verbundenen Intermodulation begründet ist.

Die Vormagnetisierungsfrequenz

Für die Höhe der Vormagnetisierungsfrequenz sind folgende Gesichtspunkte maßgebend:

1. Die Teilchen müssen im Spalt oft genug ummagnetisiert werden, damit durch die HF-Vormagnetisierung keine Remanenz erzeugt wird, die ein starkes Rauschen verursacht. Hierzu ist ferner Bedingung, daß das Wechselfeld im Spalt stetig auf Null abklingt, was durch die glockenförmige Feldverteilungskurve im Spalt erreicht wird.

2. Zur Verkleinerung der wirksamen Spaltbreite soll die HF-Frequenz möglichst hoch sein.

3. Zur Verminderung von Pfeifstellen durch Kombinationsbildung ist ebenfalls eine hohe NF-Frequenz erforderlich.

Unter Berücksichtigung der angegebenen Punkte wird die Frequenz der HF-Vormagnetisierung bei den heute üblichen Spaltbreiten zwischen 20μ und 50μ zu etwa 100 kHz gewählt. Bei Heimgeräten kann man allerdings mit der Frequenz wesentlich heruntergehen. Die Größe des Vormagnetisierungsstromes ist dadurch gegeben, daß die Vormagnetisierung möglichst bis in die Sättigung reichen soll (Spaltverkleinerung) und daß die Verzerrungen möglichst klein sein sollen. Man muß also im zweiten Klirrfaktorminimum (Abb. 2) arbeiten. Demgemäß wird der Vormagnetisierungsstrom etwa zwei- bis dreimal so groß wie der NF-Strom gewählt.

Schrifttum

- [1] Jap. Pat. 119 071 v. 20. 5. 1936
- [2] H. J. Braunmühl u. W. Weber, Z. VDI 85, 1941, S. 628
- [3] S. J. Begun, „Magnetic Recording“, Murray Hill Books, Inc. New York, Toronto, 1949
- [4] Dr. F. Kroes, „Die magnetische Schallaufzeichnung in Theorie und Praxis“, Techn. Verlag B. Erb, Wien VI, 1952

mes, der innerhalb einer Betriebszeit von 500 Stunden nur um einen Betrag schwankte, der einer maximalen Heizstromänderung von 1% entsprach (Electronic Engineering, Januar 1953, S. 27).

Da entsprechende Miniatur- und Subminiaturdioden nicht zur Verfügung stehen, kann man sich der Pentoden aus der Reihe der Miniatur- oder der Subminiaturröhren bedienen und deren Steuergitter, Schirmgitter und Bremsgitter mit der Katode bzw. der Anode verbinden. Geeignete Vertreter aus diesen beiden Röhrenreihen sind die DL 66 und die 1 T 4.

Für den Betrieb im Sättigungsgebiet wird der normalerweise 15 mA betragende Heizstrom der DL 66 auf 8,5 mA erniedrigt; die aufzuwendende Heizleistung ist dann nur noch 4 Milliwatt! Die Anodenspannung wird auf 5 Volt festgelegt. Die hier wiedergegebene Kurve zeigt die Beziehung zwischen dem Heizstrom und dem Emissionsstrom (Anodenstrom) der DL 66 bei den erwähnten Arbeitsbedingungen. Der Verlauf dieser Kurve folgt der Formel $i_a = K \cdot i_h^\beta$, wo der Exponent β gleich der prozentualen Anodenstromänderung bei einer Heizstromänderung von 1% ist; bei dem hier gewählten Arbeitspunkt ist $\beta = 16,1$. Der Anodenstrom i_a , der im Arbeitspunkt $40 \mu A$ ist, ändert sich also um 16,1%, wenn der Heizstrom um 1% zu- oder abnimmt. Die Kurve gibt diese Verhältnisse wieder.

Die Temperatur des Heizfadens liegt im Arbeitspunkt bei etwa 800 bis 900° abs. Durch diese niedrige Heizfadentemperatur wird die gesättigte Diode gegen Schwankungen der Raumtemperatur empfindlich. Eine Änderung der Raumtemperatur von 5° C verschiebt den zu einem bestimmten Anodenstrom gehörenden Heizstrom um 0,3%, muß also bereits berücksichtigt werden.

Wenn es nicht darauf ankommt, die Heizleistung auf äußerst niedrigen Werten zu halten, kann man statt der Subminiaturröhre DL 66 auch z. B. die Miniaturröhre 1 T 4 verwenden. Den Heizstrom legt man hier auf 24 mA fest, wobei sich eine Heizleistung von 12 mW ergibt, also rund ein Sechstel der normalen Heizleistung von 70 mW. Bei einer Anodenspannung von 10 Volt erhält man dann ebenfalls einen Anodenstrom von $40 \mu A$. Der Exponent β in der obenerwähnten Formel für die Beziehung zwischen Anoden- und Heizstrom hat in dem so bestimmten Arbeitspunkt der 1 T 4 einen Wert von 14,0; eine nur einprozentige Heizstromänderung verursacht eine Anodenstromänderung von 14%.

Die Versuche haben ergeben, daß man bei der DL 66 mit einer Trägheit von 2 s, bei der 1 T 4 mit einer solchen von 3,5 s rechnen muß, d. h., erst wenn diese Zeit nach einer Änderung des Heizstromes vergangen ist, hat der Anodenstrom 95% seiner Einstellung auf den neuen Wert erreicht. Bei der Effektivwertmessung von Wechselströmen und Hochfrequenzströmen stört diese Trägheit in den seltensten Fällen. Der zulässige Frequenzbereich für solche Messungen reicht, wie die Untersuchungen zeigten, bis zu 20 MHz. Bei einer Heizstromfrequenz zwischen 10 Hz und 20 MHz blieb der Anodenstrom innerhalb von 5% konstant; das entspricht einer Heizstromkonstanz von 0,3%.

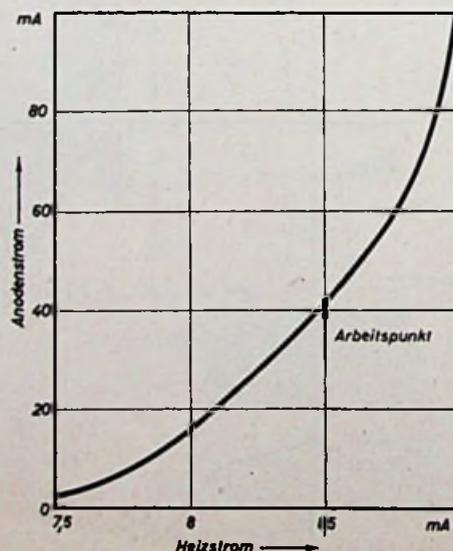
Die gesättigten Miniatur- und Subminiaturröhren sind besonders als amplitudenempfindliche Stabilisatoren und Spannungs-konstanthalter geeignet.

ELEKTRONIK

Die Diode mit Sättigungsstrom als Meßgerät

Wenn man den Heizstrom einer Diode auf etwa die Hälfte seines Normalwertes herabsetzt und die Anodenspannung so wählt, daß der Anodenstrom seinen Sättigungswert erreicht, dann macht sich jede Heizstromveränderung in einer prozentual stärkeren Änderung des Anodenstromes bemerkbar. Eine solche im Sättigungsgebiet arbeitende Diode kann man darum als einen (allerdings trägheitsbehafteten) Stromverstärker ansehen, da die Anodenstromänderung nur verhältnismäßig langsam der Heizstromänderung nachfolgt. Wo diese Trägheit keine Rolle spielt, etwa bei der Messung der Effektivwerte von Wechsel- oder Hochfrequenzströmen oder für manche Regel- und Stabilisierungszwecke, läßt sich die im Sättigungsgebiet arbeitende Diode erfolgreich als Meßgerät verwenden. Über eine solche Anwendungsmöglichkeit, deren Schaltung unter dem Namen DIO-TRON bekannt wurde, ist hier bereits früher berichtet worden (FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 18, S. 576).

Für diesen Zweck werden im allgemeinen Dioden mit reinen Wolframfäden genommen; sie benötigen auch im Sättigungsgebiet eine Heizleistung von einigen Watt, da der Faden eine Temperatur von etwa 2300° abs. annehmen muß. Eine einprozentige Heizstromänderung ruft dann eine Änderung der Emission, also des Anodenstromes, von rund 10% hervor. Die Heizleistung ist aber ganz erheblich



Die Abhängigkeit des Anodenstromes i_a von dem Heizstrom i_h für die als Triode geschaltete DL 66 bei einer Anodenspannung von 5 V

herabzudrücken, wenn direkt geheizte Miniatur- oder Subminiaturröhren mit Oxyd-katoden verwendet werden. Die Brauchbarkeit dieser Röhren mit Unterheizung ist durch Versuche nachgewiesen worden; vor allem ergab sich dabei eine hinreichende Konstanz des Emissionsstro-

MIKROSKOP-ZEITBASIS-GERÄT

zur Oszillografie netzfrequenter Vorgänge und netzverkoppelter Fernsehimpulse

(Schluß aus Heft 3, S. 80)

Verwendung des Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes mit dem Oszillografen „FTO 1“

Die beschriebene Schaltung ist für die Verwendung an einer Elektronenstrahlröhre mit symmetrischen Zeitplatten, wie z. B. die DG 10-6 in dem schon erwähnten Philips-Oszillografen „GM 5653“, gedacht.

Unter den zahlreichen Lesern, die den Oszillografen „FTO 1“ gebaut haben, sind jedoch nicht wenige, die nach der Verwendung einer symmetrischen Röhre wie die DG 9-4 u. ä. fragten. Hierzu wurde im Briefkasten des Heftes 1 [1951], S. 25, die Beschreibung einer geeigneten Phasenumkehrstufe zur Symmetrierung der Spannung des Zeitablenkgerätes angegeben. Diese Leser können nun auch ohne weiteres das „MZB 1“-Gerät in der beschriebenen Weise verwenden. Die zweite Zeitplatte sollte mit dem Schalter S_7 (s. Beschreibung des „FTO 1“) abschaltbar gemacht werden; dann können die Buchsen Z_1 und Z_2 des „MZB 1“ unmittelbar mit den zugehörigen Buchsen an der seitlichen An-

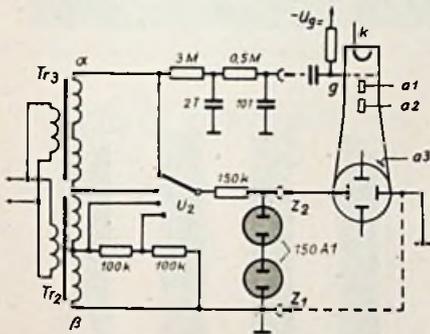


Abb. 5. Schaltungsänderung von Abb. 3 zur Verwendung des „MZB 1“ am Oszillografen „FTO 1“

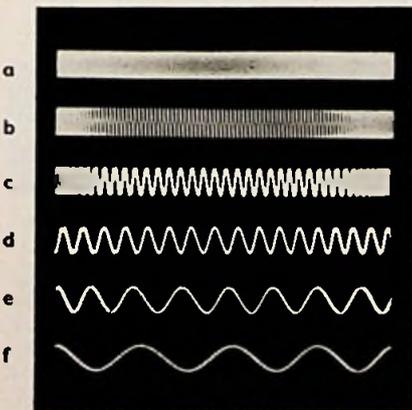


Abb. 6. Oszillogramme einer 5000-Hz-Spannung a) zeitlinear mit 25 Hz gedehnt; b) zeitlinear mit 50 Hz gedehnt; c), d), e) und f) zeitgedehnt mit dem „MZB 1“-Gerät (Stufen I, II, III, IV)

schlußplatte des „FTO 1“ verbunden werden. Die Zeitplatten der Oszillografenröhre werden einfach durch Umschalten von S_7 und S_8 auf die Anschlußbuchsen dieser Platten geschaltet.

Für diejenigen Leser jedoch, die den Oszillografen „FTO 1“ in der ursprünglich beschriebenen Form oder die einen anderen Oszillografen (z. B. Philips „GM 3152“) mit einer geerdeten Zeitplatte besitzen, ist

In Abb. 5 die hierfür notwendige Schaltungsänderung des „MZB 1“ angegeben.

Bis zu den beiden Trafos Tr_2 und Tr_3 bleibt die Schaltung von links aus wie in Abb. 3a (Abb. 1... 4 s. H. 3). Für den Hellsteuerkreis sind einmal wegen der doppelten Spannung an Punkt a und das andere Mal wegen der andersartigen Zeitkonstante des Gitterkreises etwas andere Schaltelemente (s. Abb. 5) notwendig.

Durch die unsymmetrische Schaltung ist nun allerdings eine Umpolung der Hellsteuer-spannung nicht mehr möglich.

Praktische Anwendung des Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes

Mögliche Zeitdehnung

Um einen Eindruck über die erreichbare Zeitdehnung im Vergleich zu üblichen Oszillogrammen zu geben, wurden in Abb. 6 die Schirmbilder einer 5000-Hz-Spannung unter verschiedenen Bedingungen zusammengestellt. Abb. 6a zeigt diese Spannung, wie es für ein 50-Hz-Bild meistens üblich ist, mit einer zeitlinearen Ablenkspannung von 25 Hz. Auf die gesamte Bildbreite entfallen nun 200 Perioden dieser Spannung. Die einzelnen Schwingungen liegen so eng aneinander, daß nur ein helles Band ohne Einzelheiten entsteht.

In Abb. 6b war die Ablenkfrequenz 50 Hz; es würde so also eine ganze Periode eines netzfrequenten Vorganges abgebildet werden können. Von einer 5000-Hz-Spannung ergeben sich dabei für die Bildbreite 100 Perioden. Man kann nun schon — besonders in der Mitte — einzelne Perioden erkennen. Die Unschärfe des Bildes gegen den Rand zu ist darauf zurückzuführen, daß auch diese Aufnahmen unter den gleichen Bedingungen wie alle weiteren hier gebrachten mit einer Nachbeschleunigungsspannung von 2 kV aufgenommen wurden. Bei Anwendung hoher Nachbeschleunigungsspannungen ist es nun aber nicht möglich, den ganzen Bildschirm gleichscharf auszusteuern. Am Rand entsteht dadurch eine gewisse Unschärfe, die nichts mit einer Nichtlinearität zu tun hat.

In den folgenden Teilbildern der Abb. 6 sind die Schirmbilder wiedergegeben, die durch Zeitdehnung der 5000-Hz-Spannung mit der 50-Hz-Sinusspannung des „MZB 1“-Gerätes in den Spannungsstufen I, II, III und IV entstehen. In 6c drängen sich die Kurven entsprechend der sinusförmigen Ablenkung am Anfang und Ende des Bildes zusammen — Lissajous-Figur [6]; dies hat aber wieder nichts mit der erwähnten Randverzerrung durch die Nachbeschleunigung zu tun. Stufe II ergibt, wie Abb. 6d zeigt, schon eine fast zeitlineare Ablenkung über den Röhrenschirm, da aus der Sinuslinie nur der fast geradlinige Teil auf die Ablenkzeit entfällt (s. auch Abb. 4b). Die gesamte Bildbreite entspricht mit $16\frac{1}{2}$ Perioden von 5000 Hz einem Zeitabschnitt von etwa 3,3 ms, das ist ein Sechstel der Gesamtaufzeichnungsdauer (20 ms) einer normalen 50-Hz-Ablenkung.

In Stufe III — Oszillogramm 6e — erhält man mit etwa $7\frac{3}{4}$ Perioden einen Zeitabschnitt von 1,6 ms entsprechend einem Dreizehntel der Ablenkperiode. Bei der maximal mit dieser Einrichtung möglichen Zeitdehnung in Stufe IV entspricht die ganze Schirmbreite mit 4 Perioden von 5000 Hz einem Zeitabschnitt

von nur 0,8 ms und somit einem Ausschnitt von einem Fünfundzwanzigstel aus der Gesamtaufzeichnung mit normaler 50-Hz-Ablenkung. Die Zeitdehnung ist also mit anderen Worten nun 25fach gegenüber dem Bild einer ganzen Periode³⁾.

Anwendung zur zeitgedehnten Darstellung von 50-Hz-Vorgängen

Die Oszillogramme 7a...7d zeigen für die verschiedenen Stufen des „MZB 1“-Gerätes die Schirmbilder der in 1a und 1b bemerkten Spannungsspitze des dort in üblicher Weise

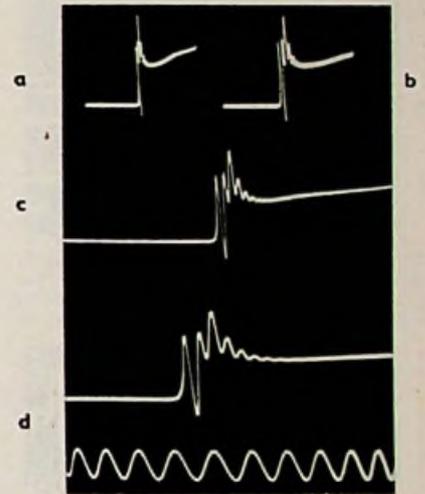


Abb. 7. Oszillogramme des Spannungssprungs in den Schirmbildern von Abb. 1a und b (s. Heft 3), gedehnt durch das „MZB 1“-Gerät. a), b), c), d) entsprechend den Dehnungsstufen I, II, III und IV; unter d) Zeitmarke mit 10 000 Hz

gezeigten Vorganges. Selbstverständlich wurde für diese Aufnahmen die Phase der Zeitspannung so eingeregelt, daß der interessante Teil etwa in die Schirmmitte kam.

Zur zeitlichen Auswertung ist noch unter dem Oszillogramm Abb. 7d das Bild einer 10000-Hz-Wechselspannung gleichzeitig mit aufgenommen worden.

Nun erkennt man, daß in dieser „Spitze“ ein Schwingungsvorgang verborgen war. Die Auswertung ergibt ziemlich genau als Frequenz dieses Vorganges 35000 Hz, d. h. die 700. Oberwelle der Grundfrequenz. (Auch dieser Schwingungszug stand still.)

Anwendungen in der Fernseh-Impulstechnik

In der Abb. 8 (s. umstehende Seite) wird die Form des Bildsynchrisationsimpulses des kleinen Philips-Fernseh-Bildmustererzeugers „GM2887C“, insbesondere die Bildaustastung, untersucht. Abb. 8a zeigt wieder in üblicher Weise mit einer Zeitablenkfrequenz von 25 Hz zwei Impulsfolgen und in 8b mit einer zeitlinearen Ablenkung von 50 Hz eine Periode hiervon. In Abb. 8c, d und e sind die entsprechenden Oszillogramme mit dem „MZB 1“ in den Stufen I, II und III wiedergegeben. In 8e sind schon „Inhalt“ des Bildaustastungsimpulses mit den Zellensynchronisationsimpulsen und die Breite des eigentlichen Bild-

³⁾ Die Bezeichnung „Mikroskop“-Zeitbasis für eine 25fache Zeitdehnung könnte vielleicht etwas übertrieben scheinen, sie hat sich jedoch schon so eingebürgert, daß sie auch hier verwendet wurde.

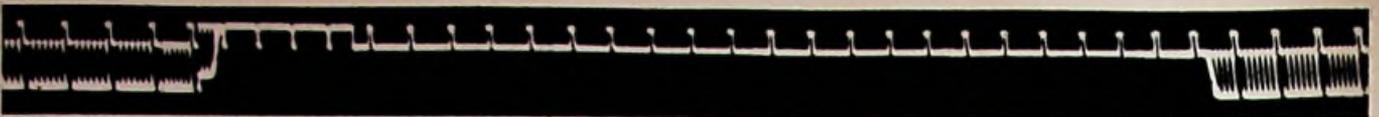


Abb. 9. Der gesamte Bildaustastimpuls des GM 2887 C, zeitgedehnt durch das „MZB 1“-Gerät in Stufe IV; mehrere Aufnahmen mit verschiedenen Phasen der Zeitablenkspannung zusammengestellt. Abb. 11 (unten). Austastimpuls des Berliner Fernsehsenders

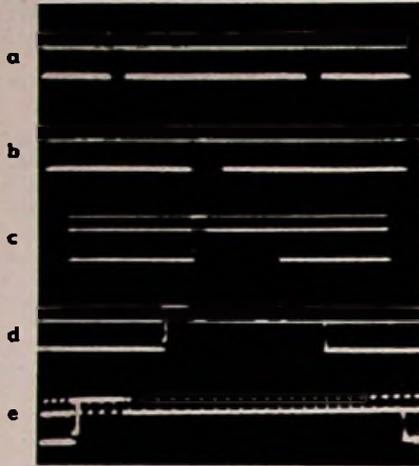


Abb. 8. Bildimpulse des Philips-Fernsehmeßsenders GM 2887 C. a) zeitlinear mit 25 Hz; b) zeitlinear mit 50 Hz; c), d) und e) zeitgedehnt durch das „MZB 1“-Gerät in den Stufen I, II u. III

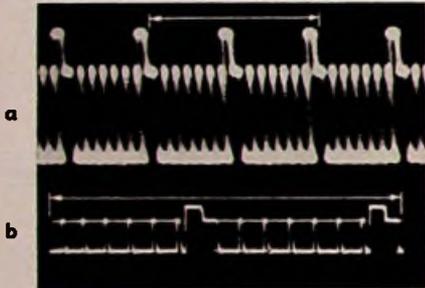


Abb. 10. Zeilenimpulse des GM 2887 C wie im Oszillogramm der Abb. 9. a) vergrößerter Ausschnitt aus Abb. 9, Zeilenimpulse vor dem Austastimpuls; b) normales Oszillogramm zweier Zeilen mit der gleichen „Balken“-Modulation wie a) und Abb. 9

synchronisationsimpulses zu erkennen. Hierbei wird die gesamte Breite der Bildaustastung gerade noch erfaßt. Durch die große Zeitdehnung in Stufe IV wird das ganze Bild schon durch etwa 15...16 Zeilenimpulse ausgefüllt, so daß noch weitere Einzelheiten sichtbar werden. Die Untersuchung der gesamten Bildaustastung muß nun durch Verschieben der Phase in Teilabschnitten geschehen. In Abb. 9 sind einige derartige Ausschnitte der Impulse durch Montage so zusammengefügt, daß die Impulsfolge während der ganzen Bildaustastung vollständig sichtbar wird. (Das gesamte Bild entspricht in der Breite etwas mehr als 3 Aufnahmen.)

Am Anfang und Ende dieses Oszillogramms sind noch einige Zeilenimpulse mit „Bildinhalt“ wiedergegeben. Dieser besteht in diesem Falle aus einer Rechtecksspannung, die im Fernsehbild $6\frac{1}{4}$ senkrechte Balken liefert. Abb. 10a gibt optisch vergrößert noch einmal das Bild von 4 derartigen „Zeilen“ und zum Vergleich in Abb. 10b hierzu das übliche Oszillogramm zweier Zeilen mit dem gleichen „Inhalt“ wieder. Da bei dem kleinen Meßsender die Zeilenfrequenz nicht mit der Bildfrequenz verkoppelt ist, laufen die Zeilenimpulse meistens längs des Bildes. Für die

Aufnahmen mußte deshalb stets ein Augenblick abgewartet werden, in dem auch die Zeilenimpulse stillstanden.

In Abb. 11 ist nun (in gleicher Weise aus mehreren Aufnahmen ebenso mit der Zeitdehnung IV zusammengestellt) das Impulsbild des Berliner Fernsehsenders während der Aussendung des FTZ-Testbildes Nr. 1 zu sehen. Die Spannung wurde an der Video-Endstufe des Philips-Tischempfängers „TD 1410 U“ abgenommen. Durch Vorgängerempfänger, vielleicht auch durch die augenblickliche Art der Senderaussteuerung, ist in diesem Falle das Amplitudenverhältnis der Synchronimpulse zu dem Videoinhalt nicht in dem der Norm entsprechenden Verhältnis.

Da die Zeitablenkfrequenz 50 Hz ist, also der Bildfrequenz entspricht, der Sender aber natürlich Impulse für den Zeilensprung gibt, erhält man so die beiden Teilbilder, deren Zeilenimpulse um 180° phasenverschoben sind, übereinander. Die Folge der Zeilenimpulse erscheint dabei in dem Abstand einer halben Zeile. Dies erkennt man daran, daß die Zeilenimpulse nun nicht wie in Abb. 9⁴⁾ unten offen sind, sondern jeweils in der Höhe des Schwarzpegels überdeckt werden.

Die 6 Vor- und Nachausgleichsimpulse sind deutlich in dem „Normgemisch“ zu erkennen; ihre Flanken erscheinen etwas heller als die Zeilenimpulse selbst.

Darstellung der Impulsreihen beider Teilbilder des Fernsehens

Um ein möglichst einfaches Gerät zu erhalten, das ohne Gleichstrom-Netzteil und -Röhren arbeiten kann, wurde die Zeitbasisfrequenz auf die Netzfrequenz beschränkt. Dadurch überlagern sich aber die beiden Fernseh-Teilbilder, da diese ja auch mit 50 Hz gegeben werden. Eine Aufspaltung ist möglich, wenn die Zeitachse in der Y-Richtung, ähnlich wie beim Elektronenschalter, durch eine Rechteckspannung periodisch umgeschaltet wird. Grundsätzlich genügt hierfür ein mit 50 Hz synchronisierbarer Multivibrator [7] für eine symmetrische Rechteckspannung von 25 Hz. Der Verfasser hat für das Oszillogramm im Titel am Eingang des Oszillografenverstärkers durch ein T-Glied aus ohmschen Widerständen die Video-Ausgangsspannung des Philips-Fernseh-Bildmuster-generators, „GM 2657“ mit der Rechteckspannung

⁴⁾ Der Meßsender „GM 2887“ liefert eine einfache Zeilen-Impulsfolge ohne Zeilensprung.

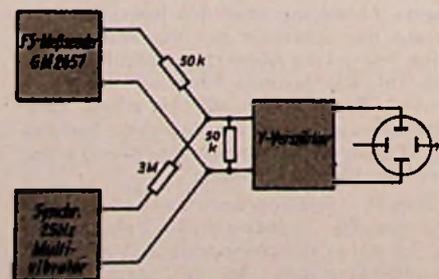


Abb. 12. Schaltung zur Aufspaltung der Fernseh-Teilbilder-Impulsreihen (Zeilensprungverfahren)

des Elektronenschalters „GM 4581“, wie das Schaltbild in Abb. 12 zeigt, zusammengeführt. Dieser Elektronenschalter kann mit Niederfrequenz, also auch mit 50 Hz, synchronisiert werden. Stellt man die Umschaltfrequenz genau auf 25 Hz ein, dann wird das eine Teilbild während der einen Halbperiode der Umschaltung auf einer höheren Zeile und das andere Teilbild in der anderen Halbperiode tiefer geschrieben. Der Meßsender „GM 2657“ arbeitet auch nach dem Zeilensprungverfahren und gibt alle Impulse entsprechend der CCIR-Norm, wie das Titeloszillogramm zeigt. Als Bildinhalt wurden wieder senkrechte Balken entsprechend dem Oszillogramm in Abb. 13 bzw. dem Empfänger-Schirmbild in Abb. 14 eingeschaltet.



Abb. 13. Zeilenmodulation für das Oszillogramm in der Titelleiste

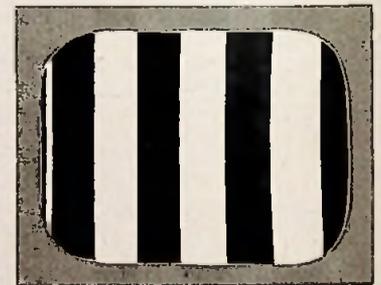


Abb. 14. Fernsehbild entsprechend Titel-oszillogramm und Abb. 13



Abb. 15. Bildimpuls des Berliner Fernsehsenders am 27. 9. 1952

Die Impulsfolge, Lage des Bildsynchronimpulses, die Bildaustastung usw. sind bei diesem Gerät regelbar. In dem Oszillogramm sind 6 Vorausgleichs- und 8 Nachausgleichsimpulse zu sehen. Die Zeilenimpulse sind jetzt unten offen, im Gegensatz zu Abb. 11, in der diese Stellen von dem waagerechten Teil des anderen Teilbildes überdeckt wurden. Abb. 16 ist noch ein Oszillogramm des Bildsynchronimpulses (ohne Umschaltung), wie er von dem Berliner Fernsehsender am 27. 9. 52 ausgesendet wurde. Für Versuchszwecke war dabei der 6. Nachausgleichsimpuls einmal weggelassen worden.

Weiteres Schrifttum

- [6] J. Czech, „Frequenzvergleich durch Lissajous-Figuren“, FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 13, S. 348 u. H. 14, S. 380.
- [7] A. Schalz und G. Stüwe, „Betrachtungen über die Darstellung von Frequenzmarken und Frequenzmaßstäben für Sichtgeräte“, FUNK UND TON, Bd. 6 [1952], H. 9, S. 470...480.



FERNSEH-SERVICE-LEHRGANG

Am unangenehmsten machen sich immer Bildunschärfen in Zeilenrichtung bemerkbar; sie entstehen, wenn das hochfrequente Signal für einen Bildpunkt mehrmals auf verschiedenen langen Wegen nacheinander zur Empfangsantenne gelangt. Dies kann z. B. durch Spiegelung an gegenüberliegenden Hauswänden eintreten. Die Reflexionserscheinungen sind der schlimmste Feind eines guten Fernsehbildes und nur durch geeigneten Antennenaufbau zu bekämpfen.

Die eben genannten Gründe zwingen uns, die eigentliche Antenne möglichst hoch und frei von Umgebungseinflüssen, d. h. über dem Dach eines Hauses, aufzustellen und die aufgenommene Empfangsenergie über eine Leitung an das Fernsehgerät weiterzugeben, wie wir es schon beim UKW-Rundfunk gewohnt sind. Wie bei jeder verlustarmen

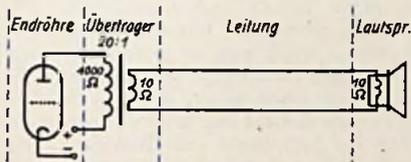


Abb. 15. Beispiel einer Anpassung (NF)

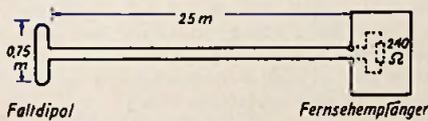


Abb. 16. Doppeldrahtleitung

Leistungsübertragung muß hier ebenfalls das Gesetz der Anpassung befolgt werden, d. h., die Widerstände von Spannungsquelle und Verbraucher müssen einander angeglichen werden.

Denken wir hierbei an das bekannte Beispiel der Niederfrequenztechnik, die Anschaltung eines niederohmigen Lautsprechers an den hochohmigen Innenwiderstand einer Endröhre (Abb. 15). Der Übertrager mit dem Windungsverhältnis $U = 20:1$ sorgt für die Herabtransformation des Röhrenwiderstandes von 4000 Ohm auf die 10 Ohm des Lautsprechers: $\frac{4000}{U^2} = \frac{4000}{20 \cdot 20} = 10$. Die Länge

und Art der NF-Leitung spielt keine besondere Rolle, wenn nur der ohmsche Widerstand klein gegen 10 Ohm bleibt.

Wie liegen nun die Verhältnisse bei der Hochfrequenzübertragung über eine Leitung? Vergewärtigen wir uns einmal eine Anordnung, wie sie in der Praxis häufig vorkommen wird. Eine auf dem Dach montierte Dipolantenne ist über eine Doppeldrahtleitung von 25 m Länge mit dem 240-Ohm-Eingang eines Fernsehempfängers verbunden (Abb. 16). Es soll ein Senderkanal bei 200

MHz = 1,5 m aufgenommen werden. Aus Gründen der Anpassung muß die Antenne ebenfalls 240 Ohm Widerstand haben; ein Faldipol von $\lambda/2$ Länge = 0,75 m aus stärkerem Metallrohr hat etwa diesen Wert. Die Widerstandsgleichheit von Spannungsquelle und Verbraucher wäre damit gegeben. Wir wissen aber noch nicht, wie sich die Verbindungsleitung verhalten wird, die doch eine Reihe von Wellenlängen lang ist.

Im Frequenzgebiet von 200 MHz spielt die „begrenzte“ Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen von 300000 km (im freien Raume) eine wesentliche Rolle. Sie bewirkt im Beispiel der Abb. 17, daß beim plötzlichen Anschalten der Batterie an die sehr lange offene Doppelleitung die Aufladung der Gesamtlänge des durch die Drähte gebildeten Kondensators erst „nach und nach“ erfolgt: Eine Mikrosekunde (μs)

= $\frac{1}{1000000}$ Sekunde später ist der Ladestoß erst 300 m ($= \frac{300000000}{1000000}$) weit gekommen.

nach der Zeit für eine Schwingung von z. B. 200 MHz also sogar nur 1,5 m (entsprechend der Wellenlänge dieser Frequenz!).

Eine Doppelleitung hat aber neben der Kapazität (C) auch gleichzeitig eine gewisse Selbstinduktion (L). Das leuchtet besonders ein, wenn man sich die Leitung am entfernten Ende kurzgeschlossen vorstellt (Abb. 18), so daß eine lange Spulenschleife entsteht.

Betrachten wir die eben genannten Grenzfälle des offenen und des kurzgeschlossenen Leitungsendes nach Beendigung der Einschaltvorgänge, so wird am offenen Ende (Widerstand $R = \text{Unendlich}$) zwar die volle Batteriespannung stehen, aber kein Strom fließen, am geschlossenen Ende dagegen ($R = \text{Null}$) keine Spannung, jedoch hoher Strom wirksam sein.

In beiden Fällen ist daher keine Energieabgabe (Spannung mal Strom!) möglich. Erst bei Abschluß der Leitung mit einem Widerstand (zwischen Null und Unendlich) wird Leistung übertragen.

Geben wir statt der Gleichspannung eine sinusförmige Wechselspannung auf eine Lei-

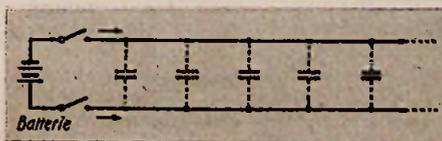


Abb. 17. Offene Doppeldrahtleitung

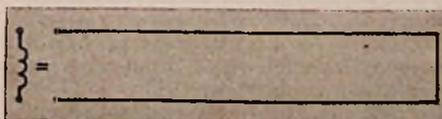


Abb. 18. Kurzgeschlossene Doppeldrahtleitung

tung, so wird diese auch in die Drähte hineinlaufen, und zwar wellenförmig. Abb. 19 zeigt Momentaufnahmen der Spannungsverteilung zu verschiedenen Zeitpunkten nach dem Einschalten, alles bezogen auf die Frequenz 200 MHz. Nach der Zeit für eine Viertelschwingung, also nach $\frac{1}{4 \times 200} = \frac{1}{800} \mu s$, hat die Spannung längs der Leitung den Verlauf von A, nach $\frac{2}{800} \mu s$ von B usw.

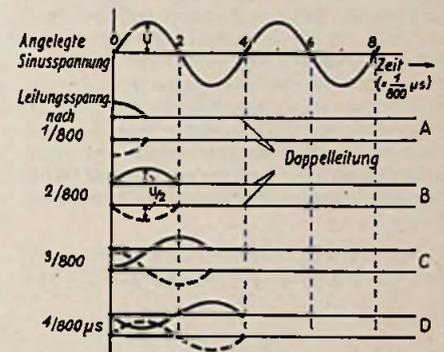


Abb. 19. Wechselspannungsablauf längs einer Doppeldrahtleitung

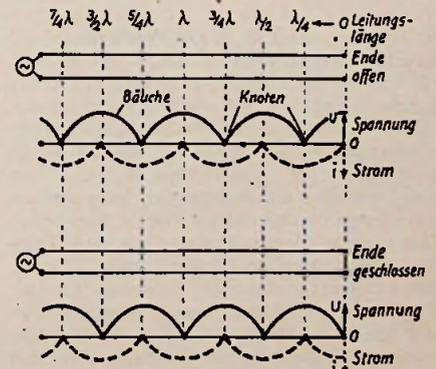


Abb. 20 u. 21. Stehende Wellen auf Doppelleitungen

Ist nun das Ende der Leitung offen oder kurzgeschlossen, so prallen die Wechselspannungen schließlich dagegen und müssen sich zwangsweise so auf der Leitung wieder „zurückspiegeln“, wie es aus den Abb. 20 (Ende offen: Wechselspannung groß) und Abb. 21 (Kurzschluß: Spannung Null) zu ersehen ist. Es bilden sich sogenannte „stehende Wellen“ auf den Drähten, d. h., in Abständen von halben Wellenlängen wiederholen sich Spannungsverdopplungen („Bäuche“) bzw. Auslöschungen („Knoten“). Vorausgesetzt ist eine verlustfreie Leitung, bei der die zurücklaufenden Spannungen gleich den hinlaufenden sind. Mit einem Röhrenvoltmeter oder Glühlämpchen kann man beim Abtasten der Lei-

tung die feststehenden Spannungsknoten und -bäuche leicht nachweisen; eine Strommessung würde ergeben, daß (wie zu erwarten ist) Strombäuche dort vorhanden sind, wo Spannungsknoten stehen und umgekehrt. Derartig abgeschlossene Leitungen werden auch bei Wechselspannungsspeisung keine Energie umsetzen, obwohl ihr Eingangswiderstand je nach der Gesamtlänge (von soundsoviel Viertelwellenlängen) zwischen Null und Unendlich schwanken kann.

Legt man dagegen einen endlichen (ohmschen) Widerstand an die Ausgangsklemmen der Leitung, so wird jetzt ein gewisser Energiebetrag in diesem Abschluß in Form von Wärme verzehrt. Die zurückgespiegelten Spannungen bzw. Ströme werden kleiner als die hineingeschickten: Es findet eine „Einrebung“ der Bäuche und Knoten statt, je nach Größe des Abschlußwiderstands. Beim Vergleich der Abb. 20 und 21 ist zu bemerken, daß die Spannungsverteilungen für unendlich große und für kleine Endwiderstände gerade entgegengesetzt verlaufen; sie sind um eine Viertelwellenlänge verschoben. Werden dem Abschluß jetzt endliche Werte gegeben (entweder schrittweise von sehr hohen Ohmzahlen aus kleiner werdend oder von null Ohm aufwärts, so müssen die „Welligkeiten“ der Spannungen in beiden Fällen immer mehr abnehmen, da immer größere Energiebeträge im Endwiderstand verbraucht werden. Daraus läßt sich die logische Folgerung ziehen, daß bei einem bestimmten mittleren Widerstandswert die Welligkeiten ganz verschwinden müssen: Die gesamte in die (verlustfreie) Leitung hineinlaufende Energie wird dann im Abschluß verzehrt; Strom und Spannung sind an allen Punkten von gleicher Höhe. Wir haben dann den Fall der vollkommenen Anpassung.

Diese Vorgänge lassen sich sehr schön experimentell veranschaulichen (Abb. 22). Die Lei-

C größer) ein kleinerer kritischer Ohmwert gehört. Bei näherer Untersuchung dieser Abhängigkeiten ergibt sich eine einfache Beziehung zwischen den Werten: Der Anpassungswiderstand muß gleich dem Wurzelwert aus dem Verhältnis Induktivität geteilt durch Kapazität werden. Diesen

Wert $\sqrt{\frac{L}{C}}$ bezeichnet man auch als Wellen-

widerstand Z einer Leitung; er wird in Ohm ausgedrückt. Durch Messung der L- und C-Werte eines beliebigen (z. B. 1 m) langen Doppelleitungsstücks läßt sich der Wellenwiderstand leicht bestimmen. Da es nur auf das Verhältnis $\frac{L}{C}$ ankommt, spielt die Meßlänge keine Rolle, solange sie klein gegen die Wellenlänge der Meßfrequenz bleibt.

Wellenwiderstand und Verluste von Antennenleitungen

Die Wellenwiderstände der üblichen sogenannten Bandleitungen oder Flachkabel liegen je nach dem Drahtabstand zwischen 70 und 300 Ohm. Im allgemeinen sind die Hochfrequenzverluste von Bandleitungen um so größer, je niedriger ihr Z-Wert ist. Die Eigenkapazität wird dann groß, und damit steigt auch der Anteil der dielektrischen Verluste stark. Als Maß für die Leitungsverluste wird in Deutschland meist der Dämpfungswert in Neper je Kilometer [Np/km] und im Ausland oft Dezibel je 100 englische Fuß = 30 m [db/100 ft] für die verschiedenen Ausführungen angegeben. Mit diesen logarithmischen Maßen ist die Dämpfung einer bestimmten Kabellänge leicht zu ermitteln. 50 Meter einer Lupolen-Bandleitung (240 Ohm) mit 6 Np/km Dämpfungswert bei 200 MHz geben z. B.

$$50 \cdot \frac{6}{1000} = 0,3 \text{ Neper} = \text{rd. } 25\% \text{ Span-}$$

etwa mit einem „Gewindegang“ auf 30 bis 50 cm Länge. Dieser Drall hat den weiteren mechanischen Vorteil, daß bei starkem Wind die „Segelwirkung“ der Flachleitung viel geringer wird und die Stützen nicht so beansprucht werden. An den Isolatoren darf ferner keine scharfkantige Einspannung der Leitung stattfinden, da sonst schon nach einigen Monaten Drahtbrüche durch vom Wind angestoßene mechanische Schwingungen eintreten, die äußerlich oft gar nicht auffallen, weil die äußere Isolationschicht unbeschädigt bleibt. Die modernen Ausführungsformen von Isolatoren vermeiden derartige Fehler durch Verwendung von federnden Halterungen.

In Sonderfällen kann man die Bandleitung auch im Innern stärkerer Metallrohrmasten oder von Schornsteinschächten herabführen. Dabei muß durch entsprechende Stützen ein zentraler Verlauf gewährleistet sein und bei eventuellen Mauerdurchbrüchen muß genügend „Nebenluft“ gelassen werden.

Verfolgt man dieses Prinzip weiter, so gelangt man zur abgeschirmten Doppelleitung in Rundkabelform (Abb. 23), wie sie neuerdings auch in einer Ausführung mit 240



Abb. 23. Symmetrische Rundkabel mit Wellenwiderstand $Z = 240 \text{ Ohm}$

Ohm Wellenwiderstand erhältlich ist. Dieses symmetrische Kabel ist zwar weit teurer als eine offene Leitung, macht dafür aber die Verlegung leichter und unkritischer. Isolatoren und Stützen fallen weg, einfaches Anschließen an beliebigen Punkten genügt. Der Metallmantel gibt einen Schutz gegen Außenstörungen; die Umgebung bleibt daher ohne Einfluß auf Symmetrie und Dämpfung. Die Dämpfungswerte dieser Kabelform liegen etwa bei 12 Np/km für 200 MHz; sie sind also höher als bei der offenen Leitung (vgl. Rechenbeispiel), scheinen aber durchaus tragbar, wenn man z. B. bedenkt, daß die Dämpfung der Bandleitung im Laufe der Zeit, besonders in Industriegebieten durch Ruß, Nässe usw. größer werden kann als der bei der Herstellung gemessene Wert.

Jetzt noch ein paar Worte zur Symmetrierung. Das Beispiel der Abb. 24 zeigt die Stör-



Abb. 22. Demonstration stehender Wellen mit einem Dezisender

stung eines auf z. B. 40 cm Wellenlänge arbeitenden Senders wird induktiv auf eine über 100 cm lange Doppeldrahtleitung („Lecherleitung“) gegeben, die entlang einer normalen röhrenförmigen Niederspannungs-Leuchtstofflampe gleicher Länge (25 oder 40 Watt) ausgespannt ist. (Die Drähte müssen dabei möglichst den Glasmantel der ohne äußere Zuleitungen aufgestellten Röhre berühren.) Das freie Leitungsende kann mit verschiedenen Widerständen abgeschlossen werden. Bei entsprechender starker Erregung der Leitung durch den Sender treten an den Stellen der Spannungsbäuche in der Gasentladungsröhre deutliche Leuchterscheinungen auf, bei offener Leitung also einmal am rechten Endpunkt, dann weiter alle 20 cm (= halbe Wellenlänge) bis zum Anfang links. Schließt man das Leitungsende kurz, so verschieben sich alle

Leuchtzentren um $10 \text{ cm} \left(= \frac{\lambda}{4} \right)$ nach links.

Bei Abschluß mit Widerständen in der oben beschriebenen Reihenfolge verringern sich die Helligkeiten der Zentren; dafür greifen die Leuchterscheinungen auch auf die Zwischenräume über, bis schließlich — bei Anschaltung des „kritischen“ Anpassungswiderstandes — die gesamte Röhre gleichmäßig aufleuchtet.

Verändert man den Abstand der Lecherdrähte voneinander, so wird man feststellen, daß zu einem größeren Abstand (Induktivität L größer, Kapazität C kleiner) ein höherer, zu einem kleineren Abstand (L kleiner,

ungsverlust. Von 10 mV Antennenspannung gelangen über diese Leitung nur 7,5 mV an den Empfänger. Verlängern wir die Leitung um 50 m, so werden weitere 25% (= 0,3 Np) von diesem Wert verlorengehen; die Restspannung wird 5,5 mV. Der gleiche Verlust würde sich einstellen, wenn nur 50 m einer Leitung mit 12 Np/km (also einer Leitung mit höheren Verlusten) verwendet werden.

Leitungsverlegung

In der Praxis kommt es nun darauf an, die Anpassungsverhältnisse 240-Ohm-Antenne / Leitung / Empfängereingang aufrechtzuerhalten. Das bedeutet vor allem eine sachgemäße Verlegung der Zuleitung (möglichst keine Unterbrechung der Verbindung Antenne — Gerät durch Klemmverbinder, zusätzliche Steckdosen u. dgl.) sowie eine Einhaltung ausreichender Abstände der ohne scharfe Knicke und Biegungen auf geeigneten Isolatoren befestigten Doppelleitung von Metallmassen (Masten, Dachrinnen). Mauerwerk verursacht z. B. besonders bei feuchtem Wetter eine starke Dämpfungserhöhung, wenn die Drähte nur wenige Millimeter entfernt verlaufen. Immer muß man daran denken, daß die offene Doppeldrahtleitung ein gewisses Streufeld hat und durch Fremdkörper besonders dann beeinflußt werden kann, wenn die Fremdkörper zu einem der Drähte eine kleinere Entfernung haben als zu dem anderen (Unsymmetrie). Aus diesem Grunde empfiehlt sich eine leichte Verdrallung der Ableitung,

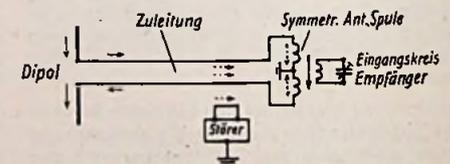


Abb. 24. Störkompensation mit einer offenen Doppelleitung und verkoppelter Symmetrierspule

kompensation durch eine offene Doppelleitung. Die vom Empfangsdipol gelieferten Nutzspannungen (ausgezogene Pfeile) fließen im Gegentakt über die Leitung zur Antennenspule des Empfängers und erzeugen dort ein Wechselfeld, das auf die Eingangsspule einwirken kann. Die von einer leitungs-nahen Störquelle (Klingel, Kollektormotor usw.) erzeugten Störschwingungen (punktlierte Pfeile) beeinflussen dagegen beide Drähte gleichsinnig, sie gelangen zur Antennenspule und heben sich dort durch gegensinniges Durchfließen der (eng verkoppelten) Spulenhälften auf. Voraussetzung dafür ist ein wirklich symmetrischer Aufbau des Empfängereingangs, auch in bezug auf die kapazitiven Streukopplungen. (Wird fortgesetzt)

Tiefen lassen sich gleichfalls weitgehend absenken. Trotz der hohen Entkopplungswiderstände ist eine gegenseitige Beeinflussung unvermeidlich; diese liegt unterhalb 4 db, ist also sehr gering und gerade noch feststellbar. Die Verstärkungsverluste dürfen mit etwa 10 db gleichfalls als gering bezeichnet werden, da andere Entzerrer höhere Verluste aufweisen.

Die Glieder des Hochpasses (100 pF, 1 Megohm, 1 Megohm) sind so bemessen, daß die Frequenzen oberhalb 3000 Hz ungeschwächt durchgelassen werden. Der Tiefpaß (200 kOhm, 10 nF, 1 Megohm, 1 Megohm) schwächt alle über 100 Hz liegenden Frequenzen ab.

Die mittleren Frequenzen werden durch Spannungsteiler um minimal 15 db gedämpft. Um bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler eine zu starke Abstrahlung

spannung der Katode aufgedrückt werden kann. Die Bemessung der Einzelteile entspricht den Werten der ersten Stufe.

Phasenumkehrstufe

Die sich anschließende Phasenumkehrstufe mit der Triode EC 92 arbeitet nach dem Katodenprinzip, das durch die natürliche Gegenkopplung anderen Schaltungen überlegen ist. Der Außenwiderstand wird in zwei gleiche Teile (je 20 kOhm) aufgeteilt. Die an dem in der Katodenleitung liegenden Teilwiderstand auftretende Spannung ist mit der Eingangsspannung phasengleich, die im Anodenkreis auftretende Spannung um 180° phasenverschoben. Der 300-Ohm-Katodenwiderstand erzeugt die Gittervorspannung und verzichtet auf einen Siebkondensator. Die beiden Arbeitswiderstände sollen im Interesse gleicher Spannungen gleiche Werte haben.

Gegentakt-AB-Endstufe

Die Endstufe ist mit den Röhren 2x EL 51 bestückt, die in AB-Schaltung arbeiten. Daraus ergibt sich der Vorteil einer hohen Ausgangsleistung (bis 65 Watt). Ferner können keine so hohen Spitzenströme wie bei reinem B-Betrieb auftreten. Bei geringer Aussteuerung arbeitet die Endstufe als A-Verstärker mit dem Vorzug eines kleinen Klirrfaktors. Bei starker Ansteuerung nähert sich die

Die Gitterableitwiderstände sollen den Wert von 300 kOhm nicht überschreiten. Die Kopplungskondensatoren sind mit je 0,1 µF bemessen worden, um eine gute Tiefenwiedergabe zu gewährleisten. Vor den Steuergittern befinden sich 100-kΩ-Schutzwiderstände, die Selbsterregung im UKW-Gebiet verhindern sollen. Die 100-Ohm-Widerstände in den Schirmgitterleitungen haben die gleiche Aufgabe, schützen aber auch gleichzeitig die Schirmgitter vor Überlastung.

Der Ausgangsübertrager ist normal bemessen. Die sekundärseitigen Impedanzen sind 6, 15 und 200 Ohm. Benutzt man den Verstärker für eine Ausgangsleistung von 50 Watt, so entspricht der 200-Ohm-Ausgang einer 100-Volt-Anpassung. In diesem Fall ergeben sich einfache Anpassungsverhältnisse. Entnimmt man dem Verstärker die volle Leistung, so steigt die Spannung auf 114 V~ an. Diese Überlastung ist noch zulässig.

Aussteuerungskontrolle

Zur Kontrolle der Aussteuerung wurde ein Magischer Fächer vorgesehen. Der vertikale Aufbau der EM 85 und die geringen Abmessungen dieser Röhre bieten große Vorzüge. Die Steuerspannung wird der Phasenumkehrstufe entnommen. Die Spannungsteilerglieder (100 kOhm, 2 Megohm) sind so gewählt, daß der Schattenwinkel bei voller Aussteuerung

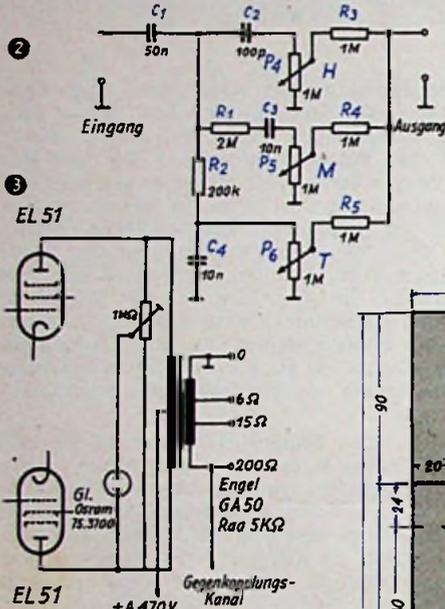
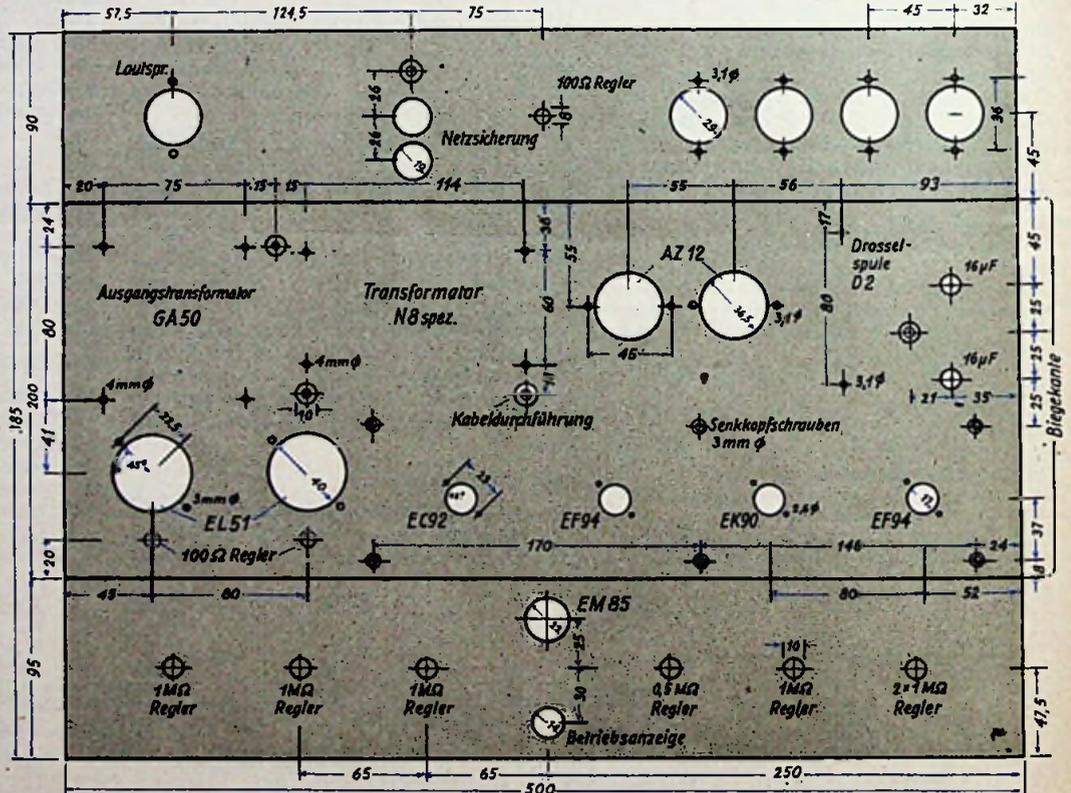


Abb. 2. Schaltbild des Entzerrergliedes

Abb. 3. Aussteuerungskontrolle mit Hilfe einer in der Endstufe angeordneten einfachen Glimmlampe

Abb. 4 (rechts). Maßskizze für die Chassisbohrungen; die Bohrungen sind in dem verwendeten industriemäßigen Chassis z. T. vorhanden



der Mitten zu vermeiden, wird die Regelmöglichkeit für diesen Bereich eingengt. Normalerweise können alle Frequenzen bei entsprechend kapazitätsarmem Aufbau die Glieder des Mittelpasses durchlaufen.

Der zweite Vorverstärker

Nachdem die Tonfrequenzen den Entzerrer passiert haben, gelangen sie zum zweiten Vorverstärker mit der Röhre EF 94. Ein in der Gitterleitung angeordneter UKW-Sieb-widerstand (100 kΩ) verhindert parasitäre Schwingungen. Der Katodenwiderstand dieser Stufe ist unüberbrückt, damit die vom Ausgangsübertrager kommende Gegenkopplungs-

Einstellung immer mehr dem B-Betrieb; jedoch ist es nicht ratsam, bis ins Gitterstromgebiet auszusteuern.

Um bei Röhren mit abweichenden elektrischen Daten die Arbeitspunkte getrennt einstellen zu können, sind die Katodenwiderstände aufgeteilt. Der eine Teil läßt sich verändern. Hierfür sind kleine Drahtpotentiometer („Entbrummer“) mit Widerständen von je 100 Ohm vorgesehen. Es besteht so die Möglichkeit, Unsymmetrien auszugleichen und beide Röhren so einzustellen, daß gleiche Anodenruhestrome (87 mA) fließen. Die elektrische Symmetrie beider Röhren läßt einen geringen Klirrfaktor von unter 5% bei voller Aussteuerung zu.

der Endstufe gerade Null wird. Um schärfere Leuchtkanten zu erreichen, ist ein Gleichrichter (Sirutor) eingefügt. Dieser Sirutor kann — auf Kosten der Ablesegenauigkeit — weggelassen werden. Aus Ersparnisgründen läßt sich an Stelle des Magischen Fächers auch eine ausgangsseitig angeordnete Osrnam-Glimmlampe „75.3700“ einbauen.

Sollen bei Verwendung der EM 85 die Leuchtkanten noch schärfer erscheinen, dann ist zwischen Sirutor und Glättungskondensator (2,5 nF) ein Siebwiderstand von 1 ... 2 Megohm zu schalten. Da die EM 85 zwei voneinander getrennte Systeme hat, sind an der Röhrenfassung verschiedene Verbindungen vorzunehmen.

Netzteil

Die erforderliche Anodenstromleistung liefert der mit den Röhren 2X AZ 12 bestückte Netzteil. Der Netztransformator (Engel „N 8 spez.“) ist primärseitig auf 120, 220, 240 Volt umschaltbar. Sekundärseitig stehen 2X 480 Volt zur Verfügung. Die Anoden jeder Gleichrichterröhre sind parallel geschaltet. In den Anoden sind insgesamt vier 100-Ohm-Schutzwiderstände angeordnet.

Während die Anodenspannung der Endröhren am Ladekondensator (16 μ F) abgenommen wird, zweigt die Schirmgitterspannung für die Endstufe erst am 16- μ F-Siebcondensator ab. Die Siebkette wurde ausreichend dimensioniert und aus Gründen der Betriebssicherheit mit Bosch-MP-Kondensatoren bestückt. Da am 16- μ F-Kondensator immerhin noch über 450 Volt Gleichspannung liegen, wird in einer sich anschließenden Siebkette die Anodenbetriebsspannung für die Vorstufen auf 250 Volt herabgesetzt. Der erforderliche Spannungsteiler besteht aus drei Widerständen von je 5 k Ω 6 Watt. Die Widerstandswerte sind so gewählt, daß an sämtlichen Vorstufen keine höheren Kaltspannungen als 350 Volt auftreten können.

Der erste Widerstand des Spannungsteilers wird zu Siebzwecken herangezogen und gestattet in Verbindung mit dem 40- μ F-Kondensator eine weitgehende Siebung. Außerdem sind sämtliche Vorstufen nochmals getrennt gesiebt, so daß von der Anodenspannungsseite her mit keiner Brummeinstreuung zu rechnen ist. Für die Symmetrierung der Heizspan-

induktive Brummbeeinflussung zu verhindern. Daneben befinden sich an der Chassisrückseite die beiden Gleichrichterröhren AZ 12, an die sich die Netzdrassel (Engel „D 2“) und die beiden 16- μ F-Kondensatoren (Bosch „MP“) anschließen. Im Vordergrund sind die Vorstufenröhren in der Reihenfolge des Schaltbildes (von links nach rechts EC 92, EF 94, EK 90, EF 94) zu erkennen. Die Röhren

Die Rückansicht zeigt links die vier Eingangsbuchsen, die zusammen mit den zugehörigen Steckern abgeschirmte Steckverbindungen ergeben (Tuchel-Verbindungen). Die beiden ersten Buchsen (von links nach rechts betrachtet) sind Mikrofoneingänge. Hieran schließen sich der Tonabnehmer Eingang und die Rundfunkeingangsbuchse an. In der Mitte sieht man das Enthrummpotentiometer für die

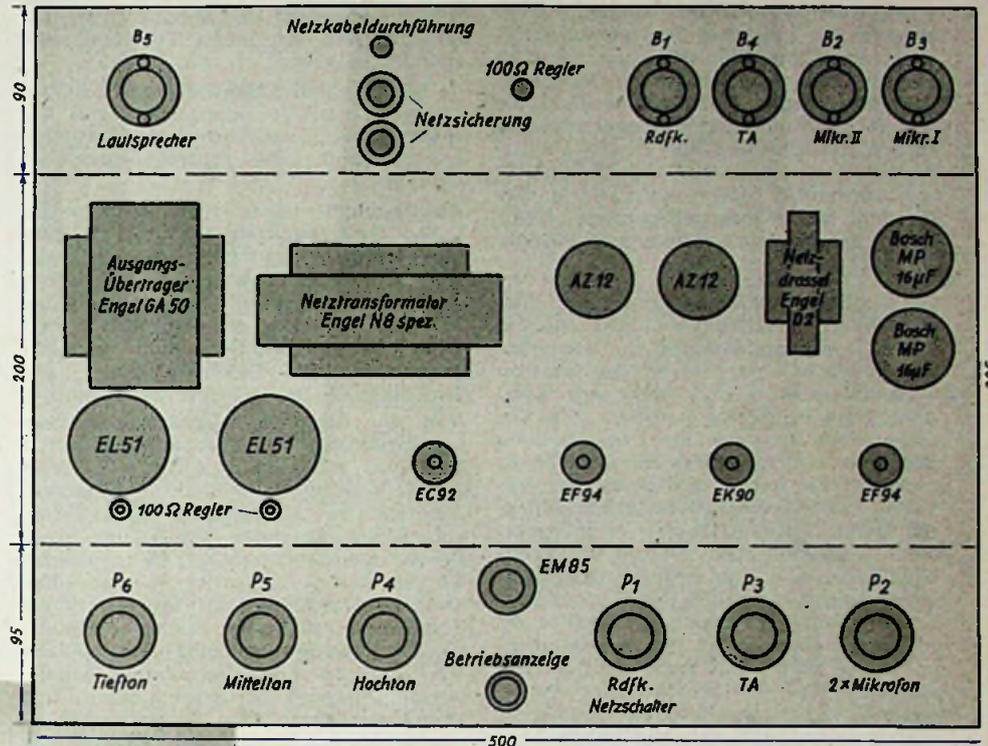


Abb. 5. Einzelteilanordnung auf dem Chassis

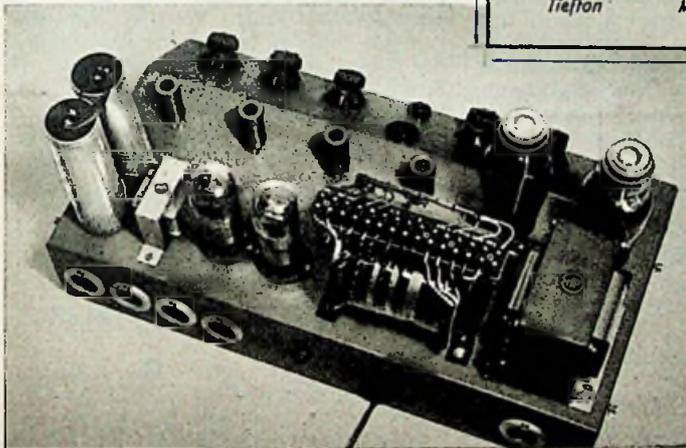


Abb. 6. Rückansicht des Chassis

nung ist ein Enthrummpotentiometer vorgesehen. Um die Heizwicklung nicht zu überlasten, werden die Endröhren aus der vorhandenen 12,6-Volt-Wicklung geheizt. Die Heizfäden liegen deshalb in Serie und sind am Verbindungspunkt geteilt.

Als Betriebskontrolle dient ein 6,3-Volt-Skalenlämpchen. Der Netzteil ist primärseitig mit zwei 2-A-Sicherungen abgesichert. Die Gesamtleistungsaufnahme ist 245 Watt.

Einzelteilanordnung

Aus den Fotos und der Skizze der Einzelteilanordnung geht die Lage der Einzelteile hervor. Links erkennt man die beiden Endröhren EL 51. Vor den keramischen Fassungen der EL 51 sitzen die beiden Kathodenregler (Enthrummpotentiometer). Der hinter den Endröhren teilweise sichtbare Ausgangsübertrager (Engel „GA 50“) ist gegenüber dem daneben angeordneten Netztransformator (Engel „N 8 spez.“) um 90° versetzt, um

befinden sich in praktischen Metallabschirmungen (Preh).

Auf der Pultplatte sieht man links den Baßregler, den Mittenregler und das Höhenpotentiometer. Rechts daneben sind oben der Blending für den Magischen Fächer und darunter die Signallampe angebracht. Rechts schließen sich der Rundfunk-Eingangsregler (mit Netzschalter kombiniert), das Tonabnehmerpotentiometer und das Umblendpotentiometer für die beiden Mikrofoneingänge an. Die Regler sind zusammen mit den zugehörigen Schaltelementen auf Pertinaxleisten befestigt und werden gruppenweise eingesetzt, wenn die Pertinaxplatten vorverdrahtet sind.

Röhrenheizung. Über der Netzkabeleinführung sind Schraubsicherungselemente (Wickmann) angebracht, während ganz rechts die Ausgangsbuchse für die Lautsprecheranschlüsse sitzt.

Gehäuse

Der Aufbau des Verstärkers wird wesentlich durch ein handelsübliches Metallgehäuse (P. Leistner, Hamburg-Altona) mit den Abmessungen 330x180x75 mm bei einer Haubenhöhe von etwa 180 mm erleichtert. Da Vorderseite, Deckseite und Rückseite gelocht sind, ergibt sich eine für Dauerbetrieb erwünschte ausgezeichnete Entlüftung. Das Stahlblechgehäuse ist gespritzt und der Lack im Ofen gebrannt. (Schluß folgt)



Abb. 7. Chassisansicht; Haube abgenommen

Eine Lautsprecherkombination für hohe Ansprüche

Nach systematischer Auswahl der Lautsprecher wurde eine Musterkombination zusammengestellt, die bei Verwendung elektrischer Weichen eine optimale Wiedergabe des gesamten Tonfrequenzbereiches ermöglicht. Eine Messung bei konstanter Eingangsspannung am Breitbandübertrager ergab einen auf weniger als ± 1 db gleichbleibenden Spannungspegel an den Lautsprechern. Nur an den Schnittpunkten der drei Tonfrequenzbereiche war ein leichter Abfall festzustellen. Der Gewinn an Wiedergabequalität rechtfertigt den größeren Aufwand an Mitteln.

Die vielfach erhobene Forderung, den von einem Breitbandverstärker abgegebenen Tonfrequenzbereich so wiederzugeben, wie es einer Messung am linearen Widerstand entspricht, läßt sich nicht ohne Schwierigkeiten erfüllen. Die Ursache liegt bei den elektroakustischen Wandlern (Lautsprecher), die nicht linear arbeiten; sie haben nur einen im Verhältnis zum Breitbandverstärker schmalen Bereich proportionaler Wiedergabe. Neuere Lautsprecher, speziell als Breitbandlautsprecher entwickelt, übertragen schon einen großen Teil des Tonfrequenzbereichs mit fast gleichem Schalldruck. An den beiden Enden des Hörbereiches ist jedoch immer ein mehr oder minder starker Abfall des Schalldruckes festzustellen. Auf einen linearen Verstärker bezogen sind die tiefen und hohen Tonfrequenzen stark benachteiligt. Ein Breitbandlautsprecher nähert sich demnach der gestellten Forderung, kann sie jedoch nicht erfüllen.

Ausgehend von dem normalen Bereich proportionaler Wiedergabe, der im Bereich der Resonanzfrequenzen des schwingenden Membransystems liegt, wurde durch Auswahl der Lautsprecher eine Kombination entwickelt, die hohen Ansprüchen bezüglich Wiedergabequalität gerecht wird.

Jeder normale Lautsprecher hat seine bestimmten Resonanzstellen (Abb. 1), die sich aus $f_{rek. 1} + f_{rek. 2} + f_{rek. 3}$ usw. zusammensetzen. Davon hat die Resonanzfrequenz $f_{rek. 1}$ die größte Amplitude. Wird die Spannung vor dem Übertrager konstant gehalten und die Meßfrequenz ständig erhöht, so lassen sich die geraden und ungeraden Resonanzfrequenzen als Spannungserhöhung an der Schwingspule leicht ausmessen und auszählen. Der Scheinwiderstand der Schwingspule ist von der angelegten Frequenz abhängig und im Tonfrequenzbereich nur an zwei Punkten einander gleich. Der von der Membrane erzeugte Schalldruck steigt bis zur ersten Resonanzfrequenz rasch an, fällt dann zuerst langsam und am Ende des Hörbereiches sehr stark ab. Gleiches Verhalten zeigt auch die Spannung an der Schwingspule. Die Gründe für dieses Verhalten sind u. a.:

- a) Trägheit des schwingenden Systems von Membrane, Spule und Zentrierung;
- b) der mit steigender Frequenz zunehmend kapazitiv wirkende Scheinwiderstand der Spule;
- c) der für die verschiedenen Tonfrequenzen unterschiedliche akustische Scheinwiderstand von Schallwand und Luft.

Zu a) Die Trägheit benachteiligt die Abstrahlung der hohen Tonfrequenzen.

Zu b) Der kapazitive Anteil des Scheinwiderstandes läßt die Spannung an der Schwingspule bei hohen Tonfrequenzen zusammenbrechen.

Zu c) Der durch Schallwand und Luft gegebene akustische Scheinwiderstand ist, sofern er nicht unendlich groß ist, nur für mittlere und hohe Tonfrequenzen voll wirksam.

Ausgleichend gegen den Abfall der hohen Tonfrequenzen wirkt z. B. eine Metallkalotte, die auf das membranseitige Ende der Schwingspule aufgeklebt wird und, konisch verbreitert, ein Stück der Membranfläche miterfaßt. Die hohen Tonfrequenzen werden damit merklich angehoben, der Scheinwiderstand der Schwingspule jedoch nicht beeinflusst.

Von der Tatsache ausgehend, daß ein Lautsprecher in der Resonanz die größte Wirkung zeigt, soll dieser Gedanke weiter verfolgt werden. Ein Zusammenschalten von zwei Lautsprechern unterschiedlicher Resonanz (hohe und tiefe Resonanz) bringt schon eine merkliche Verbesserung. Ein dritter Lautsprecher kleinen Durchmessers, also geringer Trägheit, der außerdem mit einer Metallkalotte versehen ist, gibt eine weitere Verbesserung der abgegebenen Schallleistung (Abb. 3). Gleichzeitig macht sich eine Vergrößerung des Gesamtwirkungsgrades deutlich bemerkbar. Die durch das gleichphasige Arbeiten von drei Lautsprechern schon erreichte Verbesserung läßt sich durch gute Abstimmung der einzelnen Lautsprecher noch vergrößern.

In der Musterkombination werden folgende Lautsprecher verwendet:

Tiefenlautsprecher: 24-cm-Nawi-Membrane; Spule 14 Ohm (Gleichstromwiderstand), 10 mm lange Wicklung; Magnet „NT 5 - 27/100“ (Spalttiefe 6 mm).

Mittellautsprecher: 20-cm-Kegelmembrane; Spule 12 Ohm (Gleichstromwiderstand), 10 mm lange Wicklung; Magnet „NT 4 - 25/93“ (Spalttiefe 6 mm).

Hochtonlautsprecher: 11-cm-Kegelmembrane; Piezokristall-Element 15 000 pF (max. 150 Volt); „CBA“ 34×34×1,8 mm (Fabrikat: WELAS).

Resonanzfrequenzen, Scheinwiderstände:
Tiefenlautsprecher: etwa 70 Hz; 15 Ohm Impedanz (für 100 Hz).

Mittellautsprecher: etwa 400 Hz; 15 Ohm Impedanz (für 800 Hz).

Hochtonlautsprecher: etwa 1000 Hz; 1330 Ohm Impedanz (für 8000 Hz).

Der Scheinwiderstand für den Hochtonlautsprecher wurde nach der Gleichung

$$R_c = \frac{1}{2\pi f \cdot C} \quad (1)$$

für $f = 8000$ Hz zu 1330 Ohm gefunden. Der Tiefenlautsprecher ist im Arbeitsbereich mit 6 Watt belastbar, der Mittellautsprecher gleichfalls mit 6 Watt. Für den Hochtonlautsprecher ist 1 Watt die maximal zulässige Belastung (bzw. maximal 150 Volt). Werden alle drei Lautsprecher an getrennte Wicklungen des Übertragers angeschlossen, der als Breitbandübertrager mit verschachtelter Wicklung ausgeführt ist, so verteilt sich die Leistung fast gleichmäßig auf alle drei Lautsprecher (Abb. 4). Der Hochton-

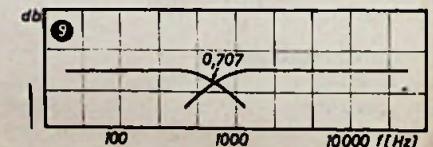
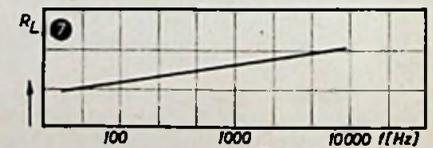
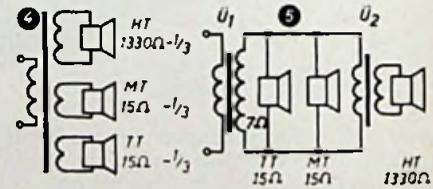
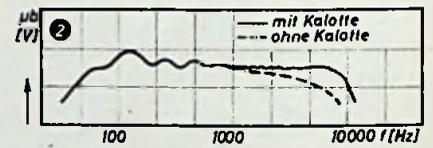
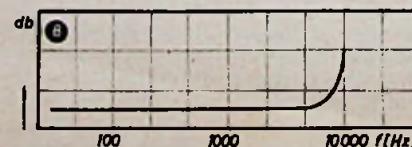
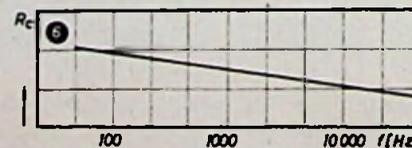
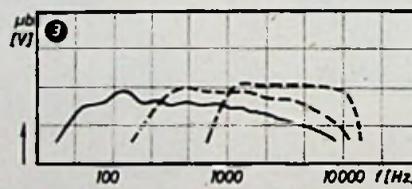
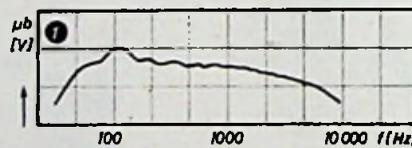


Abb. 1. Verlauf der Resonanzfrequenzen und des Schalldruckes in Abhängigkeit von der Frequenz. Abb. 2. Verlauf der Resonanzfrequenzen und des Schalldruckes mit und ohne Kalotte in Abhängigkeit von der Tonfrequenz. Abb. 3. Verlauf des Schalldruckes bei einer Kombination von 3 Lautsprechern ohne elektrische Weiche. Abb. 4. Lautsprecher an eigenen Sekundärwicklungen. Abb. 5. Drei Lautsprecher an einer Sekundärwicklung mit Zwischenschaltung eines Zwischenübertragers für den Hochtonlautsprecher. Abb. 6. Verlauf des kapazitiven Widerstandes mit der Frequenz. Abb. 7. Verlauf des induktiven Widerstandes mit der Frequenz. Abb. 8. Anstieg der Dämpfung eines Vierpoles für eine vorgewählte Frequenz. Abb. 9. Leistungsabfall und Dämpfungsanstieg für eine vorgewählte Frequenz bei der Verwendung von Hochpaß und Tiefpaß (Schnittpunkt bei Abfall auf $N = 0,707$)

lautsprecher erhält also zuviel Leistung, denn nach der Gleichung

$$U = \sqrt{R_0 \cdot N} \quad (2a)$$

ist die anliegende Spannung 114 Volt, wenn für die gesamte zu übertragende Leistung $N = 10$ Watt angenommen und die beiden anderen Lautsprecher nicht angeschlossen werden. Nach der Gleichung

$$N = \frac{U^2}{R_0} \quad (2b)$$

ist die Belastung demnach $= 10$ Watt. Durch Anschließen der beiden anderen Lautsprecher verringert sich die Belastung des Hochtonlautsprechers auf etwa $\frac{1}{3}$, was auch noch zuviel ist. Die Lösung bringt ein Zwischenübertrager, dessen Primärseite den nunmehr parallel geschalteten beiden anderen Lautsprechern zugeschaltet wird (Abb. 5). Damit liegen alle drei Lautsprecher parallel an einer Sekundärwicklung des Breitbandübertragers. Tieftonlautsprecher und Mitteltonlautsprecher nehmen bei gleichem Scheinwiderstand der Schwingspule auch gleiche Leistung auf. Bei der Parallelschaltung der beiden Schwingspulen ergibt sich ein Anpassungswiderstand (Impedanz) von

$$R_{ges} = \frac{15 \cdot 15}{15+15} = 7,5 \text{ Ohm}$$

Damit von dem Zwischenübertrager nur 1 Watt übertragen wird, muß die Anpassung richtig gewählt sein. Für die verbleibenden 9 Watt (Tieftonlautsprecher und Mitteltonlautsprecher) ist die Anpassung 7,5 Ohm. Ein zehnfach größerer Anpassungswiderstand müßte dann auch die zehnfach kleinere Leistung ergeben. Gefordert ist 1 Watt, die Anpassung soll 75 Ohm sein; dann ist nach Gl. (2a)

$$U = \sqrt{R \cdot N} = \sqrt{75 \cdot 1} = 8,65 \text{ [Volt]}$$

Die aufgenommene Leistung ist

$$N = \frac{U^2}{R} = \frac{8,65^2}{75} = 1 \text{ [Watt]}$$

Damit ist die Forderung nach richtiger Verteilung der aufgenommene Leistung annähernd erfüllt, und der Anpassungswiderstand für alle drei Lautsprecher wird dann nach der Gleichung

$$R_{ges} = \frac{75 \cdot 7,5}{75+7,5} = 6,8 \text{ [Ohm]}$$

aufgerundet mit 7 Ohm eingesetzt. Damit ist auch das Übersetzungsverhältnis bestimmt. Es ist nun eine Lösung zu finden, um jeden Lautsprecher nur in seinem optimalen Arbeitsbereich arbeiten zu lassen. Die beste Lösung dafür ist die elektrische Weiche, die aus frequenzabhängigen Gliedern aufgebaut ist [1, 2]¹⁾. Der kapazitive Widerstand nach Gl. (1) wird geringer, wenn die Frequenz steigt (Abb. 6). Umgekehrt steigt der induktive Widerstand nach der Gleichung

$$R_L = 2 \pi f \cdot L \quad (3)$$

mit der Frequenz an (Abb. 7).

Ein Netzwerk (Vierpol) aus C und L ergibt für eine bestimmte Frequenz einen steilen Anstieg der Dämpfung, womit sich die Forderung nach Frequenztrennung für die Lautsprecher leicht erfüllen läßt (Abb. 8). Soll die Dämpfung im Schnittpunkt der Tonfrequenzbereiche auf den Wert $\sqrt{2}$ bzw. die Leistung auf den ent-

1) Schrifttum:

- [1] Chr. Wispeintner, „Elementare Einführung in die Filtertheorie“, FUNK UND TON, Bd. 6 [1952], H. 1 ... 4
- [2] FUNK-TECHNIK, Bd. 3 [1948], H. 17, S. 414, „Nomogramm für Hoch- und Tiefpaßfilter“
- [3] R. Feldtkeller, „Spulen und Übertrager“, Teil III, Hirzel/Stuttgart [1949]

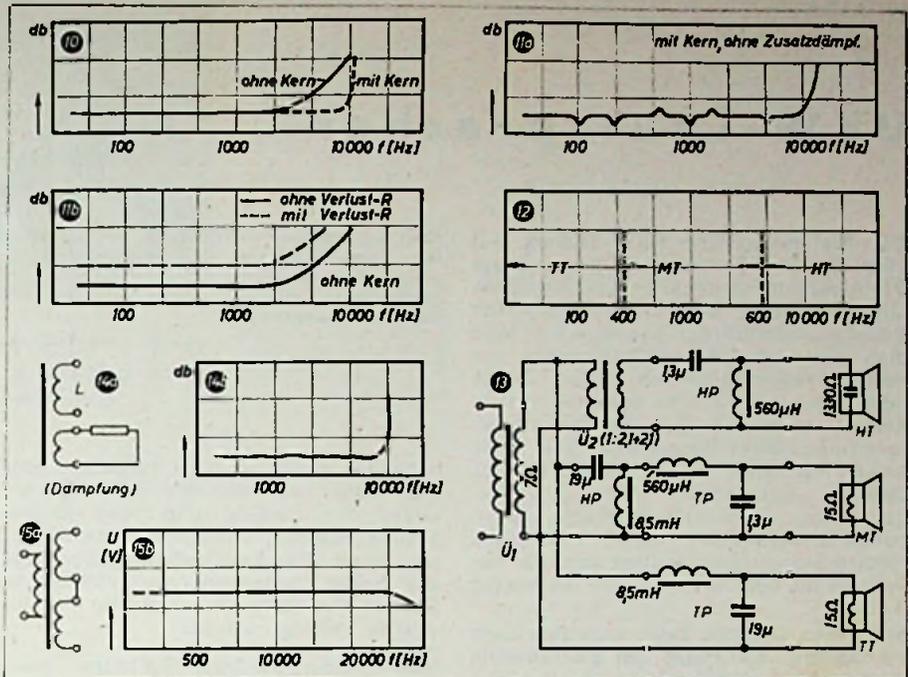


Abb. 10. Unterschiedlicher Anstieg der Dämpfung bei der Verwendung einer Drossel mit Eisenkern und ohne Eisenkern. Abb. 11a. Verlauf der Dämpfung bei Verwendung einer Drossel mit Eisenkern und die Wirkung der Resonanzen. Abb. 11b. Wie Abb. 11a, jedoch bei Verwendung einer eisenlosen Drossel mit und ohne Verlustwiderstand. Abb. 12. Aufteilung des Tonfrequenzbereiches in 3 Teilbereiche. Abb. 13. Gesamtschaltbild der Musterkombination mit Werten. Abb. 14a. Schaltung der Dämpfungswicklung der Drossel. Abb. 14b. Verlauf der Dämpfungskurve der Schaltung nach Abb. 13a. Abb. 15a. Schaltung des Zwischenübertragers. Abb. 15b. Verlauf der frequenzabhängigen Spannungskurve

sprechenden Wert $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ abfallen

(Abb. 9), dann gelten die Gleichungen:

$$C = \frac{1}{2 \pi f \cdot R \cdot \sqrt{2}} \quad L = \frac{R \cdot \sqrt{2}}{2 \pi f} \quad (4a, b)$$

[C = Farad, L = Henry, f = Hertz, R = Ohm (Schwingspulenimpedanz)].

Je nach der Güte der Selbstinduktion L wird ein mehr oder minder steiler Anstieg der Dämpfung erreicht (Abb. 10). Drosseln mit Eisenkern lassen leicht unerwünschte Resonanzen auftreten (Abb. 11a, 11b), was bei Drosseln ohne Eisenkern nicht zu befürchten ist. Dafür erfordern die Luftdrosseln mehr Drahtwindungen, und es ergibt sich ein etwas höherer Verlustwiderstand, der, wenn er größere Werte annimmt, eine zusätzliche Dämpfung bringt.

In der Musterkombination wurde der Tonfrequenzbereich in drei Bereiche aufgeteilt (Abb. 12). Der Tieftonlautsprecher erhält über ein Tiefpaßfilter alle Tonfrequenzen bis 400 Hz, der Mitteltonlautsprecher über ein Bandpaßfilter die Tonfrequenzen von 400 ... 6000 Hz und der Hochtonlautsprecher alle Tonfrequenzen über 6000 Hz über ein Hochpaßfilter. Die erforderlichen Daten der C- und L-Glieder für die notwendigen Hoch- und Tiefpässe sind in Abb. 13 eingetragen.

Die Drosseln in der Musterkombination haben Eisenkerne der Größe M 42 (Dyn. Bl. IV). Zur Dämpfung der Resonanzen ist eine getrennte Wicklung aus einigen Windungen dünnen Drahtes aufgebracht und über einen geeigneten Widerstand belastet. Unerwünschte Resonanzen werden damit abgeflacht, so daß keine Spitzen auftreten (Abb. 14a, 14b). Gleiches läßt sich durch eine Drosselwicklung aus Widerstandsdraht erreichen; dabei ist jedoch darauf zu achten, daß der Eigen- bzw. der Verlustwiderstand der Drossel klein gegen die Schwingspulenimpedanz bleibt. Der Zwischenübertrager hat für ein Anpassungsverhältnis von 75 Ohm

auf 1330 Ohm ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 4,2. Bei einer Kerngröße von M 42 (Dyn. Bl. IV) hat er primär 500 Wdg., 0,2 CuL, sekundär (mit Trennwand) nach Zwischenlage von 0,5 mm Isolationsmaterial 2×1050 Wdg., 0,1 CuL (Abb. 15a, 15b). Beide Wicklungen sind lagenweise ausgeführt. Die beiden Sekundärwicklungen sind hintereinander geschaltet; damit addieren sich die Teilspannungen, und die Wicklungskapazität halbiert sich [3].



Subminiatur-LötKolben

Mit der laufenden Verkleinerung elektronischer Bauteile wächst die Notwendigkeit, auch bei der Fertigung der Geräte hinreichend kleines Werkzeug verfügbar zu haben. Als Ergebnis einer dreijährigen Entwicklungsarbeit ist nun z. B. von den Oryx Electrical Laboratories, London, E. C. 3, ein Niedervolt-LötKolben herausgebracht worden, der mit rd. 15 cm Länge und etwa 7 mm Schaftdurchmesser nicht größer als ein Bleistift ist. Die auswechselbare Spitze aus nicht zunderndem Material ist nur etwa 3,5 mm breit, so daß auch Kontaktstellen an Subminiaturteilen zum Löten gut erreicht und nicht überhitzt werden. Der zwischen Schaft und Lötspitze untergebrachte Heizer kann, entsprechend den diversen industriellen Aufgaben bei Hörhilfen, Miniaturradios, Radar usw., in verschiedenen Ausführungen zwischen 6 ... 12 W für 6, 12, 24 Volt geliefert werden. Bei den 5-Watt-Typen liegt die Anheizzeit bei etwa 15 s, während die höher belastbaren bis zu 45 s erfordern. Ein Versuchsbetrieb im FT-Labor ließ die angenehm schnelle Betriebsbereitschaft erkennen, die sowohl bei Gleichstrombetrieb aus einem 6-V-Auto-Akku wie auch bei Wechselstromspeisung — beispielsweise aus der Heizwicklung eines Netztrafos — erreicht wird.

UKW-Lautsprecher

Die Einführung der UKW-Technik hat auch für den Bastler eine Reihe neuer Probleme mit sich gebracht. Das schwächste Glied in dieser Kette ist meistens das Endglied, nämlich der Lautsprecher. Will man das von den UKW-Sendern gebotene Frequenzband von 30 Hz ... 13 kHz oder sogar bis 15 kHz ausnutzen, dann kommt man mit gewöhnlichen Lautsprechern älterer Bauart nicht aus; diese zeigen oft einen schon bei 8...10 kHz plötzlich einsetzenden Abfall im Frequenzgang. Industriell gefertigte Breitbandkombinationen oder zusätzliche Hochtonlautsprecher sollten deshalb bevorzugt für UKW-Wiedergabe verwendet werden.

Mit etwas Geschick kann man aber auch vorhandene, die Tiefen gut abstrahlende dynamische Lautsprecher „nach oben hin“ erweitern und so mit geringem finanziellen Aufwand die Wiedergabe den Möglichkeiten anpassen.

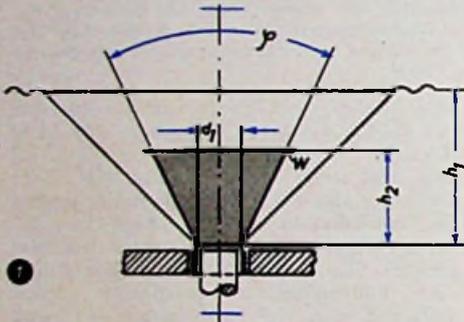


Abb. 1. Bemessung eines Hochtonkegels

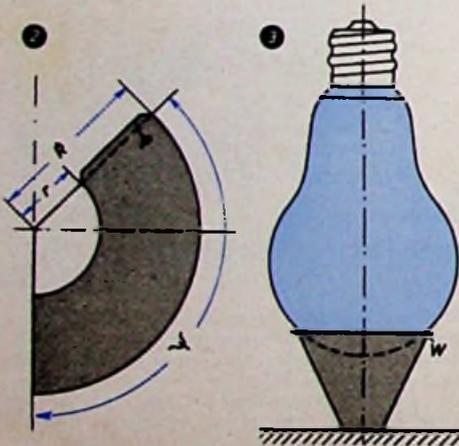
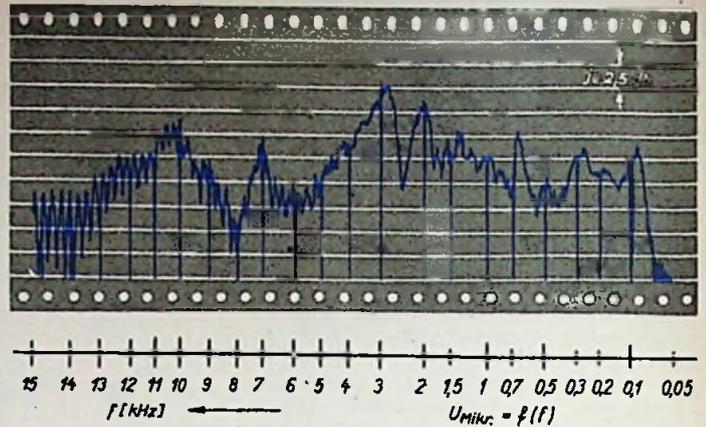


Abb. 2. Abwicklung des Hochtonkegels. Abb. 3. Beim Trocknen wird der geklebte Hochtonkegel zweckmäßig mit einer Glühlampe o. dgl. beschwert

Die Membrane eines Lautsprechers muß eine bestimmte Größe haben, um auch die tiefen Töne mit tragbarem Wirkungsgrad abzustrahlen. Im Bereich hoher Töne (Verhältnis 1:3 · 10³!) kann dieselbe Membrane den Schwingungen nicht mehr als Kolben folgen; sie ist hierfür zu schwer, wird zu stark gedämpft und schwingt außerdem in sich. Auch eine Nawi-Membrane ist nicht vollkommen. Die Schwingspule selbst jedoch bewegt sich in weit höherem Maße mit der an-

Abb. 4. Registrierstreifen des Frequenzganges eines mit einem Hochtonkegel versehenen Normallautsprechers



regenden Frequenz. Der Gedanke liegt nun nahe, auf dieselbe Schwingspule außer der großen noch eine kleine, leichte „Hochton“-Membrane aufzusetzen, um damit die Abstrahlbedingungen für die hohen Frequenzen zu verbessern. Dieser Weg ist auch schon von der Industrie verfolgt worden.

Eine solche Hochton-Membrane stellt man sich z. B. aus einer auf glattem Papier aufgezeichneten und ausgeschnittenen Kegelstumpf-Abwicklung durch Zusammenkleben her. Das Papier soll glatt, möglichst steif und möglichst leicht sein (z. B. gutes Schreibmaschinenpapier). Als Klebstoff eignet sich dünn aufgetragenes „Kohäsan“ (Celluloid, Aceton und Amylacetat) oder ein ähnlicher „Alleskleber“. Den Klebefalz mache man nur 2...3 mm breit.

Zunächst müssen die Abmessungen des Kegelstumpfes bestimmt werden (vgl. Abb. 1 und 2.). Der Durchmesser d_1 ist direkt zu messen, h_2 ist zweckmäßig $\frac{2}{3} \cdot h_1$,

jedoch nicht über 50 mm. Das Optimum für φ läßt sich nicht einfach angeben. Günstig ist für gebräuchliche Zimmerlautsprecher zwischen 45...60° (meist um 50°), je nach dem Öffnungswinkel der Hauptmembrane. Dann wird:

$$r = \frac{d_1}{2 \cdot \sin \varphi/2}$$

$$R = r + \frac{h_2}{\cos \varphi/2}$$

$$\Psi [^\circ] = 360 \cdot \sin \varphi/2$$

Nach dem Kleben am Falz P wird der obere äußere Rand der Membrane gleichmäßig mit einem dünnen, 3 mm breiten Streifen Kohäsan bestrichen, und beim Trocknen ergibt sich dadurch die Wölbung W, die der Membrane eine größere Steifigkeit verleiht. Zum Trocknen läßt sich die Membrane mit der (virtuellen) Spitze auf eine ebene Platte stellen und die offene Seite etwa mit einer Glühlampe beschweren; der Kegel wird dann gut rund (Abb. 3). Nach etwa einem Tag kann man dann den Hochton-Kegel in den Lautsprecher einkleben, wieder mit Kohäsan. Das Klebemittel ist sparsam anzuwenden, und zwar einmal, um die Masse der Membrane nicht unnötig zu erhöhen, und zum anderen, um einen eventuellen Verziehen des Schwingspulenrahmens vorzubeugen. Der Kegel muß jedoch auf der ganzen Berührungslinie festkleben, um späteres Klirren zu vermeiden. Die beim Einkleben wiederum aufgesetzte Glühlampe gewährleistet die erwünschte Form.

Daß man mit einer derart primitiven Methode gute Erfolge erzielen kann, beweisen die Meßergebnisse Abb. 4. Der Lautsprecher wurde im schalltoten Raum mit konstanter (Trafo ~) Eingangsspannung betrieben und der Frequenzgang mit einem Meßmikrofon (Neumannschreiber) in Achsrichtung, Abstand 1 m, gemessen. Der Registrierstreifen zeigt die Messung mit einem nach mehreren Versuchen ermittelten optimalen Hochtonkegel.

Mit zwei solchen günstig im Raum verteilt aufgestellten Lautsprechern ist ein besseres Klangbild zu erhalten als mit mancher guten Breitbandkombination.

Werkstattswinke

Ausgangstransformator für Breitbandverstärker

Der beste Verstärker mit Studioqualität ist wertlos, wenn man keinen geeigneten Lautsprecher mit dem dazugehörigen Ausgangstransformator hat. Wie ein solcher Lautsprecher oder eine Lautsprecherkombination aussehen kann, ist z. B. in den vorhergehenden Aufsätzen besprochen worden. Nachstehend soll über den Aufbau von Ausgangstransformatoren zur Wiedergabe tiefster und höchster Frequenzen etwas aus der Praxis des Wickers gebracht werden. Meistens rechnet der Praktiker nicht gern. Oft ist das ein Fehler; bewährte Rechnungsgänge für Ausgangstransformatoren¹⁾ vermindern das Risiko einer nicht richtigen Bemessung des Übertragers. Ganz ohne Rechnung kommt man nie aus; sie kann aber — wie die guten Erfahrungen des folgenden vereinfachten „Rezeptes“ beweisen — ruhig auf ein Mindestmaß beschränkt werden. Nach diesem Verfahren gewinkelte Endübertrager zeigten einen durchaus befriedigenden Frequenzgang bis 15 kHz.

Übersetzungsverhältnis

Der Ausgangstransformator liegt zwischen der Endröhre und dem Lautsprecher. Das ist die Grundlage zur Berechnung des Ausgangsübertragers. Von der Endröhre muß bekannt sein, welchen Außenwiderstand und welche Sprechleistung sie hat; beim Lautsprecher ist die Impedanz (d. h. der Wechselstromwiderstand) der Schwingspule ausschlaggebend. Die Röhrendaten entnimmt man einer Röhrentabelle. Die Schwingspulenimpedanz läßt sich, wenn sie unbekannt sein sollte und keine Tonfrequenzquelle zur Verfügung steht, auch durch eine einfache Widerstandsmessung mit Wechselstrom 50 Hz bestimmen²⁾. Notfalls genügt auch eine Messung des Gleichstromwiderstandes, dessen Wert dann mit 1,25 multipliziert wird. Aus diesen gegebenen Werten wird nun das erforderliche

1) s. auch FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 16, S. 477, und HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER, Bd. I, S. 265.

2) FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 14, S. 383.

Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators errechnet:

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} \quad (1)$$

(R_a = Außenwiderstand; R_L = Schwingpulenzimpedanz; \bar{u} = Übersetzungsverhältnis)

Größe des Eisenkerns

Wichtig ist die Größe des Eisenkerns. Leider wird an dieser Stelle oft zum eigenen Nachteil gespart. Der Eisenkern kann nicht groß genug sein. Eine Faustformel sagt beispielsweise, daß die fünffache Sprechleistung die VA-Type des Kernes ergibt (bei 10 W Leistung ein Kern mit einer Leistung für 50 VA). Schon sicherer ist die Bestimmung der Kerngröße nach der empirischen Formel

$$F_e = 12 \sqrt{\frac{2 \cdot N}{f_u}} \quad (2)$$

(F_e = Eisenquerschnitt in cm^2 ; N = Leistung in Watt; f_u = tiefste zu übertragende Frequenz). Das Übersetzungsverhältnis und die Kerngröße sind damit bekannt, so daß man nun an die eigentliche Berechnung und den Bau herangehen könnte.

Die primäre Selbstinduktion bestimmt die untere Frequenzgrenze

Welche Anforderungen muß nun ein Ausgangstransformator für einen Breitbandverstärker erfüllen? Er soll das Frequenzband von 30 Hz bis 15 kHz ohne zu großen Abfall bei den tiefen und hohen Frequenzen übertragen können. Für die tiefen Frequenzen ist das nicht schwierig; dort ist die Primärinduktivität maßgebend, die errechnet werden muß:

$$L_p = \frac{x \cdot R_a}{2\pi \cdot f_u} \quad (3)$$

(L_p = Selbstinduktion der Primärwicklung; x = Anpassungsfaktor)

Für Ausgangsübertrager für Breitbandverstärker wählt man als Anpassungsfaktor $x = 1,5 \dots 2$, dies entspricht einem Frequenzgang von 10...15%. Bei normalen Ausgangsübertragern liegt der Anpassungsfaktor etwa bei 1.

Die obere Frequenzgrenze ist durch kapazitäts- und streuarmlen Aufbau gegeben

Für die Übertragung der hohen Frequenzen ist einzig und allein der Aufbau der Wicklungen entscheidend. Die Grundbedingung ist eine kapazitätsarme Wicklungsweise und eine streuarmler Wicklung. Da aber Streuarmut und geringe Kapazität einander widersprechen, kann Streuarmut insbesondere durch die Verwendung eines guten Bleches, d. h. eines Bleches mit hohem K-Wert, zum Erfolg führen. Kapazitätsarme Wicklungsweisen gibt es verschiedene. Man kann Lackseidedraht verwenden und viel Isolation einführen, man kann aber auch in mehreren Kammern wickeln. Hierbei wird jedoch unnötig viel Wickelraum vergeudet. Als zweckmäßig haben sich deshalb „verschachtelte“ Wicklungen erwiesen. Die errechnete Primärwindungszahl wird hierzu z. B. in vier gleiche Teile und die sekundäre Windungszahl in drei Teile zerlegt. Erst wickelt man einen Teil der Primärwicklung, dann einen Teil der Sekundärwicklung, dann wieder Primärwicklung usw. Die einzelnen Wicklungen werden dann noch untereinander verschachtelt geschaltet (s. Abb. 1).

Bestimmung der Windungszahlen und des Drahtdurchmessers

Ist das Übersetzungsverhältnis, die Kerngröße und die Primärinduktivität errechnet, dann folgt die Ermittlung der Primärwindungszahl.

$$w_p = 1000 \sqrt{\frac{L_p}{K}} \quad (4)$$

(K = Induktivität eines bestimmten Kernes bei 1000 Windungen)

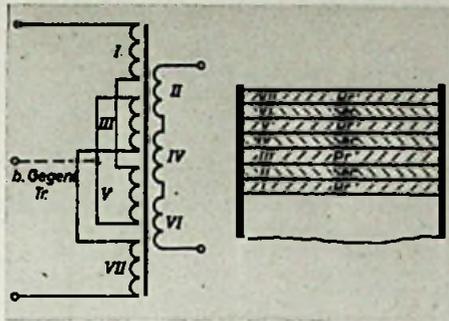


Abb. 1. Aufbau und Schaltung eines kapazitäts- und streuarmlen Ausgangstransformators

Bei einem unbekanntem Blech läßt sich der K-Wert direkt messen, wenn eine Induktivitätsmeßbrücke zur Verfügung steht. 1000 Windungen werden dazu auf den Kern aufgebracht. Die gemessene Induktivität ist dann der K-Wert. Für die gebräuchlichsten Kerntypen gibt die Tabelle I Angaben über entsprechende K-Werte

Tab. I. K-Werte für Dynamoblech IV

Blechpaket	Luftspalt		
	0	0,5	1 mm
M 42/15	1,2	0,43	0,26
M 55/20	2,5	0,83	0,52
M 65/27	4,3	1,08	0,67
M 74/32	5	1,66	1
M 85/32	5,5	—	1,2
M 102/35	9	—	1,6
M 102/55	12	—	2,4

Die Sekundärwindungszahl ergibt sich aus dem Übersetzungsverhältnis zu

$$w_s = \frac{w_p}{\bar{u}} \quad (5)$$

Der erforderliche Drahtdurchmesser wird nach der Gleichstrombelastung bemessen, und zwar

$$d_p \approx \sqrt{0,5 \cdot I} \quad (6)$$

(I = Anodenstrom der Endröhre)

Der Sekundärquerschnitt ist nur mit dem Sprechstrom belastet und wird zweckmäßig bei Impedanzen (R_L) bis 15 Ohm etwa vier- bis fünfmal stärker als der Primärquerschnitt gewählt.

Bei 200 Ohm genügt etwa der doppelte Primärquerschnitt.

Beispiel für die Röhre AL 5

Gegeben: Endröhre AL 5

$R_a = 3500 \text{ Ohm}$; $I_a = 72 \text{ mA}$; Sprechleistung = 8,8 W; Gleichstromwiderstand des Lautsprechers = 5 Ohm, d. h. $R_L = 5 \cdot 1,25 = 6,25 \text{ Ohm}$.

Gewünschter Frequenzbereich 30 ... 15 000 Hz.

Berechnung:

Übersetzungsverhältnis

[nach Gl. (1)]

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{4750}{6,25}} \approx 27$$

Eisenquerschnitt

[nach Gl. (2)]

$$F_e = 12 \sqrt{\frac{2 \cdot N}{f_u}} = 12 \sqrt{\frac{17,6}{30}} \approx 9,0 \text{ cm}^2$$

Ergibt Kern M 85/32, 1 mm Luftspalt.

Primärinduktivität

[nach Gl. (3)]

$$L_p = \frac{x \cdot R_a}{2\pi \cdot f_u} = \frac{1,5 \cdot 3500}{6,28 \cdot 30} \approx 27 \text{ H}$$

Primärwindungszahl

[nach Gl. (4)]

$$w_p = 1000 \sqrt{\frac{L_p}{K}} = 1000 \sqrt{\frac{27}{1,2}} \approx 4750 \text{ Wdg.}$$

Sekundärwindungszahl

[nach Gl. (5)]

$$w_s = \frac{w_p}{\bar{u}} = \frac{4750}{27} \approx 178 \text{ Wdg.}$$

Drahtdurchmesser

[nach Gl. (6)]

$$\text{primär: } d_p = \sqrt{0,5 \cdot I} = \sqrt{0,5 \cdot 0,072} \approx 0,2 \text{ mm}$$

$$\text{sekundär: } d_s = 4,5 \cdot d_p = 4,5 \cdot 0,2 = 0,9 \text{ mm}$$

Gegentakt-Ausgangstransformatoren

Die Berechnung eines Gegentakt-Ausgangstransformators erfolgt in der gleichen Weise. R_a wird dabei zu R_{aa} , d. h. der Außenwiderstand rechnet hier von Anode zu Anode. Die Angaben über R_{aa} sind ebenfalls den Röhrenunterlagen zu entnehmen.

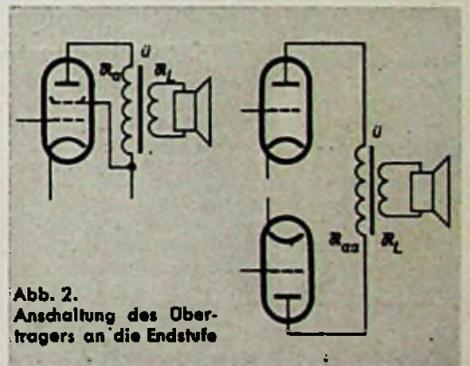


Abb. 2. Anschaltung des Übertragers an die Endstufe

men. Die Primärwicklung bekommt noch zusätzlich einen Mittelabgriff. Der Kern kann beim Gegentakt-Ausgangsrafo ohne Luftspalt geschachtelt werden, da er nicht mit Gleichstrom vormagnetisiert ist. Dadurch wird der K-Wert wesentlich größer und die Windungszahl kleiner; dies kommt der Streuarmut zugute. G. Schüler

SÜDDEUTSCHE
WAREN-
ABSATZKREDITBANK

G M B H

MÜNCHEN

am Goetheplatz · Haberlstr. 2

Die Spezialbank
für die
Finanzierung
des Absatzes von
produktions-
fördernden und
langlebigen
Wirtschaftsgütern

Reichweite deutscher Fernsehsender

Wie einer Mitteilung der Zentraltechnik des NWDR zu entnehmen ist, haben Teilnehmerzuschriften und eigene Untersuchungen einen ungefähren Überblick über die Empfangsmöglichkeiten der neuen Fernsehsender gegeben.

Hamburg: Der neue Fernsehsender wird ohne zusätzlichen (d. h. übernormalen) Antennenaufwand bis etwa 70... 90 km im Umkreis gut empfangen, ohne daß eine Richtung besonders bevorzugt wird. Aus den nordischen Staaten liegen vereinzelt Meldungen von Überreichweiten vor (Tondern in Süd- und Struer in Norddänemark, Malmö in Schweden); sie werden durch abnorme Witterungseinflüsse hervorgerufen und haben für den regelmäßigen Fernsehempfang keine Bedeutung.

Hannover: Die geringe Leistung, der relativ niedrige Mast und die geringe Bündelung beschränken die Empfangsmöglichkeiten unter normalen Bedingungen auf 40... 50 km Umkreis. FS-Teilnehmer aus höher gelegenen Orten in der weiteren Umgebung berichten jedoch von Empfang über noch größere Strecken.

Langenberg: Die Verhältnisse sind unübersichtlich. Der hoch gelegene Mast erlaubt in nördlicher und westlicher Richtung regulären Empfang über die 100-km-Grenze hinaus. Bei günstiger Lage der Empfangsorte gilt dies auch für den Osten und Süden. Ortschaften in Tälern sind dagegen schon in ziemlicher Nähe zum Sender schlecht versorgt (Beispiel: Wuppertal).

Köln: Dieser Sender ist nur für die Versorgung des Stadtgebietes gedacht und erfüllt diese Aufgabe zur vollen Zufriedenheit. Gebiete in der weiteren Umgebung von Köln werden von Langenberg besser versorgt. Die Erklärung für gewisse Empfangsschwierigkeiten im Kessel von Bonn sind damit gegeben: Köln liegt 25 km ab, Langenberg etwa 90 km.

Berlin: Hier haben sich die Empfangsbedingungen naturgemäß nicht geändert. Das gesamte Stadtgebiet wird vom Funkturm aus befriedigend versorgt; darüber hinaus liegen kaum Berichte vor.

Zahlreiche Empfangsmeldungen sprechen von Bildstörungen durch Mehrfachempfang („Geister“ bzw. „Plastik“). Hier scheinen die Antenneninstallateure noch nicht die besten Aufstellungsorte gefunden zu haben. Innerhalb der Großstädte ist eine scharf bündelnde Richtantenne oftmals ebenso wichtig wie in Randbezirken der Sender — dies weniger wegen der Feldstärkeerhöhung, als um vielmehr der Antenne eine eindeutige Aufnahme- richtung zu geben. Zum Glück sind die Preisunterschiede zwischen einer Drei-Element-Yagi-Antenne und einem einfachen Faltdipol nur gering.

Künftige Fernsehsender

Mitte Dezember begannen im Bereich der Stadt Stuttgart vorbereitende Messungen, die der Süd-deutsche Rundfunk zusammen mit dem Rundfunk- technischen Institut durchführt; sie haben das Ziel, den günstigsten Aufstellungsort für den Stuttgarter Fernsehsender zu finden — ein Vorhaben, das wegen der ungünstigen geografischen Lage weiter Stadtgebiete in einem Talkessel nicht leicht ist.

Man benutzt einen mehrere Kilowatt starken Impulssender, der an verschiedenen Punkten der Umgebung aufgestellt wird, und einen Meßempfänger im Volkswagen-Omnibus mit hochklappbarer Gittermast-Antenne.

Die Aufstellung des Fernsehsenders mit 100 kW eff. Strahlungsleistung ist für Mitte 1953 vorgesehen; in Stockholm erhielt Stuttgart jedoch nur eine provisorische Kanalzuweisung (Kanal 11 = 216... 223 MHz, d. h. außerhalb des bislang geltenden Bandes II).

Der erste bayerische Fernsehsender soll auf dem Wendelstein errichtet werden (Kanal 2 = 47... 54 MHz, 100 kW eff. Leistung) und wäre dann der erste deutsche Sender in Band I (41... 68 MHz). Ein zweiter Sender, etwa ein Jahr nach Errichtung der Wendelsteiner Anlage aufgebaut, wird nach Nürnberg kommen. Insgesamt sind 9 Sender vorgesehen, die etwas mehr als die Hälfte der Einwohner Bayerns erfassen werden.

FT-AUFGABEN

Zur Wiederholung • Vorbereitung • Prüfung

Dieses Mal...

Lautsprecher-Anlagen — berechnen oder schätzen?

Würden Sie es für praktisch halten, wenn jedes Kraftwerk eine andere Spannung in seinem Lichtnetz führen würde, eines z. B. 60 V, ein anderes vielleicht 145 V, ein drittes etwa 87,5 V und so weiter? Sicherlich nicht! Die Verstärker-Fachleute sind gleicher Meinung, allerdings erst seit kurzer Zeit.

Früher war es üblich, bei den Verstärkern den Ausgangswiderstand einheitlich zu halten, z. B. 200 Ω. Das war zu vertreten, solange normalerweise nur ein Lautsprecher an einen Kraftverstärker angeschlossen wurde. Da wir aber heute meistens mehrere Lautsprecher anschalten und oftmals solche Anlagen nur kurzzeitig für Veranstaltungen aufgebaut werden, ergeben sich beträchtliche Schwierigkeiten. Bei verschiedenen Nennleistungen hätten jene Verstärker verschiedene Ausgangsspannungen. Das würde bedeuten, daß jede Anlage in einer anderen Zusammenstellung neu berechnet und mit neuen Anpassungsübertragern ausgerüstet werden müßte.

Heute ist genormt, daß jeder Verstärker an seinem Ausgang bei Nennleistung eine Sprechwechselspannung von 100 V liefern soll. Dadurch ist es möglich, jeden Lautsprecher für Verstärkeranlagen von vornherein mit dem richtigen Anpassungsübertrager auszurüsten, der die 100-V-Spannung der Speiseleitung auf die für die Schwingspule richtige Spannung herabsetzt. Es muß nur dafür gesorgt werden, daß die Gesamtzahl der angeschlossenen Lautsprecher in der Lage ist, die Gesamtleistung des Verstärkers zu verarbeiten, und daß auch nicht mehr Leistung entnommen wird, als die Endröhre ohne Überlastung hergeben kann. Der Unterschied gegenüber einem Lichtnetz besteht nämlich bei der Lautsprecher-Speiseleitung in erster Linie in der Lastabhängigkeit.

Jeder moderne Verstärker hat also einen Ausgangsübertrager, der die genormte Spannung von 100 V liefert. Meistens ist außerdem ein niederohmiger Ausgang für den Kontroll-Lautsprecher vorhanden. Würde man auch die weiteren Lautsprecher nur niederohmig anschalten, so bekäme man wieder in der Speiseleitung zu hohe Ströme und damit einen zu großen Spannungsverlust. Für jede Nennleistung ergibt sich bei einer 100-V-Ausgangsspannung ein ganz bestimmter Ausgangswiderstand, nämlich

$$R_a = \frac{U^2}{N} = \frac{100^2}{N} = \frac{10000}{N} \quad (33)$$

Bei $N = 10$ W ist $R_a = 1000 \Omega$
 bei $N = 25$ W ist $R_a = 400 \Omega$
 bei $N = 50$ W ist $R_a = 200 \Omega$,

und so weiter.

Gewöhnlich werden alle Lautsprecher parallel geschaltet, jeder mit einem eigenen Übertrager ausgerüstet. Strahlergruppen können selbstverständlich mit einem gemeinsamen Übertrager angepaßt werden (s. Abb. 19).

$$N = N_1 + N_2 + N_3 + \dots \quad (34)$$

$$\bar{u} = \frac{U_{pr}}{U_{sek}} = \frac{100}{\sqrt{N \cdot R_L}} \quad (35)$$

... das nächste Mal:

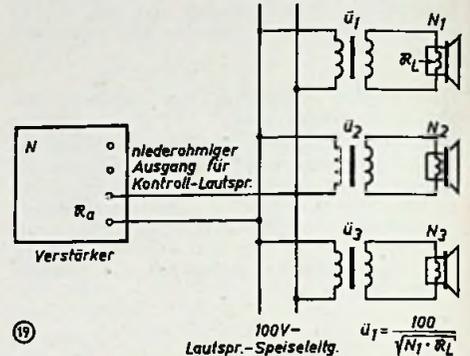
Über die Berechnung von Drahtwiderständen

(weil allgemein

$$\sqrt{N \cdot R} = \sqrt{U \cdot I \cdot R} = \sqrt{U \cdot U} = \sqrt{U^2} = U)$$

Frage 29

Welches Übersetzungsverhältnis muß ein Übertrager für einen 5-W-Lautsprecher mit 4Ω Schwingpulswiderstand zur Anpassung an 100 V haben?



Antwort 29

$$\bar{u} = \frac{100}{\sqrt{N \cdot R_L}} = \frac{100}{\sqrt{5 \cdot 4}} = \frac{100}{\sqrt{20}} = 4,47$$

$$\bar{u} = 22,4$$

Frage 30

An einen 15-Watt-Verstärker mit Normausgang (100 V) sollen drei Lautsprecher mit 4 W und $4,8 \Omega$ und ein Lautsprecher mit 3 W und 3Ω angeschlossen werden. Welche Übersetzungsverhältnisse sind erforderlich?

Antwort 30

$$\bar{u}_1 = \frac{100}{\sqrt{4 \cdot 4,8}} = \frac{100}{\sqrt{19,2}} = \frac{100}{4,38} = 22,8$$

$$\bar{u}_2 = \frac{100}{\sqrt{3 \cdot 3}} = \frac{100}{\sqrt{9}} = \frac{100}{3} = 33,3$$

Frage 31

Ein Lautsprecher von 6 W mit 5Ω Widerstand bei 1000 Hz hat einen Übertrager für $3,5 k\Omega$. Kann der Lautsprecher damit an eine 100-V-Leitung angeschlossen oder muß ein anderes Übersetzungsverhältnis gewählt werden (Primärwindungszahl = 1800)?

Antwort 31

Das vorhandene Übersetzungsverhältnis ist nach Gl. (32)

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{3500}{5}} = 26,4$$

$$w_2 = \frac{w_1}{\bar{u}} = \frac{1800}{26,4} = 68 \text{ Wdg. (vorhanden).}$$

Erforderlich ist

$$\bar{u} = \frac{100}{\sqrt{N \cdot R_L}} = \frac{100}{\sqrt{6 \cdot 5}} = \frac{100}{\sqrt{30}} = 18,3$$

$$w_2 = \frac{1800}{18,3} = 98 \text{ Wdg. (erforderlich).}$$



WAS DIE WELT FUNKT

*hör
+ sieh*

MIT BLAUPUNKT

Der für das Jahr 1953 völlig neu konstruierte Blaupunkt-Fernsehempfänger arbeitet nach der CCIR-Norm in den international gültigen 10 Fernseh-Kanälen. Er besitzt einen zusätzlichen Empfangsteil für den UKW-Hörrundfunk, arbeitet mit 625 Zeilen, 25 Bildwechsell pro Sekunde, Zeilensprungverfahren, negativer Bild-Modulation und besitzt 20 Röhren bei 27 Röhren-Funktionen. Die Bildröhre mit 14 kV Anodenspannung gibt Bilder von größter Helligkeit und unübertrefflicher Plastik.

Blaupunkt-Fernsehempfänger V 530 (Tischgerät)
Blaupunkt-Fernsehtruhe V 5300

DM 1.395,-
DM 1.595,-

BLAUPUNKT-WERKE GMBH · HILDESHEIM



SIEMENS
RUND
FUNK
GERÄTE

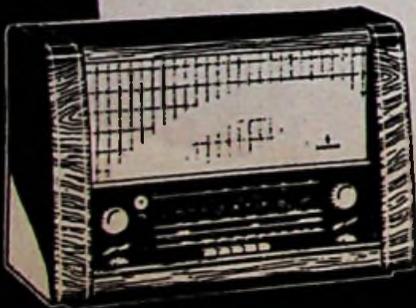


*Auf allen Gebieten
der Rundfunktechnik*

arbeiten unsere Laboratorien und Werke an der ständigen Weiterentwicklung. Die Anregungen und Erfahrungen aus allen von uns gleichfalls bearbeiteten Nachbargebieten werden für die Rundfunktechnik auf breitester Grundlage ausgewertet.

AUS UNSEREM
FERTIGUNGSPROGRAMM:

- Meß- und Prüfgeräte für die Rundfunkwerkstatt
- Elektroakustische Übertragungsanlagen
- Antennen
- Bauelemente
- Störschutzmittel
- Elektronenröhren
- Rundfunkgeräte



Alle Siemens-Rundfunkgeräte

UKW PERFEKT und strahlungssicher

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK-FÜR RADIOTECHNIK

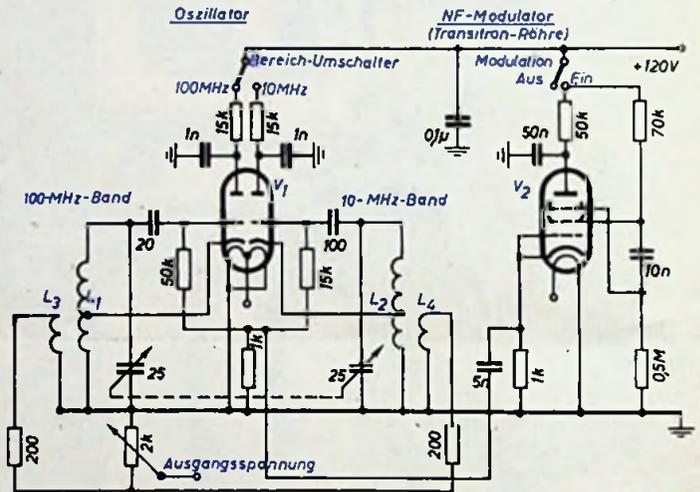
ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHER

Prüfsender mit zwei Frequenzbereichen

Mit dem hier in der vollständigen Schaltung wiedergegebenen Hochfrequenz-generator (nach „Wireless World“, Dezember 1952, Seite 508) wurde auf eine etwas ungewöhnliche Art die Aufgabe gelöst, zwei verhältnismäßig weit auseinanderliegende Frequenzbereiche nur durch Umschaltung in einem einzigen Gerät zu überdecken. Beispielsweise braucht man für die Prüfung eines UKW-Empfängers eine Frequenz im 80- bis 100-MHz-Band; außerdem muß eine der Zwischenfrequenz entsprechende Frequenz im 10-MHz-Band zur Verfügung stehen.

Bei der Konstruktion des Prüfsenders wurde besonderer Wert darauf gelegt, den Übergang von einem Bereich zum anderen ohne jede Umschaltung innerhalb der hochfrequenten Schwingkreise zu vollziehen. Darum wurde als Oszillatorröhre eine Doppeltriode V_1 (beispielsweise eine 12 AT 7) gewählt und jedes der beiden Triodensysteme als unabhängiger Oszillator mit je einem vollständigen Schwingkreis für das 100- bzw. das 10-MHz-Band ausgebildet; es arbeitet also immer nur das zu dem gerade gewünschten Frequenzband gehörende Triodensystem. Die Umschaltung erfolgt durch einen einpoligen Umschalter, der die Anodenspannung an das betreffende Triodensystem legt.

Der durch den Einbau zweier vollständiger Schwingkreise bedingte Mehraufwand wird mehr als wettgemacht durch den Vorzug, daß in den Hochfrequenz führenden Kreisen jede Umschaltung und der dafür erforderliche hochwertige Umschalter unnötig ist und jeder der beiden Schwingkreise günstigst bemessen werden kann. Außerdem ist für die beiden Drehkondensatoren, die eine Kapazität von je 25 pF haben sollen, ein einziges Modell mit zwei voneinander unabhängigen Statorhälften mit je 25 pF für die beiden Oszillatoren immer verwendbar, so daß außer den zwei



sowieso erforderlichen Spulensätzen nur zwei Widerstände und ein Kondensator zusätzlich benötigt werden.

Damit auch im Ausgang des Senders eine Bereichsumschaltung überflüssig ist, wird von den beiden Oszillatorkreisen die Schwingspannung über je eine kleine Spule L_3 und L_4 abgenommen und über je einen Entkopplungswiderstand von 200 Ohm einem beiden Bereichen gemeinsamen Potentiometer, das zur Einstellung der Ausgangsspannung dient, zugeführt.

In der Schaltung ist ferner ein NF-Generator V_2 , etwa eine 6 BA 6, zur Modulation der hochfrequenten Schwingspannung vorgesehen. Um den Modulator möglichst einfach zu gestalten, wurde dafür eine Transiltron-Schaltung benutzt. Die Frequenz des Transiltron-Generators wird u. a. durch den Kondensator zwischen Schirm- und Bremsgitter bestimmt und kann durch entsprechende Wahl dieses Kondensators auf einen vorgegebenen Wert eingestellt werden.

Eine einfache Form der Gittermodulation wurde gewählt, die ohne Umschaltung bei einem Übergang zu einem anderen Frequenzbereich auskommt. Zu diesem Zweck sind die Fußpunkte der Gitterableitwiderstände der beiden Triodensysteme der Oszillatorröhre V_1 miteinander verbunden und über einen gemeinsamen Widerstand von 1 kOhm an Erde gelegt. An diesem Widerstand liegt die Modulationsspannung, die von der Katode der Transiltron-Röhre V_2 abgenommen ist.

Nachstehend seien noch einige Daten für die Spulen angegeben; mit diesen Spulen und einem Abstimmkondensator von 25 pF werden etwa die Frequenzbereiche von 8 ... 11 MHz und von 70 ... 110 MHz erfaßt.

100-MHz-Band	10-MHz-Band
L_1 : 4 + 1/8 Windungen; Abgriff bei 1 1/8 Windungen	L_3 : 38 Windungen; Abgriff bei 7 Windungen
L_3 : 1 + 1/8 Windungen	L_4 : 3 Windungen

Die Spulen L_1 und L_3 , bzw. L_2 und L_4 , sind gemeinsam auf je einem Perlinaxrohr oder dergleichen von 12 mm Durchmesser gewickelt. Durchweg kann emaillierter oder lackierter Draht mit einem Durchmesser von rund 0,5 mm benutzt werden.

The BEAMA Catalogue 1952-53. Verlag: Iliffe & Sons Ltd., Dorset House, Stamford Street, London, S. E. 1. Format: etwa A 4, 1020 Seiten, Kunstdruckpapier, in Leinen geb. Herausgegeben für The British Electrical and Allied Manufacturers' Association (Inc.), 36/38 Kingsway, London, W. C. 2. Kostenlose Überlassung nach dem Ermessen des Herausgebers.

Der Verband der britischen Industriellen für elektrotechnische und der Elektrotechnik verwandte Erzeugnisse (BEAMA) hat sich mit der Herausgabe dieses zweiten autoritativen Prachtkatalogs die Absicht etwas kosten lassen, die Leistungsfähigkeit der britischen Elektroindustrie den Ländern der Welt zu offenbaren, die für technische Produkte aufnahmefähig sind. Der Umfang dieses Meisterstücks an industrieller Repräsentation ist durch sieben Gebiete festgelegt: Elektrizitätswerke; Elektrische Ausrüstung für Industrie, Verkehrswesen und Fernmeldewesen; Elektromaterial für Haushalt und Gewerbe; Beleuchtung, Zubehör, Installationsmaterial; fünfsprachiger (einschl. deutsch) Schlüssel und Sachverzeichnis für Lieferantennachweis; Warengruppenverzeichnis; Firmenverzeichnis; Seitenindex.

Es besteht kein Zweifel darüber, daß das Werk, sich selbst bescheiden „Katalog“ nennend, in den Händen von Großeinkäufern, Auftragserteilern, Behörden und Handelsbevollmächtigten das erreichen wird, was sich der Industrieverband offenbar zum Ziel gesetzt hat: Durch einen international gestalteten Industrie-Großkatalog seriös-vornehmer Aufmachung den vielversprechenden Versuch zu machen, der Welt den Weg zu weisen, wo das Industrielle — sagen wir: ein industrielles — Einkaufszentrum Europas liegt, und kompetenten Interessenten eine Dauer-Industrierausstellung auf den Schreibtisch zu legen.

Dr.-Ing. F. Bergtold „Die große Elektro-Fibel“, 5. Aufl., DIN A 5, 300 Seiten, 386 Abb., Karton DM 9,—, Ganzleinen DM 11,—, und

Werner W. Diefenbach „Sub-Minatur-Sender“, DIN A 5, 64 Seiten, 63 Abb., Karton DM 3,—, und

„Radio-Empfängerbau“, DIN A 5, 48 Seiten, 60 Abb., Karton DM 2,—. Jakob Schneider Verlagsbuchhandlung, Berlin-Tempelhof.

Ein Buch und zwei Büchlein, die alle ihre Freunde finden werden. Das erste wendet sich in der Hauptsache an die, welche in die allgemeine, hier und dort auch spezielle Elektrotechnik einsteigen wollen. Eine „leichte und gründliche Einführung in die Elektrotechnik“, das ist dieses ausgezeichnete Buch wohl, aber — es bietet mehr, als man von einer Fibel erwarten möchte. Das 25. Tausend des Buches urteilt im übrigen eindeutig über den Wert des Inhalts. — Die anderen Bändchen sagen durch ihren Titel, wem und womit sie dienen wollen, so daß nur nochmals darauf hinzuweisen übrigbleibt, daß diese Bändchen der Deutschen Radio-Bücherei ein Spiegel ihres Verfassers sind, der Theorie in milder Dosis und Praxis von bautechnischer Verwertbarkeit zu bieten weiß.



BRIEFKASTEN

O. T. u. a.

Ich möchte mit meinem AM/FM-Super einen benachbarten Fernsehsender empfangen (nur Ton). Welche Ergänzungen sind dazu notwendig?

Der Unterschied zwischen den Betriebsfrequenzen des normalen UKW-Rundfunks und des Fernsehbandes III ist etwa 120 MHz. Nun werden viele der modernen FM-Empfänger entweder mit einem Doppelstator-Kondensator oder mit variablen Induktivitäten abgestimmt. Zum Empfang eines Fernseh-Tsenders müßten also die UKW-Schwingkreise des FM-Gerätes sowohl kapazitiv wie auch induktiv verkleinert werden. Da die Änderungen bei allen UKW-Kreisen des Empfängers vorzunehmen sind, also erhebliche Eingriffe in den bestehenden Schaltungen notwendig sind, möchten wir von einem derartigen Unternehmen abraten. Wir werden in nächster Zeit Vorschläge für geeignete Zusatzgeräte machen.

Zeichnungen vom FT-Labor nach den Angaben der Verfasser: Beumelburg (34), Saudé (29), Ulirich (2)

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint, Berlin-Charlottenburg. Redaktion Karl Tetzner: Emden, Hinter dem Rahmen 5a. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Carl Werner, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. Walter Rob, Innsbruck, Fallmerayerstr. 5. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz-Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

FT
KUNDENDIENST

Gutschein siehe unten

4

FT-Briefkasten: Ratschläge für Aufbau und Bemessung von Einzelteilen sowie Auskünfte über alle Schaltungsfragen, Röhrendaten, Bestückungen von Industriergeräten. Beantwortet wird stets eine Frage. Ausarbeitungen vollständiger Schaltungen und Berechnungen können jedoch nicht durchgeführt werden.

Auskünfte werden kostenlos und schriftlich erteilt. Wir bitten, den Gutschein des letzten Heftes und einen frankierten Umschlag beizulegen. Auskünfte von allgemeinem Interesse werden in der FUNK-TECHNIK veröffentlicht

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 4/1953

SABA

Vier Klaviertastensuper
von Format

SABA - Wildbad-W - DM 328,-

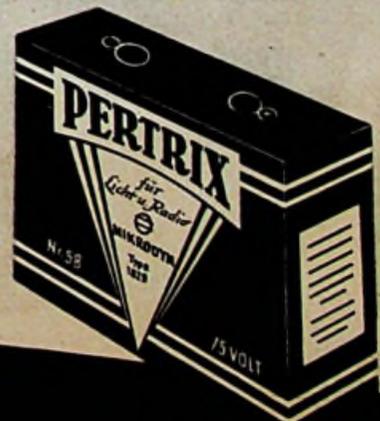
SABA-Schwarzwald-W2-DM 378,-

SABA-Weersburg W2-DM 498,-

SABA - Freiburg W2-DM 598,-

Schwarzwälder Wertarbeit

PERTRIX
BATTERIEN HABEN
WELTRUF



PERTRIX-UNION G.M.B.H. FRANKFURT/M.

370012

PEIKER-KRISTALLMIKROPHONE
PEIKER-MIKROPHON VOLLENDET AUCH IM TO
Reporter
KRISTALL-MIKROPHON
Höchstleistung
DES MIKROPHONBAUES

H. PEIKER
BAD HOMBURG V. D. H.
PEIKER-MIKROPHON VOLLENDET AUCH IM TO
 PEIKER-KRISTALLMIKROPHONEN



UKW-Fernseh-Meßsender Type M 612b

TECHNISCHES LABORATORIUM KLAUS HEUCKE
 VIERNHEIM/HESSEN

Röhren für Industrie und Handel

AD 101	6,50	RD 12 T1	20,-	RS 391	120,-
ARS 6	4,-	RE 074 D	5,70	RS 394	25,-
AF 7	5,-	RE 404	9,-	RS 557 A	1250,-
AL 4	6,-	RES 1664 D	7,-	RV 2,4 P 700	1,50
AZ 1	1,75	RG 12 D 2	2,75	RV 2 P 800	1,10
AS 1000	135,-	RG 12 D 3	2,75	RV 12 P 4000	2,75
CBC 1	5,-	RG 12 D 60	2,50	RV 25	40,-
CF 7	3,75	RG 45	35,-	RV 271 A	65,-
CY 1	2,75	RG 48	14,-	RV 275	9,-
DCG 2/300	9,-	RG 64	25,-	RV 900	235,-
DE 2/200	7,-	RG 700	165,-	S 0,5/12 iM	25,-
DF 25	3,50	RGQ 7,5/2,5	25,-	S 5/50	400,-
DT 3	3,50	RGQ 10/4	25,-	S 6	7,50
EBC 3	4,25	RL 12 P 10	3,-	STV 280/40	16,50
EB 11	4,-	RL 12 P 35	3,75	STV 280/80 Z	42,-
EL 11	6,-	RL 12 P 50	8,-	TA 3/500	200,-
EZ 12	3,10	RS 17	150,-	TA 4/1500	350,-
EW 50-150/0,00	2,50	RS 31	32,-	TA 6/400	300,-
EW 100-100/0,00	2,50	RS 47	165,-	TA 7/700	200,-
EW 70-210/0,00	2,50	RS 55	25,-	TA 10/2500	400,-
GO 20	5,-	RS 69	25,-	TB 04/8	25,-
G 30/50	150,-	RS 237	30,-	TC 03/5	6,-
GR 860 A	25,-	RS 242	4,50	TS 6	32,-
H 410 D	2,50	RS 245	7,50	U 518	1,10
LD 15	9,50	RS 281	25,-	WRU 7332	1250,-
LG 2	2,75	RS 282	25,-	4654	9,-
LG 3	2,75	RS 283	90,-	4671	17,-
LG 9	3,50	RS 284	125,-	4675	18,-
LG 12	15,-	RS 285 j	220,-	4612 kompl. m.	
LG 200	6,-	RS 288	4,-	Schwingkreis	35,-
LM 318/3	85,-	RS 289	5,50	Pintsch	
LS 50	6,-	RS 291	15,-	Resotank 1401	85,-
LS 180	22,-	RS 315	85,-	Vakuum-	
MT 1500	75,-	RS 329	145,-	Schaltöhre	
OP 10/500	3,50	RS 337	75,-	SP 63	8,-
PC 1,5/100	25,-	RS 381	85,-	Vakuum-	
Pe 04/10	6,50	RS 383	85,-	Schaltöhre	
RD 2,4 Te	5,-	RS 389	8,50	11 Trls	35,-

Sämtliche Röhren sind fabriknneu aus Lagerbestand.
 Garantie: f. elektr. Vollwertigkeit innerh. 8 Tg. nach Übernahme.
 Preise: rein netto ab Lager Hamburg. Versand: Nachnahme.

Ing. Hans Nicolai · Hamburg 11
 Holzbrücke 2 · Tel. 34 55 95
 RÜHRENGROSSHANDEL · IMPORT · EXPORT

Fachmann durch Fernschulung

Masch., Auto., Hoch- u. Tiefbau, Radio-,
 Elektro-, Betriebstechn. Heizung, Gas,
 Wasser, Spez.-Kurse f. Techniker, Zeich-
 ner, Facharbeiter, Industriemstr., Vorb.
 z. Ing.-Schule, Meisterprüf. Progr. frei.
 Techn. Fernlehrinstitut (16) Melsungen E



Haben Sie Sorgen

mit Ihrer Netzspannung? Treten
 Unter- oder Überspannungen auf,
 welche die normale Funktion Ihrer
 Geräte beeinträchtigen?

Dann

benutzen Sie das Universalgerät

Stabivolt

den Konstanttransformator zum Aus-
 gleich der Netzschwankungen

Netzschwankung	Sekundärschwankung
± 10%	± 1%
± 15%	± 2,5%
± 25%	± 5%



H. HERZOG

Berliner Transformator-Fabrik
 BERLIN-NEUKÖLLN
 Thüringer Str. 16-17 · Ruf: 62 35 36

Verkäufe

Trafos, Elkos

Ganze und Teilpartien
 zu günstigen Preisen



Lumophonwerke Nürnberg

Einmalige Gelegenheit!

Vielfachinstrumente in Holzgehäuse, Dreh-
 spul 50 V, 250 V, 500 V, 50 mA, 100 kOhm
 nur DM 16,- * Starterzellen - Prüfer in
 Holzgehäuse, Drehspul 30 V, 30 A, 3 V nur
 DM 15,- u. noch viele weit. Sonderangebote
 Radio-Scheck · Nürnberg · Harsdörfer Platz 14

Trimmer, Urdoxe Kondensatoren

zu günstigen Preisen



Lumophonwerke Nürnberg

Magnetophon-Bänder, 100 Masse-Bänder
 und 250 Schicht-Bänder auf 700 m Doppel-
 flanschen auf 700 m Doppel-
 flanschen weit unter dem Preis zu
 verkaufen. Anfragen erb. unter F. W. 6993

Lautspr.-Körbe Quetschdrehkos Gehäuse

zu günstigen Preisen



Lumophonwerke Nürnberg

Verstärker V 35 in Kofferform und Uni-
 versal-Gleichrichter (sek: 12/2A/36/48 V =,
 10 A =) preisgünstig zu verkaufen. An-
 gebote erbeten unter F. X. 6994

Magnetophon, erstklassiges betriebs-
 bereites Gerät, günstig abzugeben. Zu-
 schriften erbeten unter F. R. 6988



Lembeck-Geräte sind führend in Qualität und Leistung

LEMBECK-RADIO · BRAUNSCHWEIG



Selbstverständlich

auch den „DIWEFON 60“ im

Original - Leistner - Gehäuse

vorgebohrt, ab Lager lieferbar

Leistner, Hamburg-Altona, Klausstr. 4-8

Stellenanzeigen

Chiffreanzeigen - Adressierung wie folgt: Chiffre ... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141 - 167

HF-Entwicklungs-Ingenieure

für interessante Aufgaben auf dem Fernseh- und UKW-Gebiet zum alsbaldigen Antritt gesucht. Es wollen sich nur Herren melden, die eine mehrjährige Tätigkeit in der Entwicklung nachweisen können.

Ausführliche Bewerbungen mit Gehaltsansprüchen sind zu richten an die Personal-Abteilung der
CONTINENTAL-RUNDFUNK GMBH · OSTERODE/HARZ

Acht Radio Versand Walter Acht

Düsseldorf, Friedrichstraße 61a, sucht noch einige gute

technische Mitarbeiter für Versand, Lager und Verkauf

von außerhalb und Berlin. Kurzwellen-Amateure werden bevorzugt. Öffentliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Lichtbild und Forderungen, erbeten an vorgenannte Firma.

Betrieb der Elektrotechnik in Süddeutschland

sucht zum baldigen Eintritt

Elektro-Ingenieur

mit besonderer Belohnung für Entwicklung und Konstruktion. Wollen sich nur Herren bewerben, die auf dem Gebiete der praktischen Elektronik und dem Bau von Klein-Transformator- und magnetischen Verstärkern nachweislich reiche Erfahrung besitzen.

Ausführl. Angeb. u. Lichtbild erbeten unter F. Z. 6996

Wir suchen absolut selbständigen und verantwortungsbewußten

HF-INGENIEUR

für die Entwicklung und Fertigung von AM-FM-Empfängern. Bewerber, die die konstruktive Elektrotechnik vollständig beherrschen und auch ausführliche Bewerbungen besitzen, werden gebeten, ausführliche Lebenslauf und Lichtbild einzureichen

NORDDEUTSCHE MEß- u. RUNDFUNK GMBH.
BREMEN-HEMELIN

Wir suchen:

in der Pommerschen-SEE GEBIET

1 Labor-Ing. HTL erfahren

in Meßtechnik und möglichst auch dem der Tonband Gebiet der HF-Drahtfontechnik

1 Meister erfahren auf dem Gebiet der Kunst

in Meßtechnik. Angebote mit handgeschriebenem Lebenslauf, Zeugnissen, Lichtbild und Gehaltsansprüchen erbeten unter F. Y. 6995

Kaufgesuche

Radioröhren Restposten, Kassaaufkauf
Atzerradio, Berlin SW 11, Europahaus

Oszillographen, Laboratoriums-Meßinstrumente
kauft laufend Charlottenburger Motoren, Bin. W 35, Potsdamer Str. 98

- 1 Oszillograph (Korthograph 2)
 - 1 Schwebungssumme 0-30 kHz
 - 1 Tonfrequenzmesser
 - 1 Röhren-Voltmeter m. Tastlötl. u. Audion- oder Anodengleichr., bis 300 V zu mieten oder zu kaufen gesucht
- VERKEHRSHILFE u. ZEITDIENST
Hamburg 13 · Nonnenstieg 20

Wer baut in Einzelanfertigung ein
Bandgerät mit Federwerkantrieb?
Verstärker für Batteriebetrieb ähnlich
dem in Heft 9 oder 12/52 beschriebene?
Zahle besonders guten Preis. Angebot
an Quandt, Stuttgart-Feu, Siemensstr. 176

Tonfolien
Melafon
Me-tall-La-ck-Fo-lie

für Schallaufnahmen der Industrie,
Tonstudios, Radiosendungen und Amateure
WILLY KUNZEL · Tonfolienfabrik
Berlin-Steglitz, Haesestraße 12

Radio-Fett bietet Elkos und Röhren zu konkurrenzlosen Preisen an:

4 MF 350/385 V Perlinax p. Stck. DM - 70
25 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 1,10
40 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 1,40
50 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 1,45
2 x 16 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 2,10
2 x 16 MF 450/550 V Alubecher p. Stck. DM 2,75
fabrikfrische Ware - Westlerzeugnisse
1 Jahr Garantie

RÖHREN:

AF 3 p. Stck. DM 4,90	ECH 11 p. Stck. DM 9,-
AF 7 p. Stck. DM 4,75	EF 11 p. Stck. DM 4,75
AL 4 p. Stck. DM 4,50	EF 12 p. Stck. DM 4,75
CDC 1 p. Stck. DM 5,25	EF 13 p. Stck. DM 4,75
CC 2 p. Stck. DM 3,-	EF 14 p. Stck. DM 5,75
CF 3 p. Stck. DM 3,50	EH 2 p. Stck. DM 4,50
CF 7 p. Stck. DM 3,75	EL 11 p. Stck. DM 4,50
CK 1 p. Stck. DM 7,50	RF 2 p. Stck. DM 2,50
GY 1 p. Stck. DM 2,75	VY 2 p. Stck. DM 2,25

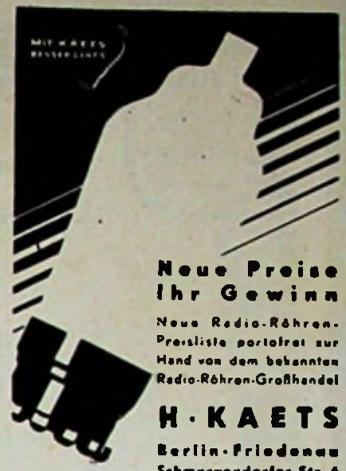
RADIO-FETT

Spezial-Röhren- und Elko-Versand
Berlin-Charlottenburg 5, Wundtstr. 15
u. Kaiserdamm 6, Tel.: Sam.-Nr. 345320

Fordern Sie unsere große 28seitige
Röhrenliste kostenlos an!

Wir suchen und zahlen Höchstpreise für Stabs
70/8, 150/15, 150/20, 280/40, 280/80, 280/80 Z,
280/150, Röhren LB 1, LB 8, DG 3/1, HR 1/80/0,5,
HR 1/100/1,5/6, HR 2/100/1,5, 813, RV 258, C 3 c

Grammophon-, Plattenspieler-, Koffer-
apparate, Staubsauger repariert gründlich,
50jährige Erfahrung, Pletsch, Berlin N,
Swinemünder Straße 97, Tel.: 46 37 47

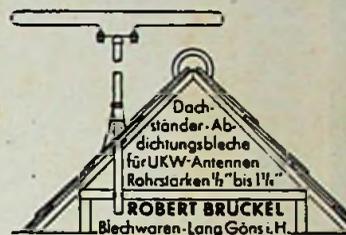


Neue Preise Ihr Gewinn

Neue Radio-Röhren-
Preisliste portofrei zur
Hand von dem bekannten
Radio-Röhren-Großhandel

H. KAETS

Berlin-Friedenau
Schmargendorfer Str. 6
Telefon 83 22 20



Dach-
ständer-Ab-
dichtungsbleche
für UKW-Antennen
Rohrstärke 1/4" bis 1 1/4"
ROBERT BRÜCKEL
Blechwaren-Lang Göns & H.

Vorwärts im Beruf ohne Zeitverlust

durch Radio- und Fernseh-Fernkurse! Prospekte über
unsere altbewährten und erprobten Fernunterricht frei!

Unterrichtsunternehmen für Radiotechnik,

ING. HEINZ RICHTER

Güntering 3 · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

Unser

Katalog ist da!

Nur DM 1,- Schutzgebühr, wird voll gutgeschrieben!



224 Seiten
Buchformat
Aktuell bis zum
letzten Tag
Schaltungen
Bauanleitungen
aus
**FERNSEHEN
FUNK
ELEKTRONIK**
Nicht nur
Warenverzeichnis:
Für
**BASTLER und
HANDLER** der
richtige
KATALOG!

RADIO-ARLT · ERNST ARLT

Bestellen Sie noch heute! Scheck über den Kaufpreis liegt
bei u. wird beim Kauf von über 20 DM angenommen
Radio-Verlag nur **BERLIN-CHARLOTTENBURG 4**
ERNST ARLT
DAHLMANNSTR. 2
Postfach Bin. 122 83

PHILIPS



Besserer Service: Zufriedene Kunden!

Fortschrittliche Empfänger - Technik
verlangt fortschrittlichen Service!
Die ideale Lösung:

Dynamische Fehlersuche
mit dem
PHILIPS Signalverfolger
GM 7628

Ein Gerät für alle
Messungen! Ver-
langen Sie Druck-
schrift „E-Meß B 1“



DEUTSCHE PHILIPS GMBH

H A M B U R G 1



mit der neuen
PEIL-ANTENNE
präzisiert Ihren Empfang
u. macht ihn störungsfrei!

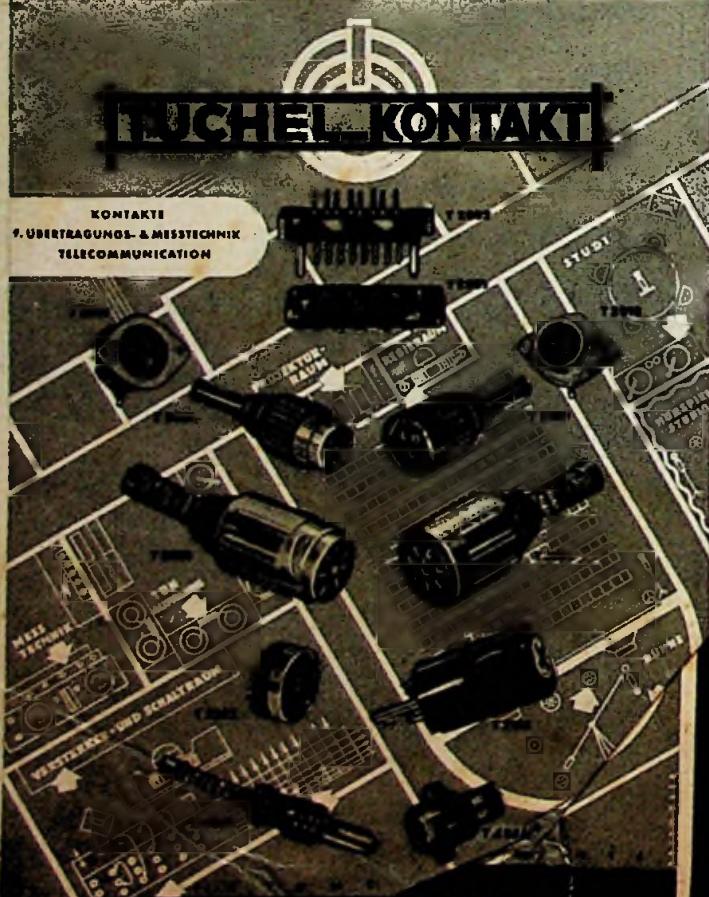
LICHTENSTEIN WA
HOHENZOLLERN A
NYMPHENBURG A

sie alle sind mit der Ferrit-
Peil-Antenne über besondere
Vorstufe ausgerüstet

Diese PEIL-ANTENNE IST EIN PATENT U
ERES HAUSES

TUCHEL-KONTAKT

KONTAKTE
F. ÜBERTRAGUNGS- & MESSTECHNIK
TELECOMMUNICATION



HEILBRONN
TEL. 2309



- ...llig
- Stoßfest
- Wetterfest
- Universell
- Formvollendet
- Handlich u. leicht
- Kristallklarer Ton

TAUCHSPULEN
MIKROPHON

MDS

LABOR

DR.-ING. SENNHEISER - BISSENDORF (HANN)