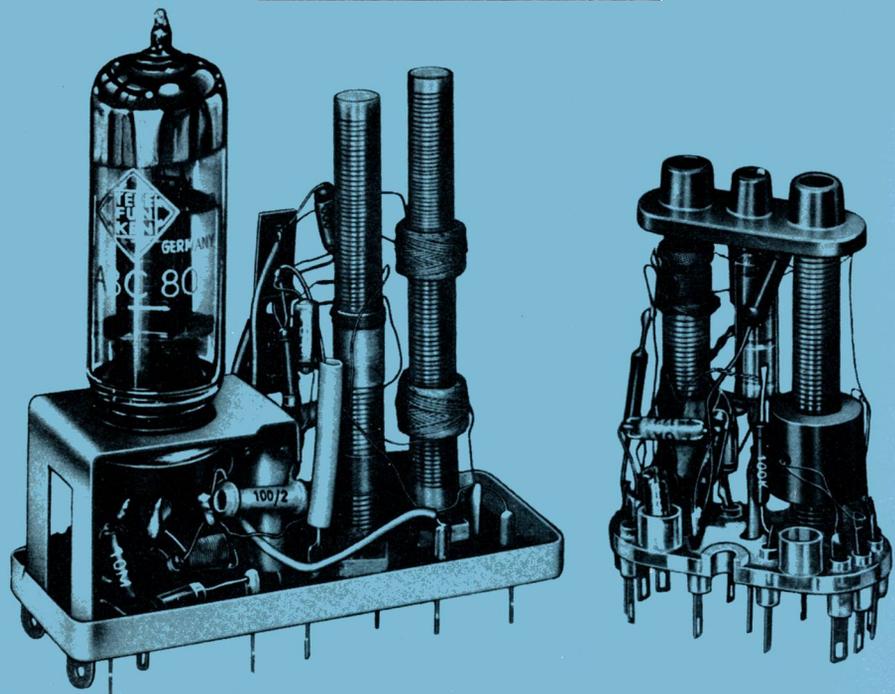
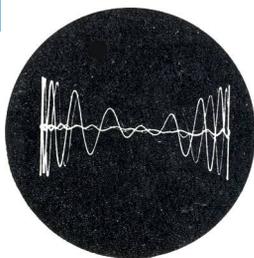
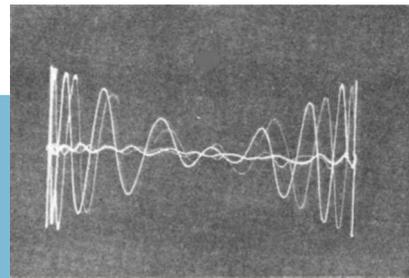


TELEFUNKEN

RÖHRENMITTEILUNGEN
FÜR DIE INDUSTRIE



Zur Technik des Verhältnisleichrichters mit Germaniumdioden
und EABC 80



580130

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung. Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.



ZUR TECHNIK VON VERHÄLTNIS- GLEICHRICHTERN
MIT GERMANIUMDIODEN UND EABC 80

1. AUFGABENSTELLUNG

An eine Verhältnisgleichrichter-Schaltung werden die folgenden Anforderungen gestellt:

- 1.1. lineare Demodulation bis zu einem Frequenzhub von $h = 75$ kHz, auch bei einer gewissen FehlAbstimmung, z. B. um ± 20 kHz;
- 1.2. gute Unterdrückung einer zusätzlichen Amplitudenmodulation für beliebige Eingangsspannungen;
- 1.3. hohe Ausbeute der Nutz-Niederfrequenzspannung;
- 1.4. geringe Abhängigkeit des Nulldurchgangs der Diskriminatorkurve von der Eingangsamplitude;
- 1.5. Zusammenfallen des Minimums der AM-Störungen mit dem Nulldurchgang der Diskriminatorkurve.

1.1. Lineare Demodulation

Jede Abweichung von der Linearität ergibt bekanntlich einen bestimmten Klirrfaktor. Bei der Diskriminatorkurve kommen hauptsächlich die Klirrkoeffizienten k_2 und k_3 in Betracht. Für den Verhältnisgleichrichter in Qualitäts-Heimempfängern wird man etwa

$$k_2 < 3 \% ; k_3 < 2 \%$$

und für denjenigen in Batterie- und Autoempfängern

$$k_2 < 5 \% ; k_3 < 3 \%$$

verlangen müssen.

Zur Beurteilung der Demodulationsverzerrungen dient - bevor man zur Messung der Klirrkoeffizienten oder des Klirrgrades schreitet - das Oszillogramm der Diskriminatorkurve. In Bild 1 ist eine solche Kurve gezeichnet. Diese soll bis zu Frequenzhuben von $\pm 90 \dots 100$ kHz nur geringe

Krümmungen aufweisen. Der Klirrkoeffizient k_3 kommt in einer S-förmigen Abkrümmung zum Ausdruck, während ein zusätzliches Durchhängen oder Durchwölben der Kurve den Klirrkoeffizienten k_2 zuzuschreiben ist. Bild 2 zeigt im Oszillogramm eine Diskriminatorkurve mit fast ausschliesslicher k_3 -Verzerrung, Bild 3 eine solche, in der auch k_2 stark hervortritt.

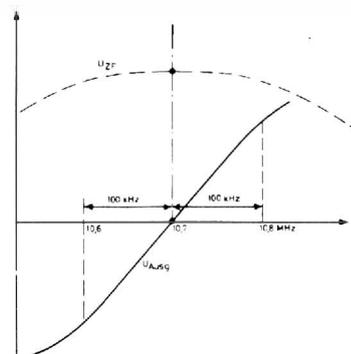


Bild 1

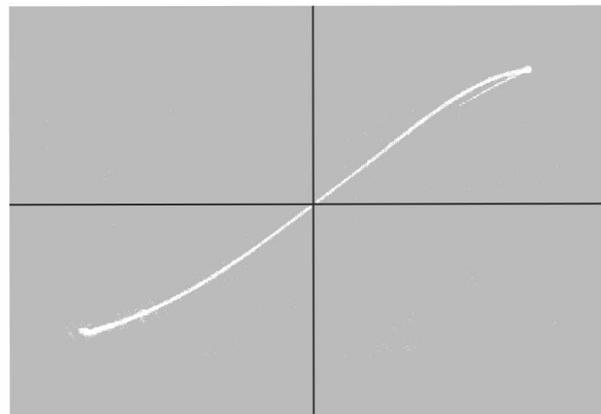


Bild 2

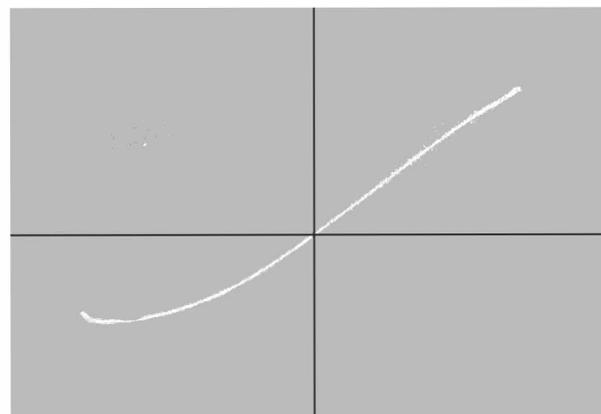


Bild 3

1.2. Unterdrückung zusätzlicher AM-Modulation

Für die Güte der AM-Unterdrückung gibt es verschiedene Beurteilungsmaßstäbe. Auch hier gewinnt man die beste Übersicht, wenn man das Oszillogramm der Diskriminatorkurve, die jetzt mit 75 kHz Frequenzhub und mit zusätzlicher Amplitudenmodulation des Mess-Senders geschrieben wird, betrachtet. Verändert man dabei den Amplitudenmodulationsgrad, so zeigt sich beim normalen, gut eingestellten Verhältnisgleichrichter, dass bis zu $m = 40 \dots 50 \%$ eine relativ gute Unterdrückung der AM-Störung erfolgt (Bild 4), während oberhalb eines bestimmten Grenzwertes von m ziemlich plötzlich Störspitzen aus der Kurve herauswachsen (Bild 5).

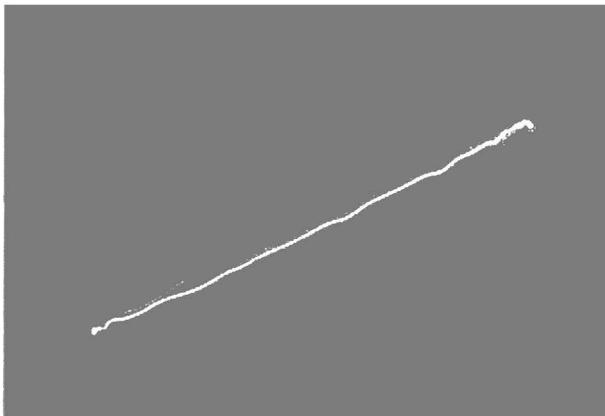


Bild 4

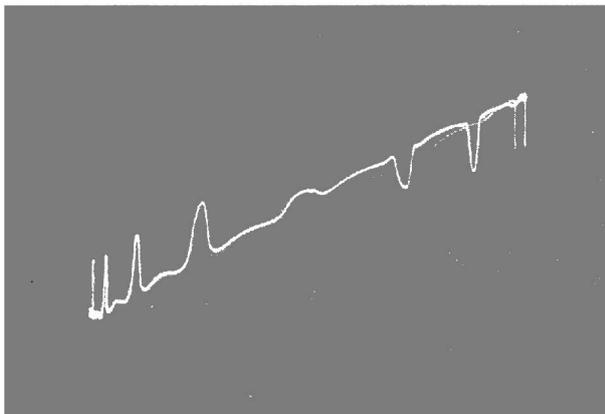


Bild 5

— Dies geschieht jeweils dann, wenn der Diodenstrom bei Abwärtsmodulation zeitweilig auf Null —

absinkt und dadurch die Begrenzung aussetzt ("Aushängen der Dioden").

Zur weiteren Untersuchung der AM-Unterdrückung wird üblicherweise $m = 30 \%$ eingestellt. Es zeigt sich dann eine gewisse Welligkeit der Diskriminatorkurve, die an deren Enden am grössten ist und im Mittelgebiet ein flaches Minimum aufweist (Bild 4).

Vergleicht man mit dieser Kurve diejenige eines entsprechenden nicht begrenzenden FM-Demodulators (z.B. durch Abschaltung des Elektrolytkondensators), so zeigt sich in diesem Falle eine vielfach höhere Welligkeit mit einem scharfen Minimum ziemlich genau in der Frequenzmittellage (Bild 6).

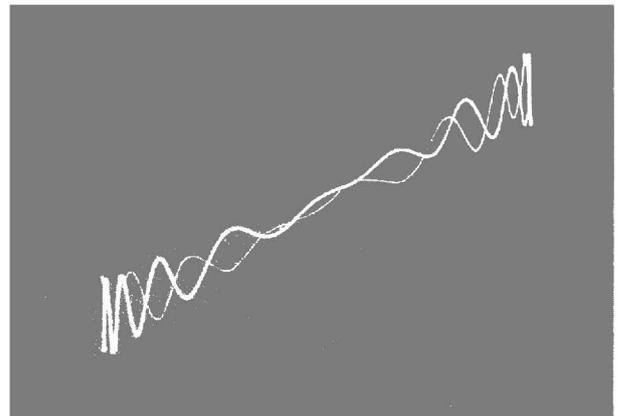


Bild 6

Zu einer noch deutlicheren, gewissermassen vergrösserten Wiedergabe der AM-Störung gelangt man, wenn man durch ein Filter die Nutzfrequenz samt ihren untersten Harmonischen vom y -Verstärker des Oszillografen abhält und die Störfrequenzen entsprechend höher verstärkt. In den beiden Fällen, also mit und ohne Elektrolytkondensator, ergeben sich dann die in Bild 7 in Überblendung dargestellten sogenannten Schmetterlings-Oszillogramme.

Dazu muss man für FM und AM weit auseinanderliegende Niederfrequenzen verwenden, die man zum Beispiel durch ein Hochpassfilter, dessen Grunddämpfung eingeeicht werden muss, trennt. Zweckmässig wählt man für die FM eine Frequenz von $50 \dots 200$ Hz, für die AM eine solche



von 800...1200 Hz. Bei sehr niedriger FM-Frequenz wird man zu dem vorhandenen Elektrolytkondensator für die Messung oft noch einen Kondensator grösserer Kapazität parallel schalten, damit er auch für diese niedrige Frequenz noch einen ausreichenden Kurzschluss darstellt.

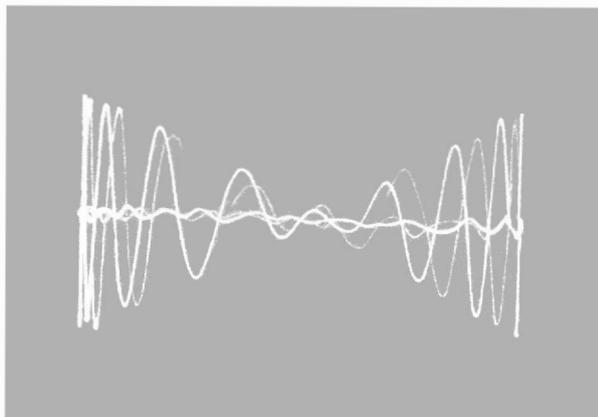


Bild 7

Bei AM-Frequenzen ≤ 1200 Hz braucht der Einfluss der Rückentzerrungsglieder ("Deemphasis") für die meisten Zwecke noch nicht berücksichtigt zu werden, da die höheren Harmonischen der Störspannung keinen grossen Anteil ausmachen.

Für die Praxis möchte man freilich die AM-Unterdrückung gern durch eine einzige Verhältniszahl ausdrücken. Es hat sich die Messregel eingebürgert, dass man den Mess-Sender mit einem Frequenzhub von 22,5 kHz (= 30 % von 75 kHz) frequenzmoduliert und zusätzlich mit $m = 30$ % amplitudenmoduliert. Das Verhältnis

$$b = \frac{\text{FM-Nutzspannung}}{\text{AM-Störspannung}}$$

ist dann als "Begrenzungsverhältnis" oder "AM-Unterdrückungszahl" definiert. Die AM-Störspannung wird dabei als effektiver Mittelwert einschliesslich der entstehenden Harmonischen und Seitenfrequenzen gemessen.

Zur Beurteilung der praktischen Bedeutung dieser Begrenzungszahl b ist zu berücksichtigen, dass AM-Störungen, z.B. das Empfängerrauschen, insbesondere bei leisen Stellen der Musik oder in Sprechpausen hörbar hervortreten. Es muss somit

den Spannungswerten, die sich bei geringen Frequenzauslenkungen ergeben, ein besonderer Wert beigelegt werden. Im Schmetterlings-Oszillogramm in Bild 7 ist also hauptsächlich das Mittelgebiet wichtig. Andererseits kann man sich nicht darauf verlassen, dass immer genau die richtige Abstimmung besteht. Es muss also mindestens ein Gebiet von ± 20 kHz um die Frequenzmittellage in Betracht gezogen werden. Man erkennt daraus, dass die obige Messzahl für b auch nach diesen Gesichtspunkten recht brauchbar scheint, weil ein Hub von 22,5 kHz verwendet wird.

In dieser Zahl b kommt jedoch nicht zum Ausdruck, wie gross die AM-Störspannung bei grösseren Frequenzauslenkungen ist, und sie wird deshalb als alleinige Angabe für die Begrenzung oft nicht genügen. Es ist zu empfehlen, dieselbe Messung wie in der Frequenzmittellage auch noch bei einer festen Frequenzauslenkung von zum Beispiel +75 kHz und -75 kHz wiederum mit 22,5 kHz Frequenzhub durchzuführen. Man kann den Verhältnisgleichrichter dann durch die Begrenzungsverhältnisse b_0 , b_{-75} und b_{+75} bewerten. Bei sehr schmalbandigen Verhältnisgleichrichtern, wie sie manchmal in Kofferempfängern verwendet werden, kann auch eine feste Frequenzauslenkung von +50 kHz und -50 kHz gewählt werden.

1.3. Hohe Ausbeute der Nutz-HF-Spannung

Die grösste Ausbeute an Nutz-Niederfrequenzspannung würde man bei einer möglichst hochohmigen Gleichrichterbelastung und mit einer solchen Kopplung zwischen dem Primär- und Sekundärkreis des Umwandlerfilters erhalten, bei der der vom Primärkreis herrührende Wechselspannungsanteil gleich der halben Sekundärkreisspannung wäre.

Da man nun die Resonanzwiderstände der Filterkreise nicht beliebig hoch machen kann, dürfen auch die Belastungswiderstände hinter den Gleichrichterdioden nicht zu gross gewählt werden, da sonst eine Unterdrückung von AM-Störungen nur noch bei sehr kleinen Modulationsgraden möglich wäre. Bei den praktischen Unter-

suchungen hat es sich gezeigt, dass der Gesamtwiderstand auf der Gleichstromseite nicht über etwa 70 k Ω gesteigert werden sollte. Die Kopplung zwischen dem Primär- und dem Sekundärkreis des Filters muss in der Praxis fester gemacht werden, als der Einstellung für grösste NF-Ausbeute entspricht. Es wird sonst meist die Bandbreite des Filters zu klein und damit der Klirrfaktor bei vollem Frequenzhub zu gross.

1.4. Geringe Abhängigkeit des Nulldurchgangs der Diskriminatorkurve von der Eingangsspannung

Die Kapazität einer Gleichrichterdiode – sowohl einer Vakuumdiode als auch einer Germaniumdiode – hängt von ihrer Spannungs- und Strombelastung ab. Hieraus ergibt sich grundsätzlich eine gewisse Änderung der Frequenzlage für den Nulldurchgang der Diskriminatorkurve, wenn sich die Eingangsspannung ändert. Der Nulldurchgang soll möglichst genau mit dem Maximum der Gesamtdurchlasskurve des ZF-Verstärkers zusammenfallen (gestrichelte Kurve in Bild 1).

Bei Germaniumdioden kann die hier in Betracht kommende Kapazitätsänderung durch die Wahl des Germanium-Materials und durch die Art des Formierens auf kleine Werte gebracht werden.

Die Type OA 172 wird nach solchen Gesichtspunkten hergestellt. Bei Vakuumdioden ist die Kapazitätsänderung ebenfalls klein.

Eine weitere Ursache für eine Spannungsabhängigkeit des Nulldurchgangs, insbesondere im Gebiet kleinerer Spannungen, kann in Verschiedenheiten der Kennlinien des betreffenden Diodenpaares liegen. Bei Germaniumdioden wird bekanntlich eine Paarung vorgenommen, so dass derartige Unterschiede ebenfalls relativ klein bleiben. Bei Vakuumdioden sitzen die beiden Diodensysteme gewöhnlich in demselben Glaskolben und zeigen dann ein weitgehend ähnliches Verhalten. Für besonders hohe Anforderungen müsste man die Röhre, die die beiden Diodensysteme enthält, eine längere Zeit (> 100 Stunden) vorbrennen, bevor man den Verhältnis-

gleichrichter endgültig trimmt, dann sind die Anlaufspannungen der beiden Diodensysteme relativ konstant geworden.

1.5. Zusammenfallen des Minimums von AM-Störungen mit dem Nulldurchgang der Diskriminatorkurve

Die Gestalt des Schmetterlings-Oszillogramms (siehe oben) kann für verschiedene Diodenpaare unterschiedlich sein; auch kann das Minimum der AM-Störspannung verschieden breit sein. Nun war festgestellt worden, dass diese Spannung hauptsächlich bei Pianissimostellen und in Sprechpausen störend ist, d.h., wenn die Frequenz in nächster Nähe der Mittelage, also des Nulldurchgangs der Diskriminatorkurve liegt.

Aus diesem Grunde ist es für die Qualitätsbeurteilung eines Verhältnisgleichrichters wichtig, ob die Störspannung bei verschiedenen Eingangsspannungen in einer gewissen Umgebung von dem Nulldurchgang der Diskriminatorkurve ausreichend klein ist.

2. MESSEINRICHTUNG

Es sei hier eine Messeinrichtung beschrieben, die sich bei der Entwicklung von Verhältnisdetektor-Anordnungen bewährt hat. Mit ihr können sowohl Diskriminatorkurven und Schmetterlingskurven oszillografisch dargestellt, als auch Messungen der NF-Ausbeute und der AM-Unterdrückungszahl durchgeführt werden. Ein besonderer Vorzug der Einrichtung liegt darin, dass das Oszillogramm der Diskriminatorkurve bzw. des Störspannungs-Schmetterlings eine sehr anschauliche Beurteilungsmöglichkeit ergibt.

Bild 8 zeigt das Blockschema. Die gestrichelt umrahmten Teile sind zu einer grösseren Baueinheit zusammengefasst.

Zum Schreiben der Diskriminator- und Schmetterlingskurven wird der Mess-Sender mit einer 50-Hz-Spannung aus einem Netztransformator frequenzmoduliert, wobei ein Tiefpass aus Längs-



selbstinduktion und Parallelkapazität zur Verbesserung der Sinusform der Netzspannung dient.

Für die zusätzliche Amplitudenmodulation ist ein 800-Hz-Generator vorgesehen.

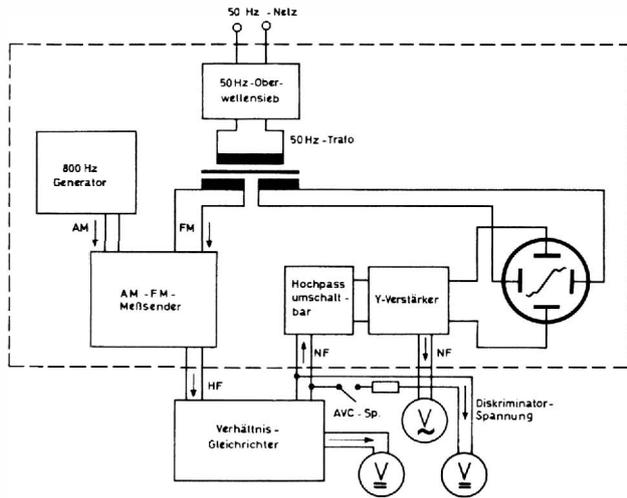


Bild 8

Bild 9 stellt die Zusammenschaltung der Oszillografenröhre mit der Wicklung des Zeitablenk- bzw. FM-Transformators für 50 Hz und mit dem Ausgang des zu untersuchenden Verhältnisgleichrichters im einzelnen dar. Zwischen diesen Ausgang und die y-Platten der Oszillografenröhre ist ein mit einem Bandpass umschaltbarer ohmscher Spannungsteiler und ein y-Verstärker geschaltet. Der Bandpass lässt nur die AM-Störfrequenzen in einem Gebiet von etwa 500...20 000 Hz, aber nicht die FM-Modulationsfrequenzen und ihre niedrigeren Harmonischen durch. Zum Schreiben der Diskriminator-kurve wird der ohmsche Teiler, zum Schreiben des Störspannungs-Schmetterlings der Bandpass verwendet. Mit dem Umschalter wird gleichzeitig ein Glied für die Phasenkorrektur der Zeitablenkspannung geschaltet, um den Einfluss der Phasenlaufzeit im Bandpass zu kompensieren, so dass die Mitte des Oszillogramms stets auch der Frequenzmittellage entspricht. Der Spannungsteiler ist so eingestellt, dass bei seiner Benutzung gerade 30 % derjenigen Wechselspannung

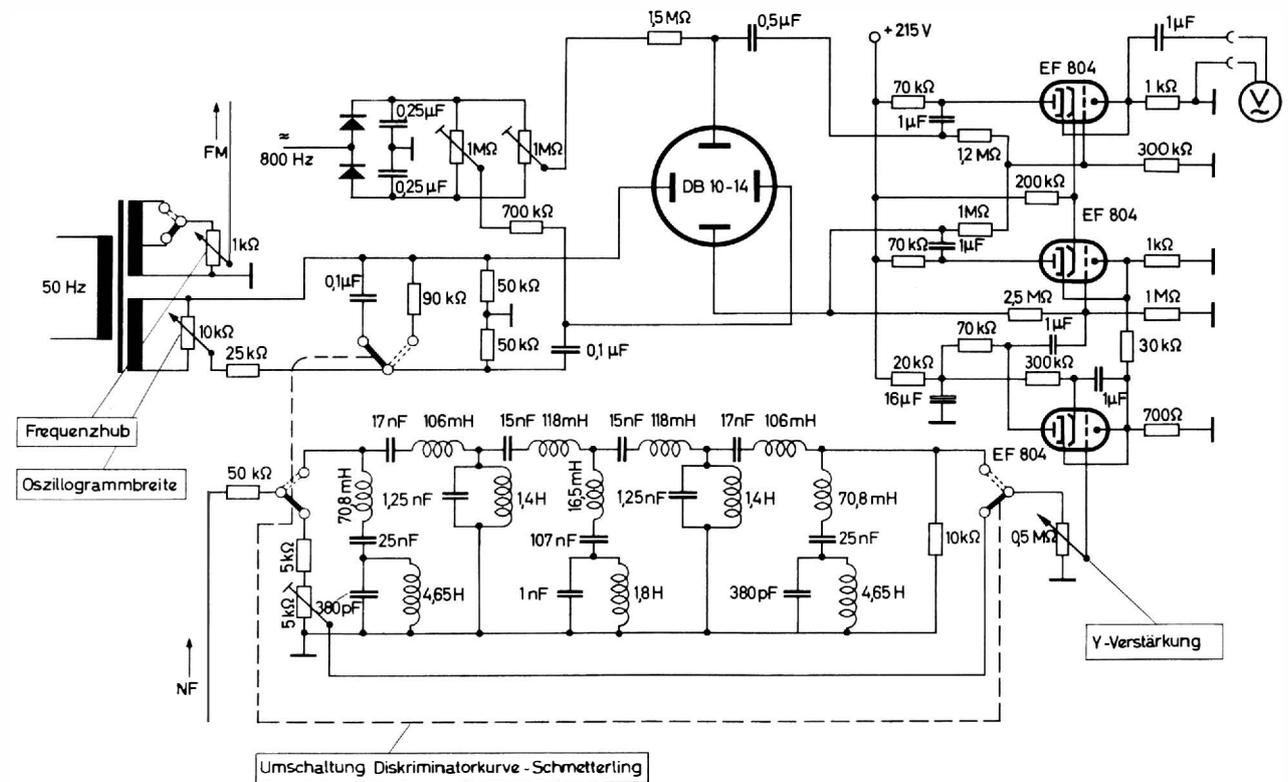


Bild 9

an den Eingang des γ -Verstärkers gelangt, die bei Benutzung des Bandpasses im Durchlassgebiet zum γ -Verstärker kommt.

In dem zu untersuchenden Verhältnisgleichrichter wird ein Schalter zum Abschalten des Speicher-Elektrolytkondensators vorgesehen. Durch Betätigen dieses Schalters und des erwähnten Umschalters kann man bei gleichzeitiger FM- und AM-Modulation des Mess-Senders wahlweise vier Oszillogramme schreiben:

1. Diskriminatorekurve mit unterdrückter AM-Störung,
2. Diskriminatorekurve mit voller AM-Störung,
3. Schmetterling der Störspannung bei Unterdrückung,
4. Schmetterling der Störspannung ohne Unterdrückung.

Während man den FM-Hub bei diesen Messungen auf 75...100 kHz einstellt, wird er für die Bestimmung der AM-Unterdrückungszahl auf 22,5 kHz (= 30 % von 75 kHz) vermindert. Mit Hilfe des Umschalters kann man einmal die durch die FM entstehende niederfrequente Nutzspannung und zum anderen die AM-Störspannung messen, wobei die erstere wegen des eingestellten Teilverhältnisses mit dem Faktor 0,30 geschwächt auftritt. Die NF-Spannungen werden zweckmässig mit einem NF-Millivoltmeter an einer geeigneten Stelle des γ -Verstärkers (siehe Bild 8 und 9) gemessen.

In Bild 10 ist die Dämpfungskurve des Bandpasses dargestellt. Damit dieser bzw. der Spannungsteiler den Ausgang des Verhältnisgleichrichters nicht unzulässig belastet, ist ein Längswiderstand von 50 k Ω zwischengeschaltet.

3. VERHÄLTNISGLEICHRICHTER MIT GLÜHKATHODEN-DIODEN UND MIT GERMANIUMDIODEN

Während man bei batteriegespeisten Empfängern

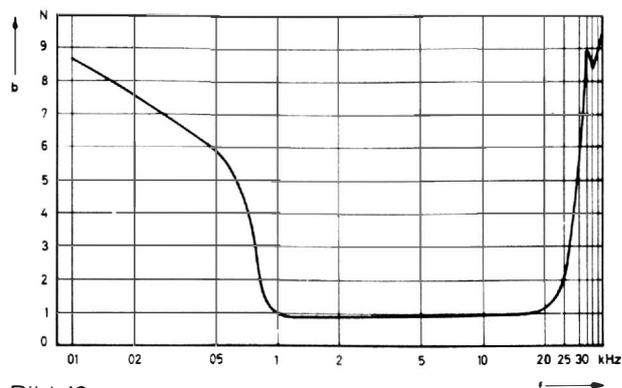


Bild 10

ausschliesslich Germaniumdioden verwendet, haben sich diese im netzbetriebenen Heim-Rundfunkempfänger, vor allem im Wechselstrom-Netzempfänger, noch kaum eingeführt. Dies hat mehrere Gründe:

- a) Bei Verwendung der Kombinationsröhre EABC 80 ergeben sich merklich niedrigere Gestehungskosten.
- b) Der Heizstromverbrauch der Glühkathoden fällt hier nicht ins Gewicht.
- c) Germaniumdioden vertragen nur etwa 30 V AVC-Spannung, wenn bleibende Änderungen des dynamischen Verhaltens vermieden werden sollen.
- d) Wegen der kleineren dynamischen Kapazitätsänderungen der Glühkathoden-Dioden sind zum Erreichen einer bestimmten Begrenzung weniger Schaltmittel erforderlich.
- e) Beim Abstimmen des Empfängers hört man bei Verwendung von Glühkathoden-Dioden ein geringeres Rauschen, weil der Diodenanlaufstrom durch Bedämpfen des Ratio-Filters bei kleinen Amplituden eine gewisse "Rauschsperr"-Wirkung ergibt.
- f) Der Vorteil der Germaniumdioden, wegen ihrer schärferen Richtwirkung bei kleinen Amplituden eine bessere NF-Ausbeute und Begrenzung zu liefern, fällt bei Heimempfängern weniger ins Gewicht, da eine ausreichende ZF-Verstärkung verhältnismässig leicht zu erreichen ist.



Demgegenüber stehen folgende wesentliche Vorteile bei Verwendung von Germaniumdioden:

- g) Das Umwandlerfilter kann mit den Dioden zu einer kompakten, vollständig abgeschirmten Baueinheit zusammengefasst werden, wodurch sich insbesondere eine schädliche Einwirkung der ZF und ihrer Oberwellen auf andere Schaltungsteile stark vermindern lässt.
- h) Wegfall des Heizbrumms im Verhältnisgleichrichter, der bei seriengeheizten Allstromgeräten besonders kritisch ist.

Will man aus den letztgenannten Gründen in einem Heimempfänger Germaniumdioden verwenden, so muss für eine Vorbegrenzung gesorgt werden. Dazu kann man entweder die Treiberöhre entsprechend schalten oder dem Primärkreis des Ratio-Filters eine Vorbegrenzung parallel schalten, die gegen eine feste Gleichspannung arbeitet.

4. AUSGLEICH DER DYNAMISCHEN KAPAZITÄTSÄNDERUNGEN

Bild 11 zeigt eine einfache symmetrische Verhältnisgleichrichter-Schaltung, bei der der Speicherkondensator (C5) abschaltbar ist. Untersucht man diese auf der beschriebenen Messapparatur,

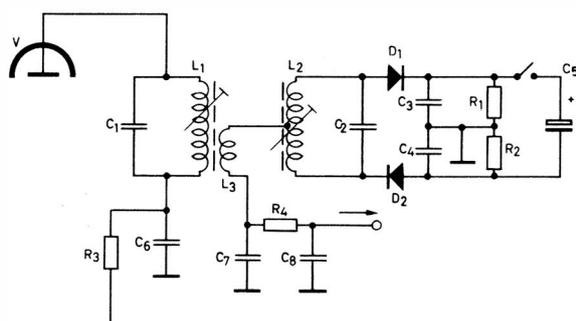


Bild 11

indem man zum Beispiel die Diskriminatorkurve mit 75 kHz Hub und einem Störmodulationsgrad von 30 % schreibt, so ergibt sich zunächst ein Oszillogramm, bei dem noch eine merkliche AM-Störung zu sehen ist, wobei das Bild unsymmetrisch wird (Bild 12). Auch in der Bildmitte verschwindet die AM-Störung nicht, wie man

dies bei vollkommener Symmetrie der Schaltung erwarten würde.

Schaltet man den Speicherkondensator ab, so ergibt sich die volle AM-Störung, d.h. eine Kurve gemäss Bild 13. In der Bildmitte, wo die AM-Störung gleich Null sein sollte, bleibt bei genauerer Betrachtung ebenfalls ein Rest, der aber kleiner ist als bei der Schaltung mit Speicherkondensator.

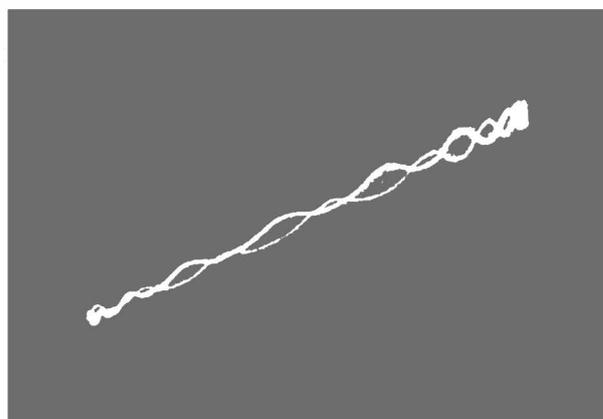


Bild 12

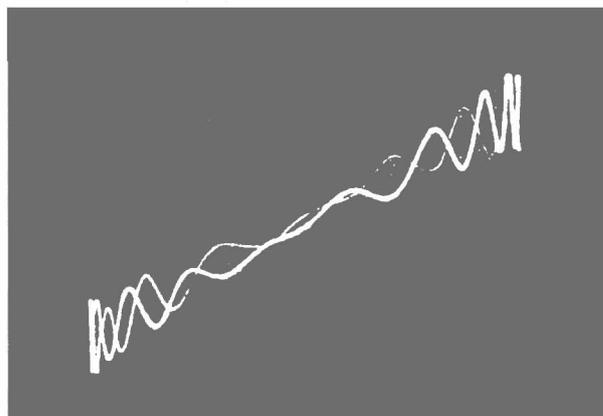


Bild 13

Der Grund für dieses Verhalten liegt darin, dass sich die Kapazität der Dioden in Abhängigkeit von dem sie durchfliessenden Richtstrom ändert. Hochfrequent betrachtet, liegt die Reihenkapazität der beiden Dioden parallel zur übrigen Kapazität des Sekundärkreises. Seine Abstimmung wird also beim Vorhandensein einer AM im Takt derselben periodisch geändert, auch wenn gar keine Frequenzmodulation des Trägers vorliegt,

dieser sich also in der Frequenzmittellage befindet. Die periodische Abstimmungsänderung dieses Kreises wirkt sich dann ebenso aus, als wenn bei völlig feststehender Abstimmung der Sender eine Frequenzmodulation im entgegengesetzten Sinne mit der AM-Frequenz aufwiese, und es tritt eine entsprechende Ausgangsspannung mit der AM-Frequenz auf.

Diese Wirkung lässt sich schon bei abgeschaltetem Speicherkondensator beobachten; mit Speicherkondensator wird sie viel grösser, da die Ausgleichsströme in den Zuleitungen zum Speicherkondensator viel grösser sind als die Richtstromänderungen ohne diesen.

Bei Verwendung von Germaniumdioden tritt die geschilderte Wirkung mehr als doppelt so stark auf wie bei Verwendung von Vakuumdioden. Nur kommt es, wie gezeigt wurde, in der Frequenzmittellage und ihrer Umgebung ganz besonders auf eine gute AM-Unterdrückung an; daher müssen besondere Massnahmen getroffen werden. Man kann die Reststörspannung entweder auf der Niederfrequenzseite oder auf der Hochfrequenzseite schaltungsmässig kompensieren.

4.1. Niederfrequente Kompensation

Bild 14 stellt eine Verhältnisgleichrichterschaltung mit niederfrequenter Kompensation dar. Die beiden Widerstände R_2 und R_3 werden beim Einwirken eines amplitudenmodulierten Trägers von einem im Takt der AM-Frequenz schwankenden Strom durchflossen und dadurch an jedem ein niederfrequenter Spannungsabfall hervorgerufen. Die Differenz dieser beiden Spannungsabfälle ist dann in der niederfrequenten Ausgangsspannung mitenthalten. Man kann somit eine bei der Demodulation durch die dynamischen Kapazitätsänderungen der Dioden entstehende AM-Störspannung durch eine entgegengesetzt gleiche NF-Spannung kompensieren, indem man die beiden Widerstände R_2 und R_3 entsprechend ungleich einstellt. In Bild 14 ist der Widerstand R_2 als Regelwiderstand und der Widerstand R_3 als Festwiderstand angeführt. Ist der Verhältnisgleichrichter genau auf den Träger des Mess-Senders abgestimmt und dieser nur amplitudenmoduliert, so erhält man für eine bestimmte Einstellung von R_2

ein Minimum der AM-Störspannung. Bei gleichzeitiger FM hat dann das Schmetterlings-Oszillogramm für die AM-Störspannung auch bei eingeschaltetem Speicherkondensator das Minimum in der Mitte.

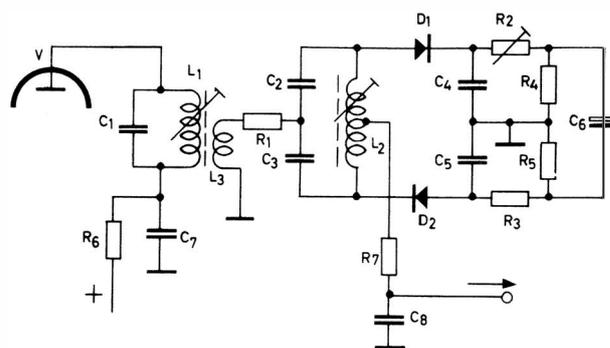


Bild 14

4.2. Hochfrequente Kompensation

Die dynamischen Kapazitätsänderungen der Dioden bewirken Änderungen der Phasendrehung der Sekundärkreisspannung gegen die Primärkreisspannung. Ihre Auswirkung kann auch direkt kompensiert werden, indem man eine von der Grösse des Richtstroms in den Dioden abhängige hochfrequente Hilfsspannung zu der in der Ankoppelspule L_3 induzierten Spannung hinzufügt.

Bild 15 stellt eine symmetrische Verhältnisgleichrichterschaltung dar, die sich von den bisher

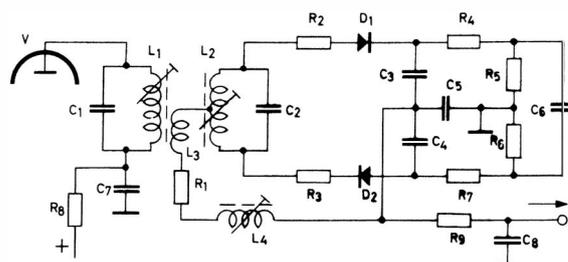


Bild 15

angegebenen dadurch unterscheidet, dass eine weitere Selbstinduktionsspule L_4 in Reihe mit L_3 geschaltet ist. Die Spule L_4 wird also von dem Summen-Richtstrom beider Dioden durchflossen. Der an ihr dadurch entstehende hochfrequente Spannungsabfall wird als Hilfsspannung im obigen Sinne benutzt; er ist dem Richtstrom proportional.



In Bild 16 ist das Zeigerdiagramm für die Spannungen dargestellt, und zwar einmal für den mittleren Wert, einmal für den Grösstwert und einmal für den Kleinstwert des Richtstromes beim Amplitudenmodulationsvorgang. Es ist dabei angenommen, dass der Verhältnisgleichrichter bei unmoduliertem Träger genau auf diesen abgestimmt ist. In diesem Fall gilt das Zeigerdiagramm für den mittleren Richtstrom ebenfalls. Abstimmung auf die Diskriminatorspannung Null mit dem Brückeninstrument bedeutet hier, dass der Zeiger für U_{II} bzw. U_{II}' senkrecht auf dem Summenzeiger $U_I = U_3 + U_4$ steht, so dass die beiden an den Dioden wirksamen Spannungen U_D und U_D' gleiche Grösse haben.

Zwischen U_{II} und U_3 besteht dann ein Phasenwinkel φ , der von 90° abweicht. Im allgemeinen dürfen wir annehmen, dass U_3 etwa mit der Spannung U_1 am Primärkreis phasengleich ist.

Bei "Aufwärts-AM" wird, wie man gesehen hat, die wirksame Sekundärkreis Kapazität grösser und

rade kompensiert wird. U_4 stellt den Spannungsabfall dar, den der Summenwechselstrom I_{D1+D2} , der die Dioden durchfliesst, an der Selbstinduktion L_4 hervorruft. Dabei setzt sich I_{D1+D2} aus einer U_1 bzw. U_{II} etwa proportionalen, durch die Dioden- und Schaltkapazitäten bedingten Komponente (in der Zeichnung horizontal) und aus einer dem Richtstrom proportionalen Wirkkomponente (in der Zeichnung senkrecht) zusammen. Der induktive Spannungsabfall U_4 von I_{D1+D2} steht senkrecht auf dem Stromzeiger. Die bei der Aufwärts- und Abwärts-AM eintretenden Phasenänderungen von U_4 kompensieren also die φ -Änderungen so, dass die Summenspannung $U_I = U_3 + U_4$ stets den gleichen Winkel von 90° mit U_{II} bildet. Dies ist dadurch möglich, dass sich der zum Speicherkondensator C fliessende Strom und damit auch die Wirkkomponente des Stromes I_{D1+D2} relativ viel stärker ändert als die Spannungen am Primär- und Sekundärkreis.

Die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 in Bild 15 verringern den Einfluss von Ungleichheiten der Dio-

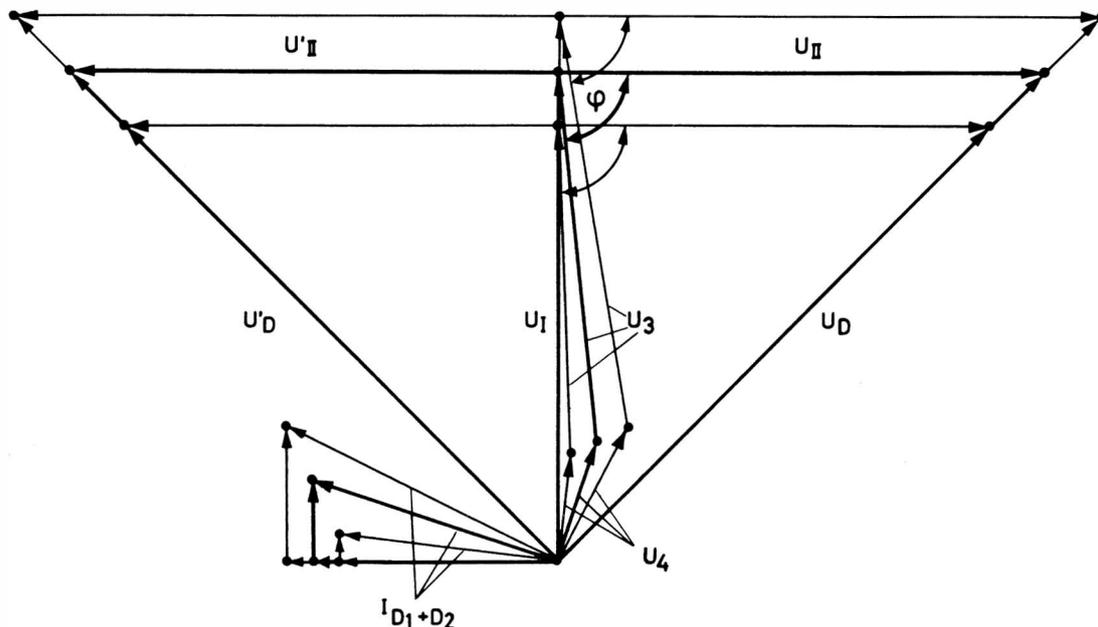


Bild 16

dadurch die Phasenvoreilung φ der Spannung U_{II} gegenüber U_3 bzw. U_1 kleiner. Bei "Abwärts-AM" tritt das Umgekehrte ein. Bild 16 ist nun so gezeichnet, dass der Einfluss dieser φ -Änderung auf den Winkel zwischen U_1 und U_{II} durch entsprechende Änderungen der Spannung U_4 ge-

den. Bei geringeren Ansprüchen an die Begrenzung können diese auch bei entsprechender Vergrößerung der Werte von R_4 und R_7 fortfallen.

5. DAS EINREGULIEREN

Primär- und Sekundärkreis können sowohl sta-

tisch als auch dynamisch abgestimmt werden.

5.1. Statische Abstimmung

Die statische Abstimmung kann mit Hilfe eines hochohmigen Voltmeters ($R_i = 0,5 \text{ M}\Omega$) für die AVC-Spannung und eines Instrumentes mit Nullpunkt in der Mitte als Brücken-Null-Instrument erfolgen. Das letztere soll nicht mehr als $10 \mu\text{A}$ für Vollausschlag benötigen. Die Instrumente werden nach Bild 8 angeschlossen. Das Null-Instrument wird über einen Vorwiderstand (z.B. $100 \text{ k}\Omega$) und einen Druckknopfschalter für "Arbeitskontakt" zwischen den NF-Ausgangsanschluss des Verhältnisgleichrichters und den Mittelpunkt des zum Speicherkondensator parallelliegenden Belastungswiderstandes gelegt. Bei unsymmetrischen Verhältnisgleichrichterschaltungen muss dieser Mittelpunkt für die Messung erst hergestellt werden, indem man den vorgesehenen Belastungswiderstand vorübergehend durch zwei Widerstände mit je dem halben Ohmwert ersetzt.

Die erste Abstimmung des Verhältnisgleichrichters wird zweckmässig mit unmoduliertem Mess-Sender vorgenommen. Zuerst wird der Primärkreis auf Maximum der AVC-Spannung eingestellt, dann der Sekundärkreis auf Brücken-Null und diese beiden Vorgänge zur Feinkorrektur nochmals wiederholt.

5.2. Dynamische Abstimmung

Die dynamische Abstimmung wird mit Hilfe der Diskriminatorkurve und des Schmetterlings-Oszillogramms vorgenommen. Am Mess-Sender wird ein Frequenzhub von 75 kHz und eine Amplitudenmodulation von 30% eingestellt. Primär- und Sekundärkreis werden so abgestimmt, dass sich eine möglichst steile und geradlinige Diskriminatorkurve ergibt. Dann wird auf Schmetterlings-Oszillogramm umgeschaltet und der Sekundärkreis so fein abgestimmt, dass sich bei abgeschaltetem Speicherkondensator ein möglichst symmetrischer Störspannungs-Schmetterling ergibt. Bild 17 zeigt einen Schmetterling bei verstimmtem und Bild 18 einen solchen bei richtig abgestimmtem Sekundärkreis.

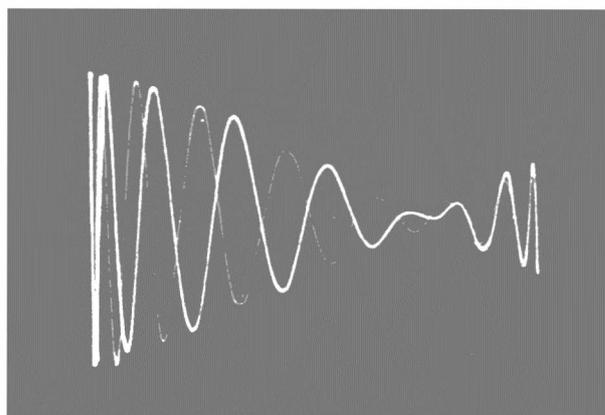


Bild 17

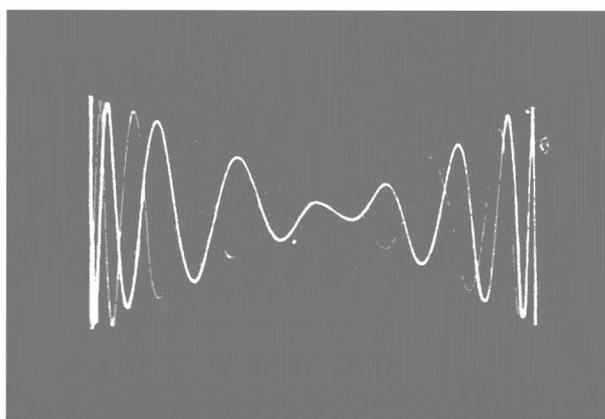


Bild 18

6. EINSTELLUNG DER GÜNSTIGSTEN KOPPLUNG

Der Mess-Sender wird auf 75 kHz Frequenzhub und 30% AM eingestellt und das Oszillogramm der Diskriminatorkurve mit eingeschaltetem Speicherkondensator wieder beobachtet. Es wird sich zunächst eine Kurve mit unzureichender AM-Unterdrückung ergeben, die im allgemeinen auch unsymmetrisch ist, wie in Bild 19 gezeigt wird.

Haben wir zum Beispiel einen Verhältnisgleichrichter in der Schaltung nach Bild 14, so kann die am Oszillografen erscheinende Kurve durch Verändern von R_2 verbessert werden; man wird zunächst erreichen können, dass die Welligkeit infolge der AM-Störung in der Bildmitte am kleinsten wird (Bild 20). Wenn jetzt nach den Seiten zu noch eine starke Welligkeit wie in Bild 20 zu bemerken ist, so ist die Kopplung

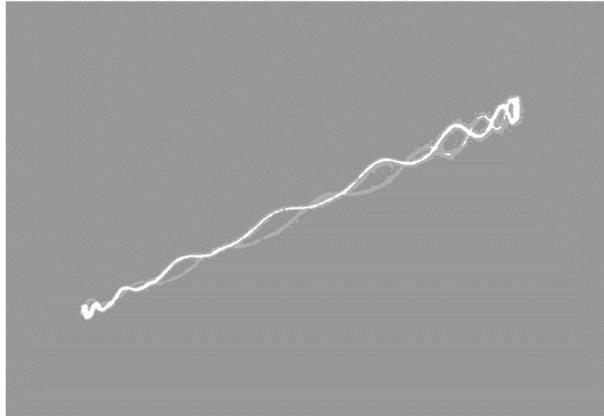


Bild 19

zwischen Primär- und Sekundärkreis noch falsch eingestellt. Hat man die richtige Kopplung gefunden, wobei die übrigen Abstimm- und Abgleichvorgänge jeweils wiederholt werden müssen, so muss sich eine Diskriminatorcurve wie in Bild 21 ergeben.

Man kann dabei für den Verhältnisgleichrichter meist nicht einfach die Kopplung wählen, bei der sich die kleinste AM-Störung ergibt; dabei wird oft der lineare Bereich der Diskriminatorkurve zu klein und damit der Klirrgrad zu gross. Deshalb muss im allgemeinen ein Kompromiss gemacht und die Kopplung etwas fester eingestellt werden. Bild 22 zeigt diese Abhängigkeiten für einen Verhältnisgleichrichter mit Germaniumdioden in einer Schaltung nach Bild 15. Ausser der AM-Unterdrückungszahl und dem

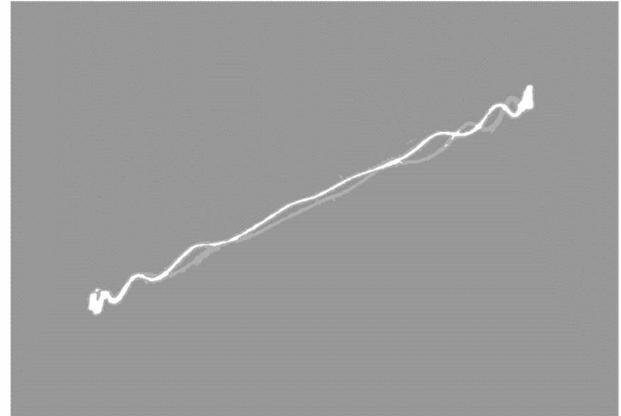


Bild 20

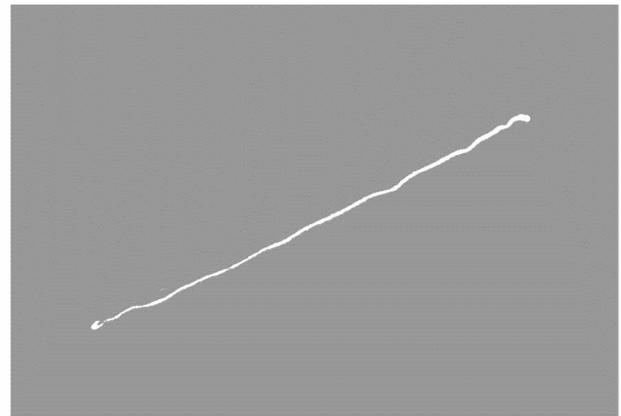


Bild 21

Klirrgrad ist noch die bei einem bestimmten Anodenwechselstrom der Treiberröhre zu erzielende NF-Wechselspannung und der "kritische" AM-Modulationsgrad eingetragen, der noch von dem

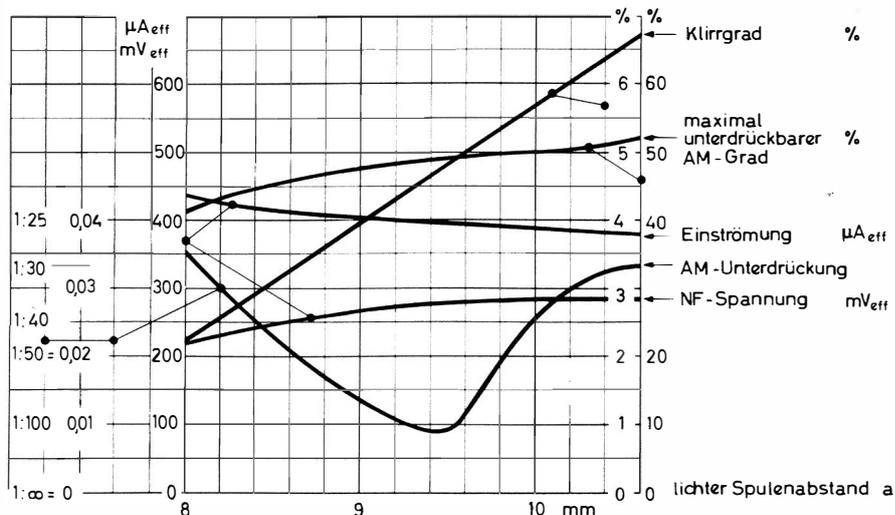


Bild 22

Verhältnisgleichrichter verarbeitet werden kann, ohne dass die Dioden "aushängen". Man erkennt, dass die NF-Ausbeute im Gebiet derjenigen Kopplung) noch zunimmt. Die eingetragenen Kurven gelten für einen konstantgehaltenen Wert der AVC-Spannung von 5 V.

7. BEISPIELE

Die Ausführungsbeispiele, deren Bemessung hier angegeben wird, sind solche, die die eingangs erwähnten Anforderungen besonders gut erfüllen.

1. UNSYMMETRISCHER VERHÄLTNISGLEICHRICHTER FÜR HEIM-RUNDFUNKGERÄTE MIT EINER ZWISCHENFREQUENZ VON 10,7 MHz UND MIT KOMBINATIONSRÖHRE EABC 80 (SCHALTUNG BILD 23)

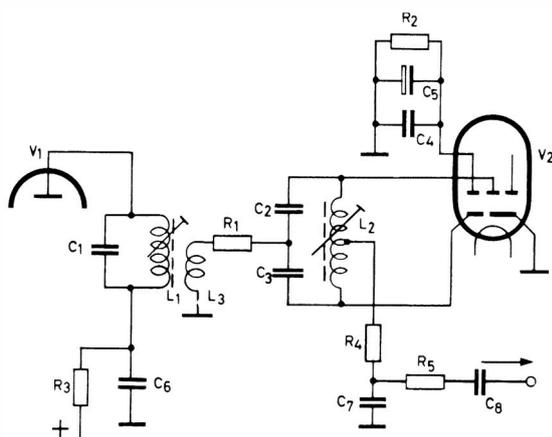


Bild 23

Schaltteilliste

V ₁	Röhre EF 89		
V ₂	Röhre EABC 80		
R ₁	Schichtwiderstand	47 Ω	1/20 W
R ₂	Schichtwiderstand	39 kΩ	1/4 W
R ₃	Schichtwiderstand	1 kΩ	1/4 W
R ₄	Schichtwiderstand	100 kΩ	1/20 W
R ₅	Schichtwiderstand	5 kΩ	1/20 W
C ₁	Keramikkondensator	3 pF	
C ₂	Keramikkondensator	100 pF ± 2 %	
C ₃	Keramikkondensator	100 pF ± 2 %	
C ₄	Kunstfolienkondensator	220 pF	
C ₅	Elektrolytkondensator	2 μF	

C ₆	Keramikkondensator	5 nF	250 V
C ₇	Keramikkondensator	330 pF	
C ₈	Keramikkondensator	10 nF	125 V

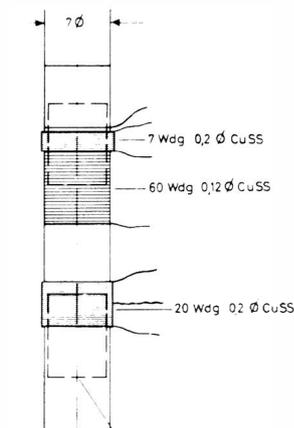


Bild 24

Kerne Ferrocart FC-FU M6 x 0,75
ubrige FC

2. SYMMETRISCHER VERHÄLTNISGLEICHRICHTER FÜR KOFFERGERÄTE MIT EINER ZWISCHENFREQUENZ VON 6,38 MHz UND MIT GERMANIUMDIODEN (SCHALTUNG BILD 14)

Schaltteilliste

V	Röhre DF 97		
R ₁	Schichtwiderstand	330 Ω	1/20 W
R ₂	Schicht-Drehwiderstand	6 kΩ	
R ₃	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	1/20 W
R ₄	Schichtwiderstand	27 kΩ	1/20 W
R ₅	Schichtwiderstand	27 kΩ	1/20 W
R ₆	Schichtwiderstand	2 kΩ	1/20 W
R ₇	Schichtwiderstand	100 kΩ	1/20 W
C ₁	Keramikkondensator	3 pF	
C ₂	Keramikkondensator	68 pF ± 2 %	
C ₃	Keramikkondensator	68 pF ± 2 %	
C ₄	Keramikkondensator	150 pF	
C ₅	Keramikkondensator	150 pF	
C ₆	Elektrolytkondensator	2 μF	
C ₇	Keramikkondensator	5 nF	100 V



- C₈ Kunstfolienkondensator 330 pF
D₁ Germanium-Dioden-
D₂ Pärchen 2 x OA 172

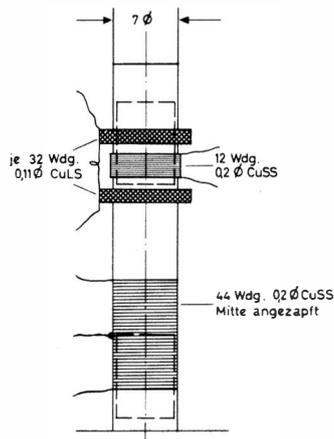


Bild 25

- C₈ Kunstfolienkondensator 300 pF
D₁ Germanium-Dioden-
D₂ Pärchen 2 x OA 172

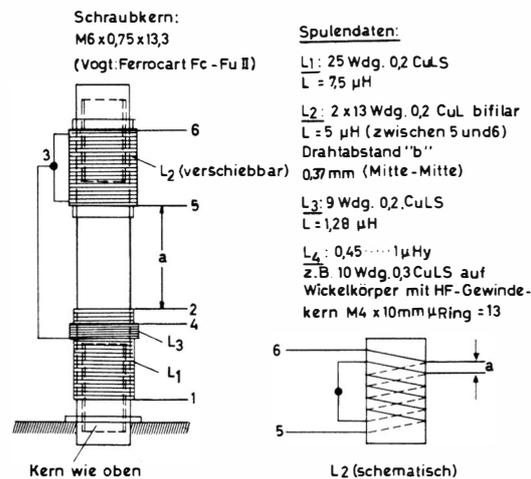


Bild 26

3. SYMMETRISCHER VERHÄLTNISGLEICHERICHTER FÜR KOFFERGERÄTE MIT EINER ZWISCHENFREQUENZ VON 10,7 MHz UND MIT GERMANIUMDIODEN (SCHALTUNG BILD 15)

Schaltteilliste

V	Röhre DF 97		
R ₁	Schichtwiderstand	100 Ω	1/20 W
R ₂	Schichtwiderstand	200 Ω	1/20 W
R ₃	Schichtwiderstand	200 Ω	1/20 W
R ₄	Schichtwiderstand	1 kΩ	1/20 W
R ₅	Schichtwiderstand	30 kΩ	1/20 W
R ₆	Schichtwiderstand	30 kΩ	1/20 W
R ₇	Schichtwiderstand	1 kΩ	1/20 W
R ₈	Schichtwiderstand	2 kΩ	1/20 W
R ₉	Schichtwiderstand	100 kΩ	1/20 W
C ₁	Keramikkondensator		
C ₂	Keramikkondensator	40 pF ± 2 %	
C ₃	Kunstfolienkondensator	300 pF	
C ₄	Kunstfolienkondensator	300 pF	
C ₅	Kunstfolienkondensator	300 pF	
C ₆	Elektrolytkondensator	2 µF	
C ₇	Keramikkondensator	5 nF	150 V

4. UNSYMMETRISCHER VERHÄLTNISGLEICHERICHTER FÜR FERNSEHGERÄTE MIT INTERCARRIER-TON MIT EINER ZWISCHENFREQUENZ VON 5,5 MHz UND MIT GERMANIUMDIODEN (SCHALTUNG BILD 27)

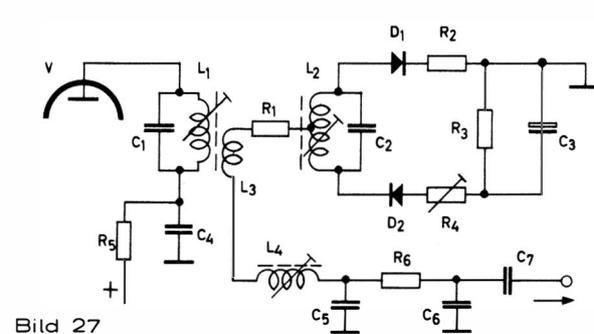


Bild 27

Schaltteilliste

V	Röhre EF 89		
R ₁	Schichtwiderstand	600 Ω	1/20 W
R ₂	Schichtwiderstand	60 Ω	1/20 W
R ₃	Schichtwiderstand	20 kΩ	1/10 W
R ₄	Schicht-Drehwiderstand	1 kΩ	
R ₅	Schichtwiderstand	1 kΩ	1/4 W

R_6	Schichtwiderstand	50 k Ω	1/20 W	Spulen (Aufbau ähnlich wie in Bild 26):
C_1	Keramikkondensator	12 pF		
C_2	Keramikkondensator	70 pF \pm 2 %		L_1 45 μ H
C_3	Elektrolytkondensator	5 μ F		L_2 12 μ H
C_4	Keramikkondensator	5 nF	250 V	L_3 1,5 μ H
C_5	Kunstfolienkondensator	200 pF	125 V	L_4 Ausprobieren ! Zum Beispiel 15 Wdg.
C_6	Kunstfolienkondensator	500 pF	125 V	0,3 CuLS auf Wickelkörper mit HF-
C_7	Papierkondensator	10 nF	125 V	Grundkern M 4 x 10 mm, μ Ring = 13
D_1	Germanium-Dioden-			
D_2	Pärchen 2 x OA 172			

Dr. Cantz

