

Für den Empfang von frequenzmodulierten Sendungen und für die automatische Scharfabstimmung von Empfangsgeräten sowie für einige Spezialanwendungen ist der Diskriminator von Bedeutung.

Bevor ein frequenzmoduliertes Signal durch eine Diode in üblicher Weise demoduliert werden kann, ist die Frequenzmodulation zunächst in eine Amplitudenmodulation zu verwandeln. Hierzu ist ganz allgemein ein Schaltmittel notwendig, das bei veränderlicher Frequenz einen veränderlichen Widerstand darstellt; Frequenzschwankungen werden dann in Amplitudenschwankungen (Spannungsschwankungen) umgewandelt. Um eine verzerrungsfreie Umwandlung zu gewährleisten, soll der Zusammenhang zwischen Frequenz und Widerstand bzw. Amplitude möglichst linear sein.

Die einfachste Diskriminatorschaltung

wäre also beispielsweise eine Drosselspule, danach folgt die gewöhnliche Amplitudendemodulation mit Diode. Prinzipschaltbild und Umwandlerkennlinie siehe Bild 1.

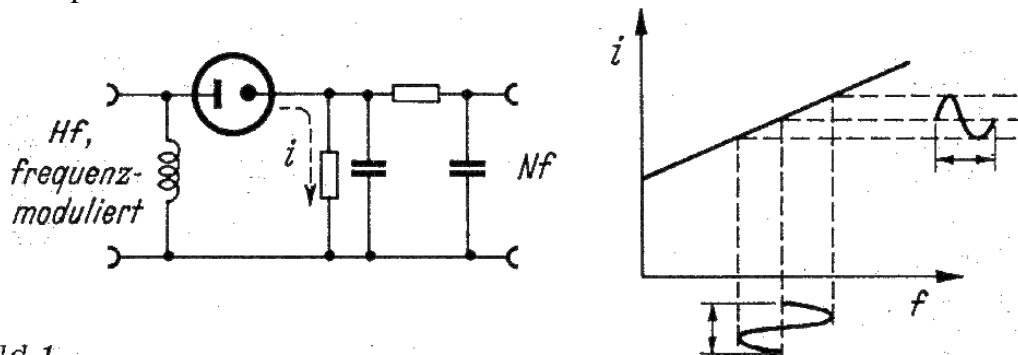


Bild 1.

Einfachste Diskriminatorschaltung und die Umwandlerkennlinie

Nachteil: Selbst bei großen Frequenzhuben ist die erzielte Amplitudenschwankung gering, bei einem Hub von 10 % (also z. B. 100 kHz bei 1 MHz) ist die erzielte Amplitudenschwankung ebenfalls nur 10 % (bei 5 V also 0,5 V). Ferner: Niedriger Innenwiderstand des Umwandlers.

Vorteil: Umwandlerkennlinie nicht übersteuerbar.

Resonanzkreis als Diskriminator (Flankendemodulation)

In der Nähe der Resonanzfrequenz ändert sich der Scheinwiderstand eines Schwingungskreises in Abhängigkeit von der Frequenz stark (siehe Funktechnische Arbeitsblätter Sk 01). Bei richtiger Wahl des „Arbeitspunktes“ d. h. bei richtiger Abstimmung des Kreises in bezug auf die Trägerfrequenz und bei nicht zu großem Frequenzhub läßt sich ein einfacher Resonanzkreis gut als Diskriminator verwenden. Die Steilheit der Umwandlerkennlinie ist um so größer, je kleiner die Dämpfung des Kreises ist; die Aussteuerfähigkeit ist dann auch geringer.

Vorteil: Steile Umwandlerkennlinie auf einfache Weise erzielbar, großer Innenwiderstand des Diskriminators. Der große Innenwiderstand ist günstig, weil die Verstärkung dann groß wird.

N a c h t e i l: Größere Verzerrungen als beim Gegentaktdiskriminator, leicht übersteuerbare Umwandlerkennlinie, Abstimmung kritisch. Signal/Rausch-Abstand bei genügend verzerrungsarmer Bemessung etwa fünfmal schlechter als bei einem gleichwertigen AM-Empfänger.

Bild 2 bringt eine Prinzipschaltung und die Umwandlerkennlinie. Als Arbeitspunkt für die Trägerfrequenz eignet sich am besten der Wendepunkt der Resonanzkurvenflanke, weil um diesen Punkt herum ein angenähert linearer Bereich liegt. Ob man auf der induktiven Seite oder der kapazitiven Seite der Resonanzkurve arbeitet, ist grundsätzlich gleichgültig, jedoch ist die Nf-

Spannung im zweiten Fall um 180 Grad phasenverschoben gegen den ersten Fall.

Bei Geradeausempfängern (Pendelrückkopplern) nimmt man die Flankendemodulation am Hf-Kreis vor. Die Kreise sind im allgemeinen infolge ihrer Verluste genügend breit, so daß sich eine zusätzliche Dämpfung erübrigt. Bei Superhetempfängern benutzt man die Flanke der Gesamt-Zf-Durchlaßkurve zur Demodulation. Haben alle Kreise die gleiche Dämpfung d , so ist die zur verzerrungsarmen Demodulation ausnutzbare Flankenlänge um so kleiner, je geringer die Dämpfung d der Einzelkreise und je größer die Anzahl n dieser Kreise ist. Die Umwandlerkennlinie ist dann zwar steiler, jedoch nimmt der verzerrungsfrei zu verarbeitende Frequenzhub ab. Es gelten daher für einen bestimmten vorgegebenen maximalen Klirrfaktor und Frequenzhub gewisse Bemessungsvorschriften für Kreiszahl und Dämpfung der Einzelkreise. Bei einer solchen Wendepunktkennlinie kann man annehmen, daß bei kleiner Aussteuerung nur die 3. Harmonische einen merklichen Beitrag zum Gesamtklirrfaktor bringt. Das gilt genügend genau bis zu einem Anteil der 3. Harmonischen von 3,5 %, denn bei einem Gesamtklirrfaktor von 4% beträgt der Anteil der 3. Harmonischen 3,5 %. Als obere Grenze des Klirrfaktors kann man bei billigen Rundfunkempfängern einen Wert von 3 bis 4 % ansetzen.

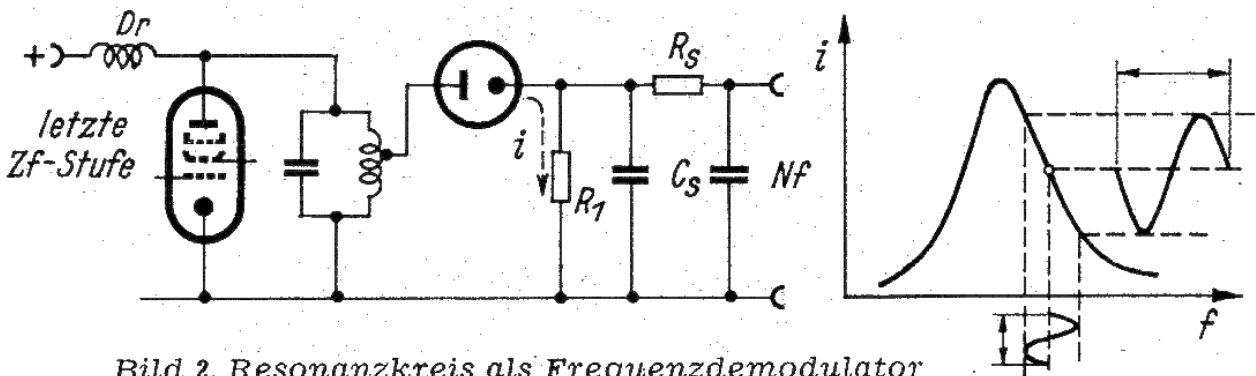


Bild 2. Resonanzkreis als Frequenzdemodulator

Aus der nachfolgenden Tabelle läßt sich entnehmen, wie groß die Dämpfung eines einzelnen Zf-Kreises sein muß für Gesamtkreiszahlen von 1 bis 8, für eine Zf von 10,7 MHz bei einem maximalen Hub von ± 75 kHz und zulässigen Klirrfaktoren von 0,5, 1, 2 und 3,5 %.

Tabelle

Kreiszahl n:	1	2	3	4	5	6	7	8
max. Klirrfaktor %	Dämpfung eines der Kreise %							
0,5	6,61	8,6	10,2	11,5	13	14,2	15,2	16,3
1,0	4,7	6,0	7,2	8,2	9,2	10	11	11,5
2,0	3,3	4,3	5,1	5,8	6,5	7,2	7,6	8,2
3,5	2,5	3,2	3,9	4,4	4,9	5,4	5,8	6,2

Gegentakt-Diskriminator

(in der amerikanischen Literatur: Round-Travis-Diskriminator)

Zwei Resonanzkreise werden um einen bestimmten, gleichen Frequenzbetrag von der Trägerfrequenz verstimmt; der eine nach der höheren, der andere nach der tieferen Frequenz. Hierbei dürfen die Resonanzfrequenzen der Kreise nur soweit auseinanderliegen, daß sich die Resonanzkurven noch im Fußpunkt überschneiden (Bild 3 a).

Werden die Dioden und deren Arbeitswiderstände nun so geschaltet, daß die vom einen Kreis herrührende Ausgangsspannung nach der Gleichrichtung gegen die andere um 180 Grad phasenverschoben ist, so ergeben sich – einzeln gleichstrommäßig aufgenommen – die beiden Einzelkennlinien nach Bild 3 b. An den zusammengeschalteten Arbeitswiderständen subtrahieren sich die Spannungen und es ergibt sich eine Gesamtkennlinie des Umwandlers nach Bild 3 c. Man erkennt die Ähnlichkeit mit der Gegentaktschaltung zweier Röhren in der Nf-Stufe eines Empfängers in der Auswirkung auf die Kennlinie: Linearisierung des gekrümmten Teiles der Einzel-Resonanzkurven und Verdoppelung des Aussteuerungsbereiches.

Die möglichen Grundschaltungen des Gegentakt-Diskriminators sind in den Bildern 4, 5, 6, 7 und 8 dargestellt. An Hand von Bild 4 wird die Wirkungsweise nochmals erläutert: Die Resonanzfrequenzen der beiden Kreise A und B sind gleich weit von der Trägerfrequenz verstimmt. An beiden Kreisen wird daher die gleiche Spannung auftreten, wenn die Trägerfrequenz in die

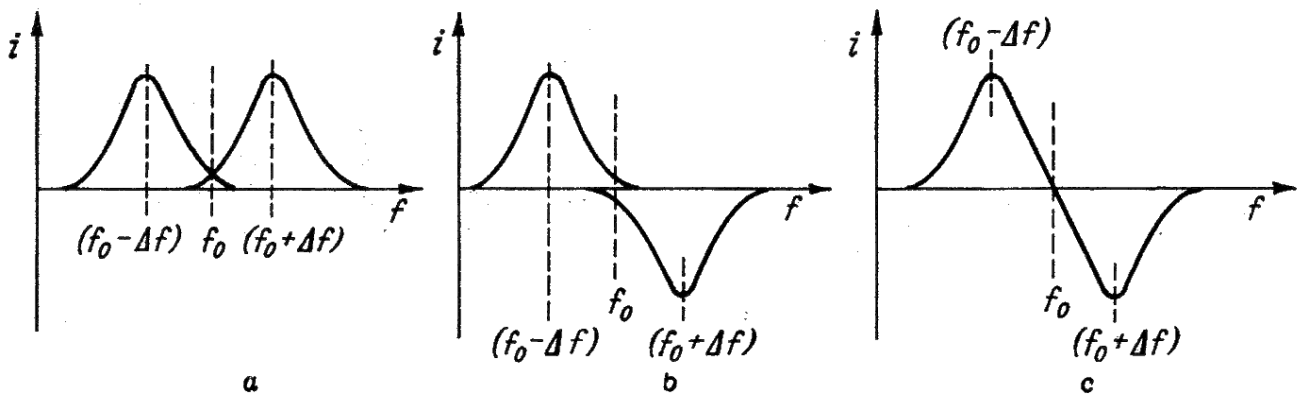


Bild 3. Entstehung der Umwandlerkennlinie eines Gegentaktdiskriminators aus den Resonanzkurven zweier gegeneinander verstimmer Kreise

Kreise eingekoppelt wird. Auch die Diodenströme sind bei gleich großen Arbeitswiderständen R_1 und R_2 gleich; die durch diese Ströme an R_1 und R_2 abfallenden Spannungen sind jedoch entgegengesetzt gerichtet, zwischen den Punkten I und II tritt keine Spannung auf. Weicht die Frequenz in Richtung auf die Resonanzfrequenz des Kreises A ab, so steigt die Spannung an diesem Kreis an, während sie im zweiten Kreis B absinkt. Die Spannung am Arbeitswiderstand R_1 wird größer, Punkt I wird positiv gegen II. Weicht die Frequenz in Richtung auf die Resonanzfrequenz des Kreises B ab, so steigt umgekehrt die Spannung an diesem Kreis und damit die Spannung am Arbeitswiderstand R_2 . Damit wird der Punkt I negativ gegen Punkt II. Es ergibt sich somit die Umwandler-Kennlinie nach Bild 3 c.

Die Nf-Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 4 ist symmetrisch gegen Erde; meist folgt jedoch eine Nf-Vorverstärkerstufe mit unsymmetrischem Eingang (einpolig gegen Erde), dann kann die Diskriminatorschaltung ohne weiteres nach Bild 5 abgewandelt werden. Eine noch einfachere Schaltung für unsymmetrische Nf-Ausgangsspannung zeigt Bild 6. Hier ist nur ein Arbeitswiderstand R_1 vorhanden, die Phasenverschiebung zwischen den beiden von Kreis A und Kreis B herrührenden Nf-Spannungen wird durch umgekehrte Polung einer der beiden Dioden erreicht. Liegt an beiden Kreisen die Trägerfrequenz f_0 , so steht an ihnen eine gleich große Spannung, da sie um gleiche Frequenzbeträge nach plus und minus von f_0 verstimmt sind. Die Diodenströme i_1 und i_2 sind entgegengesetzt gleich und heben sich auf. Ist die Frequenz näher an der Resonanzfrequenz A, so ist der Strom i_1 größer als i_2 und umgekehrt.

Für alle drei Schaltungen waren Dioden oder Duodioden mit voneinander getrennten Katoden notwendig. Soll eine Duodiode mit nur einer Katode verwendet werden, so ist die Schaltung Bild 7 anzuwenden, die sich kaum von der Grundschaltung Bild 4 unterscheidet. Die Wirkungsweise ist genau die gleiche, die Nf-Ausgangsspannung ist symmetrisch. Für unsymmetrische Spannung wird einfach der Nf-Erdpunkt entsprechend Bild 8 umgelegt.

Die Ankopplung

an die letzte Zf-Stufe bzw. an die Begrenzerstufe kann

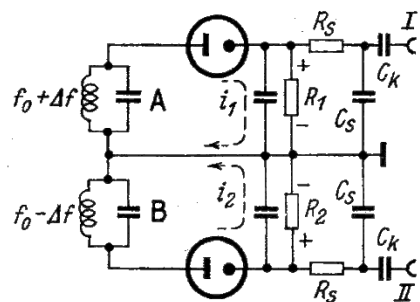


Bild 4. Prinzipschaltbild des Gegentaktdiskriminators, Nf-Ausgang symmetrisch gegen Erde

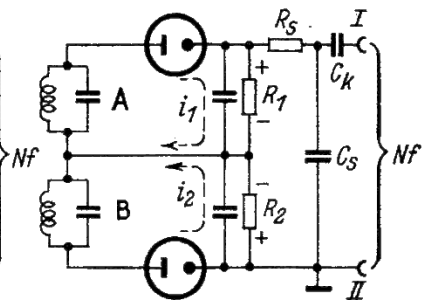


Bild 5. Gegentaktdiskriminator mit unsymmetrischem Nf-Ausgang

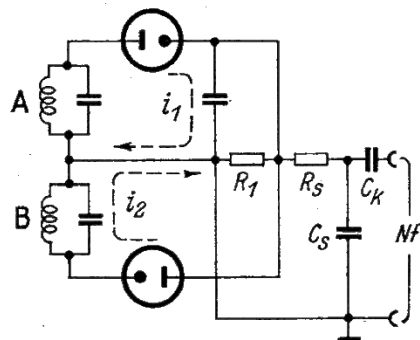


Bild 6. Gegentaktdiskriminator mit unsymmetrischem Nf-Ausgang. Es ist nur ein Arbeitswiderstand vorhanden, die beiden Dioden sind gegeneinandergeschalt.

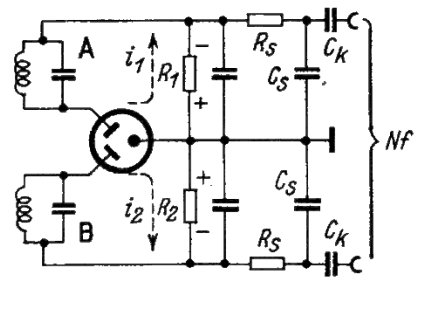


Bild 7. Gegentaktdiskriminator, bei dem eine Duodiode mit gemeinsamer Katode verwendet werden kann. Nf-Ausgang symmetrisch

a) mit zwei getrennten Röhren erfolgen, die gitterseitig zusammengeschaltet sind (Bild 9). Nachteilig ist der große Aufwand, von Vorteil ist die elektrische Trennung der beiden Kreise A und B voneinander. Da sie nicht miteinander gekoppelt sind, können sie für sich abgeglichen werden, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.

b) über einen Primärkreis $L_0 C_0$ erfolgen, der an der Anode der letzten Zf-Stufe liegt und auf die Trägerfrequenz abgestimmt ist. An diesen Kreis sind die beiden Diskriminorkreise A und B induktiv angekoppelt (Bild 10). Vorteil: Einfachheit der Schaltung;

Nachteil: Schwierigerer Abgleich der Kreise A und B, da sie über den Primärkreis miteinander verkoppelt sind und sich bei der Abstimmung untereinander beeinflussen.

Bemessung der Kreise L_0 , C_0 , A und B

Für eine möglichst verzerrungsfreie Arbeitsweise der Schaltung hat sich empirisch folgende Bemessungsvorschrift¹⁾ für die optimalen Kreisgüten Q ergeben:

$$Q_{\text{prim}} = \frac{f_0}{3 \cdot \Delta f}; \quad Q_A = Q_B = 2 \frac{f_0}{3 \cdot \Delta f}$$

(Δf = Frequenzhub, Frequenzabweichung von der Trägerfrequenz).

Beispiel: Zwischenfrequenz $f_0 = 21$ MHz, Frequenzhub $\Delta f = 50$ kHz. Optimale Güte des Primärkreises $Q_{\text{prim}} = \frac{21}{0,15} = 140$

Optimale Güte der Sekundärkreise: $Q_A = Q_B = 280$.

Wird diese Bemessungsvorschrift eingehalten, so ist die Umwandlerkennlinie linear für den in der Formel angesetzten Frequenzhub, und die Steilheit der Kennlinie ist optimal. Bei geringeren Kreisgüten wird der Aussteuerbereich (der zu verarbeitende Hub) unnötig groß, wobei die Steilheit der Umwandlerkennlinie und damit die Ausgangsspannung kleiner werden.

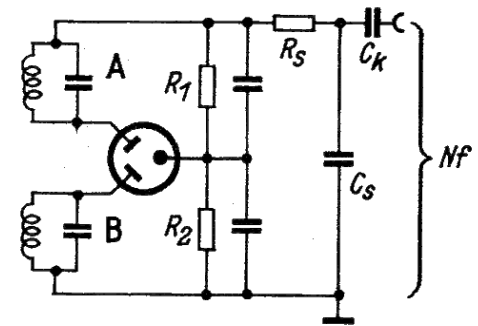


Bild 8. Schaltung für unsymmetrischen Nf-Ausgang

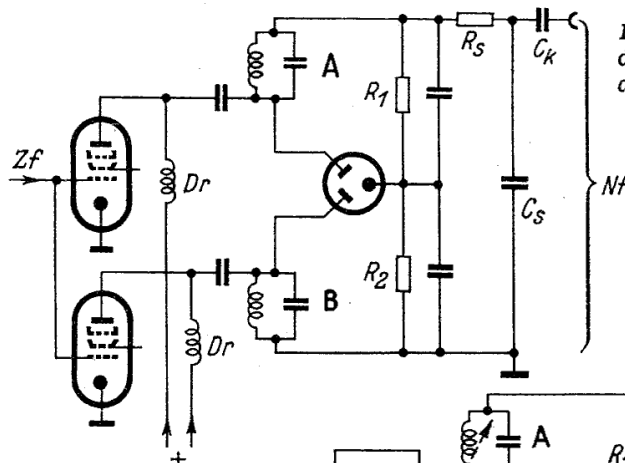


Bild 9. Ankopplung des Diskriminators an den Zf-Verstärker über zwei getrennte Röhren

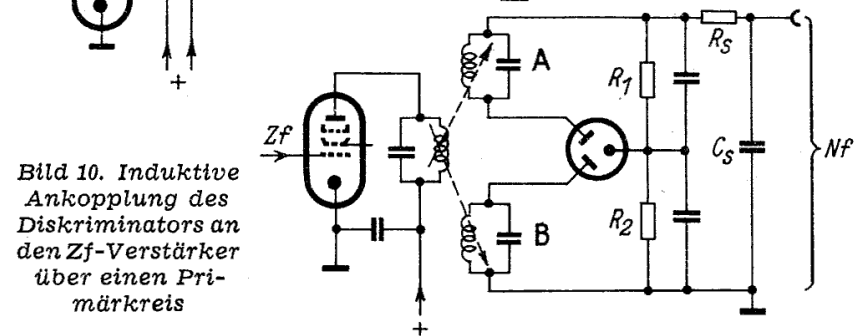


Bild 10. Induktive Ankopplung des Diskriminators an den Zf-Verstärker über einen Primärkreis

Der Phasendiskriminator

(in der amerikanischen Literatur: Foster-Seeley-Discriminator)

Bild 11a zeigt die Prinzipschaltung eines Diskriminators anderer Wirkungsweise, die weniger Aufwand an Hf-Kreisen benötigt. Es sind zwei Kreise $L_p C_p$ und $L_s C_s$ vorhanden, die beide auf die Trägerfrequenz (Z_f) abgestimmt und induktiv miteinander gekoppelt sind (M). Ferner ist das „heiße“ Ende des Primärkreises galvanisch

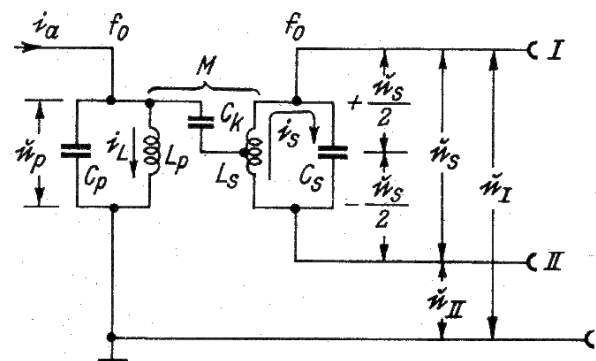


Bild 11a. Prinzipschaltbild des Phasendiskriminators (Foster-Seeley-Diskriminator)

¹⁾ RCA-Rev., Bd. 5 Juli 1940 S. 89 M. G. Crosby, Reactance Tube Frequency Modulators.

(oder, wenn erforderlich, über einen Trennkondensator C_k mit für die Betriebsfrequenz vernachlässigbar kleinem Blindwiderstand mit der Mittelanzapfung der Spule des Sekundärkreises verbunden. Die Wirkungsweise ist etwas komplizierter als diejenige des Gegentaktdiskriminators. Die Hf-Spannung am Primärkreis wird mit u_p , diejenige am Sekundärkreis mit u_s bezeichnet. Wie leicht aus Bild 11 ersichtlich ist, hat der Punkt I gegen Erde die Spannung

$$u_I = u_p + \frac{u_s}{2} \quad \text{und der Punkt II} \quad u_{II} = u_p - \frac{u_s}{2}$$

Wir untersuchen die Phasenlage der Spannungen u_p und u_s (Bild 11a). Vorausgesetzt sei zunächst, daß Primärkreis und Sekundärkreis in der Resonanzfrequenz erregt werden. Der Anodenstrom i_a

erzeugt infolge des rein ohmschen Resonanzwiderstandes an $C_p L_p$ eine Spannung u_p , die mit i_a in Phase ist (Bild 11 b); der durch L_p fließende Blindstrom dagegen ist gegen u_p um 90° nacheilend.

Weiter gilt nach dem Induktionsgesetz: $\mathcal{E}_s = -i_L \cdot j\omega M$ d.h. \mathcal{E}_s eilt dem Strom i_L um

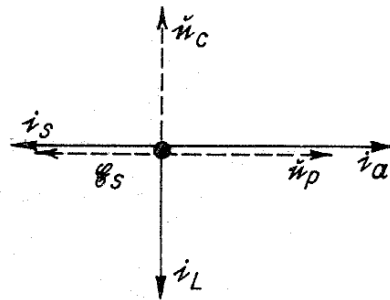


Bild 11 b, c. Diagramme zur Erläuterung der Phasenverschiebung von 90° bei einem Bandfilter

90° nach. Diese EMK \mathcal{E}_s treibt einen Strom i_s durch den Sekundärkreis, d. h. durch die Hintereinanderschaltung von L_s und C_s (Bild 11c). Da infolge des angenommenen Resonanzfalles die Blindwiderstände von L_s und C_s einander entgegengesetzt gleich sind, wird der Kreiswiderstand nur aus dem ohmschen Verlustwiderstand gebildet, der Kreisstrom i_s ist demnach in Phase mit \mathcal{E}_s . Dieser Strom erzeugt an C_s eine um 90° nacheilende Spannung u_s , und es zeigt sich, daß u_p und u_s um 90° gegeneinander in der Phase verschoben sind.

Wir können jetzt für den Resonanzfall (Trägerfrequenz f_0 am Diskriminator) das Vektorbild für die Spannungen u_{I0} und

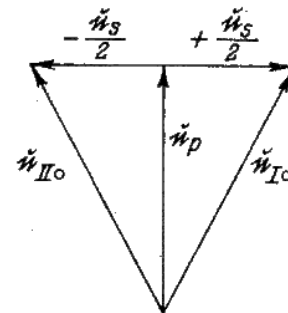


Bild 12. Vektorbild der Hf-Spannungen an Punkt I und II bei der Trägerfrequenz

u_{II0} aufzeichnen (Bild 12).

Weicht die Frequenz von der Resonanzfrequenz der Kreise ab, so wandert die Spitze des Vektors von u_s auf einem Kreise entlang. In Bild 13 a, b ist das Kreisdiagramm eingezeichnet, sowie das Vektordiagramm für u_I und u_{II} für zwei verschiedene Frequenzabweichungen. Der Winkel φ ist direkt proportional der prozentualen Frequenzabweichung von der Trägerfrequenz f_0 . Man sieht, daß bei

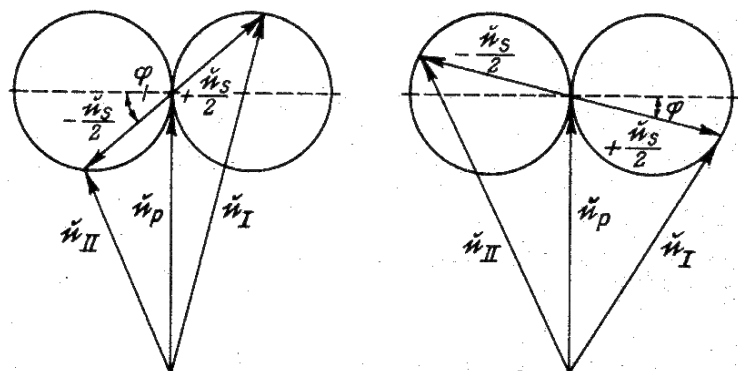


Bild 13 a, b. Vektorbilder der Hf-Spannungen an den Punkten I und II für zwei verschiedene Frequenzabweichungen

Frequenzen, die von der Trägerfrequenz f_0 abweichen, die Absolutwerte der beiden Spannungen u_I und u_{II} verschieden groß werden: um jetzt $|u_I| - |u_{II}|$ zu erhalten, richtet man in bereits bekannter Weise die beiden Spannungen gleich und bildet dann die Differenz. Es ergibt sich, wenn man diese Differenz gegen die Frequenz aufträgt, genau der gleiche Kurvenverlauf, wie ihn Bild 3 c zeigt.

Die praktische Ausführung dieser Schaltung läßt wieder einige Varianten zu. In Bild 14 sind zwei Dioden oder eine Duodiode mit getrennten Katoden verwendet, die Verbindung von Primärkreis und Sekundärkreis erfolgt gleichstromfrei über den Trennkondensator C_k . Die Hochfrequenzdrossel $Hf-Dr$ dient zur gleichstrommäßigen Schließung des Diodenkreises. Die Nf-Ausgangsspannung ist symmetrisch gegen Erde, kann jedoch auch unsymmetrisch gegen Erde abgenommen werden; man verfährt dann wie bei der Gegentaktschaltung, siehe Bild 5.

Bild 15 zeigt eine etwas abgewandelte Schaltung. Der Unterschied liegt lediglich in der andersartigen Einschaltung von Trennkondensator und Drossel. Die Drossel läßt sich überhaupt einsparen, wenn die Arbeitswiderstände der Dioden gleich als Hf-Sperren geschaltet werden (Bild 16). Sie sind dann räumlich so dicht an der Mittelanzapfung der Sekundärspule anzubringen, daß sich keine lange Leitung ergibt (Armstrong-Schaltung). Die Nf-Spannung wird unsymmetrisch abgenommen. Auch bei dem Phasendiskriminator ist die Verwendung von Duodioden mit gemeinsamer Katode nach Schaltung Bild 17 möglich.

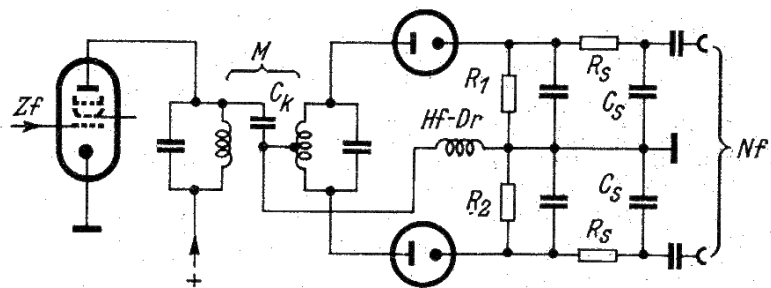


Bild 14. Phasendiskriminatorschaltung. Symmetrischer Nf-Ausgang, Duodiode mit getrennten Katoden

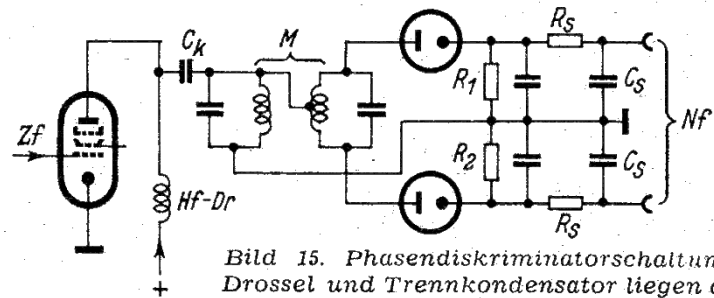


Bild 15. Phasendiskriminatorschaltung, Drossel und Trennkondensator liegen an anderer Stelle

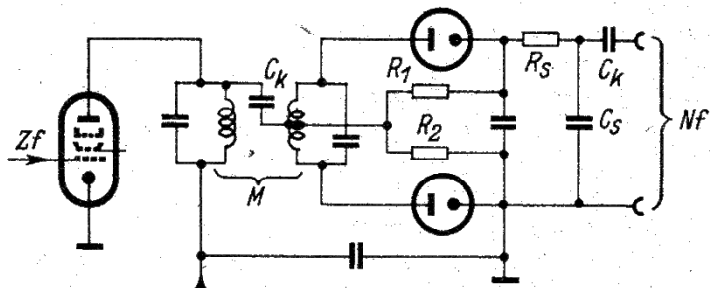


Bild 16. Phasendiskriminatorschaltung. Hf-Drossel ist eingespart; Nf-Ausgang unsymmetrisch (Armstrongschaltung)

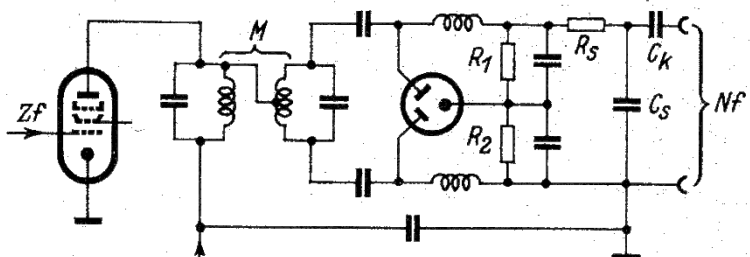


Bild 17. Phasendiskriminatorschaltung für Duodiode mit gemeinsamer Katode

Bemessung der Phasendiskriminatorschaltung

Der maximal von der Schaltung verzerrungsfrei zu verarbeitende Frequenzhub ist proportional dem Abstand der Umkehrpunkte der Diskriminator-Kennlinie. Etwa $1/3$ bis $2/3$ des zwischen den beiden Umkehrpunkten liegenden Kennlinienbereiches sind für die Demodulation ausnutzbar, je nach den zugelassenen Verzerrungen.

Der Frequenzabstand der Umkehrpunkte läßt sich ungefähr berechnen: Wenn man den Kopplungsfaktor zwischen Primär- und Sekundärkreis gleich $0,75 \cdot \text{kritischer Kopplung}$ wählt, dann ist der Frequenzabstand zwischen den Umkehrpunkten gleich Zwischenfrequenz dividiert durch Kreisgüte des Sekundärkreises: $f_2 - f_1 = \frac{f_z}{Q_s}$ (dabei $k = 0,75 \cdot k_{kr}$)

Hierbei ist die betriebliche Kreisgüte, also mit angeschlossenen Dioden, einzusetzen. Sekundär- und Primärinduktivitäten macht man am besten gleich groß. Für eine Zf von 10 MHz

kann man mit einer Kreisgüte von etwa 50 rechnen.

Der Verhältnis-Diskriminator

(engl.: Ratio-Detektor)

Bei allen bisher erwähnten Diskriminatorschaltungen ist es notwendig, zur Unterdrückung einer etwa vorhandenen Amplitudenmodulation oder von Störungen durch AM-Störimpulse eine Zf-Stufe vorzusehen, die als Amplitudenbegrenzer wirkt. Sämtliche besprochenen Brückenschaltungen gleichen Amplitudenschwankungen nur dann aus, wenn sie genau auf der Mittelfrequenz (Trägerfrequenz) erfolgen. Der Ratio-Diskriminator kann in gewissem Grade Amplitudenschwankungen ausgleichen, und so läßt sich mit ihm für manche Zwecke eine besondere Begrenzerstufe einsparen.

Diese Begrenzerwirkung wird durch eine veränderliche Belastung der Diskriminatorschwingkreise durch die Dioden und ihre Arbeitswiderstände in der Weise erzielt, daß bei zunehmender Hf-Spannung an den Dioden die Belastung der Kreise wächst und somit die Spannung wieder abnimmt. Die Grund-

schaltung ist in Bild 18a gezeigt; neu ist erstens der große Ladekondensator C_L (4 bis 8 μF) parallel zu den beiden Arbeitswiderständen R_1 und R_2 der beiden Dioden; zweitens sind die Dioden verschieden gepolt.

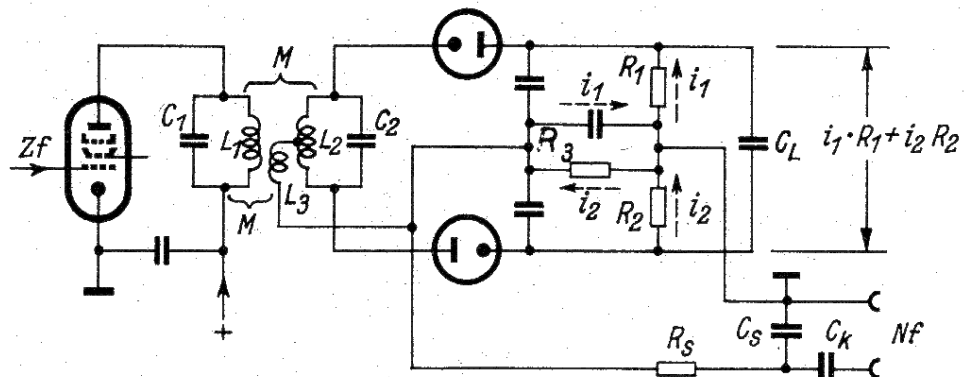


Bild 18a. Grundschaltung des Verhältnis-Diskriminators (Ratio-Detektor)

Wird eine Trägerfrequenzspannung an den Diskriminator gelegt, so sind wieder in bekannter Weise die Diodenströme beider Diodenstrecken gleich groß, sie durchfließen den Widerstand R_3 (an dem die Nf-Spannung abgenommen wird) in entgegengesetzter Richtung, die Spannung an ihm ist bei der Trägerfrequenz also Null. Bei Frequenzabweichungen (Modulation) werden auf gleiche Weise wie beim Phasendiskriminator die Diodenströme ungleich und es entstehen am Widerstand R_3 Spannungsschwankungen entsprechend den Frequenzschwankungen. Die Form der Umwandlerkennlinie entspricht derjenigen in Bild 3c. Durch die Widerstände R_1 und R_2 fließen die Diodenströme in gleicher Richtung, beide dort abfallenden Spannungen addieren sich also und laden den Kondensator C_L auf die Summenspannung auf; diese ist proportional der mittleren Trägerspannung. Man kann sie zur automatischen Verstärkungsregelung (Fadingregelung) heranziehen. Infolge der großen Zeitkonstante $(R_1 + R_2) \cdot C_L$ folgt die Spannung an C_L zwar langsamen Trägerpendelschwankungen, bei schnelleren Amplitudenschwankungen (z. B. infolge Amplitudenmodulation) bleibt die Spannung jedoch konstant. Angenommen, die Hf-Wechselspannung steigt (AM, Störimpuls) schnell an, so bleibt dabei zwar bei genügend großer Zeitkonstante $R \cdot C_L$ die Gleichspannung am Ladekondensator konstant, der Kondensator nimmt jedoch einen höheren Strom (Ladestrom) auf und diese zusätzliche Gleichstromentnahme aus dem Gleichrichter bedeutet eine stärkere Bedämpfung des Kreises. Das Entgegengesetzte tritt auf, wenn die Wechselspannungsamplitude kurzzeitig kleiner wird. Die Richtspannung am Ladekondensator bleibt auch dann konstant, da sie infolge ihrer großen Zeitkonstante nicht so schnell folgen kann. Der Kondensator bringt dann einen Teil des durch den Arbeitswiderstand fließenden Gleichstromes auf und entlastet dadurch den Gleichrichter, d. h. der Kreis wird jetzt weniger bedämpft. Bleibt also die Wechselspannung an der Diode konstant oder ändert sie sich langsam im Vergleich mit der Zeitkonstante des Ladeblockes (ohne einen bestimmten Mindestwert zu unterschreiten), dann wird der Schwingungskreis annähernd gleichmäßig bedämpft. Bild 18b zeigt die Größe dieser Belastung (R_D) für eine EAA 11 mit einem Arbeitswiderstand von 10 k Ω . Oberhalb von 3 V bleibt der Dämpfungswiderstand bei (langsam) steigender Wechselspannung konstant; sein Wert ist etwa 6,2 k Ω . Bei schnellen Änderungen der Wechselspannung gilt die gestrichelte Kurve, die wesentlich anders verläuft. Die Grundwechselspannung beträgt in dem gezeichneten Beispiel 5 V. Bei positiven Störimpulsen sinkt der Dämpfungswiderstand R_D schnell ab, bei negativen Impulsen steigt der Widerstandswert stark an, so daß der Kreis weniger bedämpft wird.

Um den Kreis durch die beschriebenen Widerstandsänderungen möglichst stark beeinflussen zu können, macht man den Gleichrichter niederohmig. Diodenarbeitswiderstände R_1 und R_2 in der Größenordnung von $10\text{ k}\Omega$ sind üblich.

Die erwähnten Dämpfungänderungen wirken einer Amplitudenänderung entgegen und versuchen sie auszugleichen. Ein vollständiger Ausgleich kann jedoch niemals auf diese Weise stattfinden, da jede Dämpfungsänderung eine Änderung der Wechselfrequenz voraussetzt (Rückwärtsregelung!). Es wird sich daher ein mittlerer Betriebszustand ausbilden, bei dem die

Amplitudenmodulation soweit unterdrückt wird, daß sie gerade noch zur Aufrechterhaltung von entsprechenden Widerstandsänderungen im Gleichrichter ausreicht.

Außerdem hat aber die wechselnde Bedämpfung der Kreise des Diskriminators noch Phasendrehungen zwischen der Primärseite und der Sekundärseite zur Folge, die bei richtiger Einstellung (vor allem der Kopplung zwischen den Spulen L_1, L_2, L_3) eine sehr weitgehende Unterdrückung der Amplitudenstörungen bewirken können. Die Phasendrehung wirkt sich nämlich so aus, daß bei steigender Dämpfung (bei steigender Hf-Wechselfrequenz) das Verhältnis der beiden Diodenwechselfrequenzen kleiner, bei schwächerer Dämpfung (fallender Amplitude) dagegen größer wird. Auch die Phasendrehung, die durch die veränderliche Belastung hervorgerufen wird, wirkt also Amplitudenänderungen entgegen.

Literatur

- Philips Technische Rundschau, Juli 1949, S. 1 ... 12
 Die Telefuiikröhre, Dezember 1937, Heft 11, S. 217 ... 220 -
 Electronics, November 1939, Januar 1949 - -
 Radio Mentor, Juni 1949, Heft 6
 Radio Engineers Handbook, F. E. Terman, McGraw-Hill Book Comp., New York and London, 5.585 ... 588
 Telefunken Zeitung, Dez. 1950, Nr. 89, S. 139... 153

Dimensionierungsbedingungen

Die Diodenleitfähigkeit muß möglichst groß sein, die Arbeitswiderstände R_1 und R_2 klein. Je kleiner diese Arbeitswiderstände und je größer die Kreisgüte von L_2C_2 (ohne Diode gemessen), um so größer ist die Regelfähigkeit gegen Amplitudenschwankungen. Allerdings ist zu bedenken, daß bei kleinen Arbeitswiderständen die Empfindlichkeit klein wird. Die Güte des Kreises L_2C_2 soll durch die Diodenbelastung auf etwa ein Viertel des Wertes ohne Belastung zurückgehen. Die Leerlaufspannung an 12 soll groß gegen diejenige an L_3 sein. Wenn dann die Diodenlast angelegt wird, soll die Spannung an 12 nur noch 75 % der Spannung an L_3 betragen.

$\text{Windungszahl } L_3 = \frac{\text{Windungszahl } L_1}{6}$
$\text{Windungszahl } L_2 = 4 \cdot \text{Windungszahl } L_3$

Die Kopplung zwischen L_1 und L_2 ist unterkritisch einzustellen. Von der richtigen Bemessung von

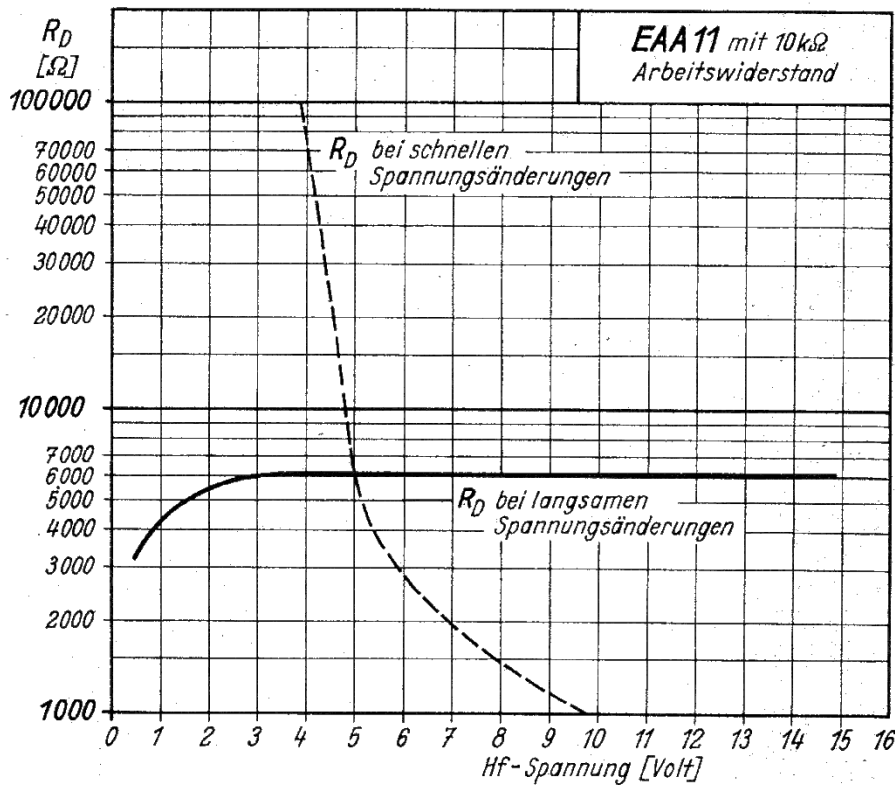


Bild 18 b. Dämpfungswiderstand R_D einer Diodenstrecke der EAA 11 bei einem Arbeitswiderstand von $10\text{ k}\Omega$ in Abhängigkeit von der Hf-Wechselfrequenz. Ausgezogene Kurve: bei konstanter Wechselfrequenz oder langsamen Änderungen. Gestrichelte Kurve: bei schnellen Änderungen.

Kopplung und Impedanz der Spulen sowie von der Symmetrie der Schaltung hängen die Brauchbarkeit der Diskriminatorkennlinie und die Güte der AM-Begrenzung ab,

Die Nf-Ausgangsspannung beim vorher besprochenen Phasen- oder Gegentaktdiskriminator ist proportional der Differenz beider Diodenspannungen ($U_{D1} - U_{D2}$). Beim Ratio-Diskriminator ist die Ausgangsspannung jedoch nur halb so groß $\frac{1}{2} (U_{D1} - U_{D2})$. Die Absolutbeträge der Dioden-

spannungsänderungen schalten sich also beim Ratio-Detektor gewissermaßen parallel. Die Erklärung bringen Bild 19a und 19b.

Bild 19a zeigt ein vereinfachtes Ersatzschema des Ratio-Diskriminators im Gleichgewichtszustand (unmodulierte Trägerfrequenz angelegt). In Bild 19b sind durch eine Frequenzabweichung die beiden Diodenspannungen ungleich groß geworden, U_{D1} um 2 V größer (7 V) und U_{D2} um 2 V kleiner (3 V). Die Spannung am Ladekondensator U_L ist unverändert, da die Summe von U_{D1} und U_{D2} unverändert bleibt (10 Volt). Die Spannung an den beiden Arbeitswiderständen beträgt die Hälfte, je 5 Volt. Diese Spannung und die Diodenspannung sind jeweils gegeneinandergeschaltet, die Differenz wird am Widerstand R_3 wirksam. Beide Differenzspannungen sind, wie die Ersatzschaltung zeigt, an diesem Widerstand parallelgeschaltet (2 V).

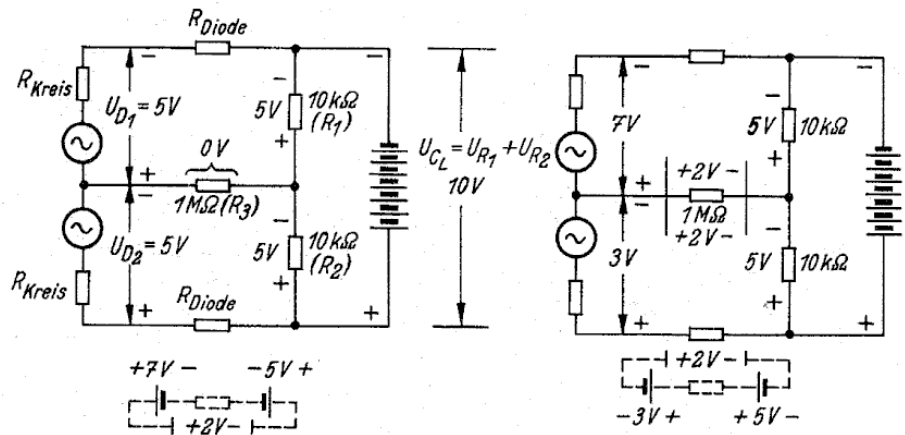


Bild 19a. Vereinfachtes Ersatzbild des Ratio-Detektors im Gleichgewichtszustand (unmodulierte Trägerfrequenz)

Bild 19b. Vereinfachtes Ersatzbild bei einer Frequenzabweichung von der Trägerfrequenz. U_{D1} nimmt z. B. um 2 V zu, U_{D2}

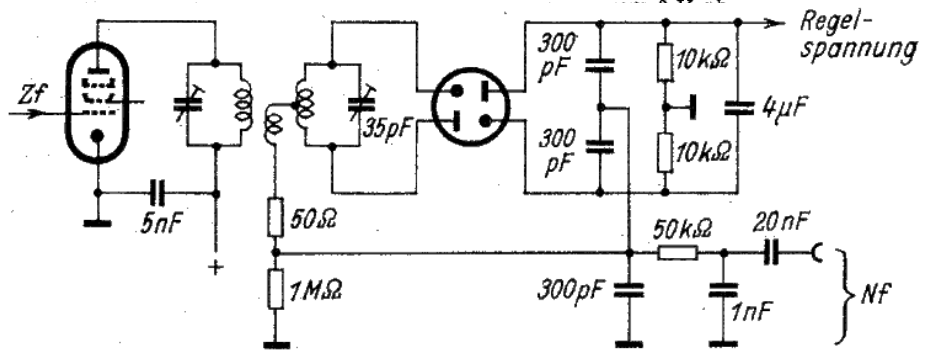


Bild 20. Praktische Verhältnisdiskriminator-Schaltung

sind jeweils gegeneinandergeschaltet, die Differenz wird am Widerstand R_3 wirksam. Beide Differenzspannungen sind, wie die Ersatzschaltung zeigt, an diesem Widerstand parallelgeschaltet (2 V).

Bild 20 zeigt eine vollständige Schaltung mit gebräuchlichen R- und C-Werten. Bei richtiger Dimensionierung und Einstellung wirkt die Amplitudenbegrenzung bis zu einem AM-Grad von etwa 60 %.

Die Phasendiskriminatorröhre (ϕ -Detektor)

Eine erhebliche Vereinfachung der Diskriminatorstufe bringen die Röhren EQ 80 und EQ 40. Sie dienen außerdem als voll wirksame Amplitudenbegrenzer und ersparen eine besondere Begrenzerstufe. Die Nf-Ausgangsspannung ist hoch und reicht zur direkten Aussteuerung von Endröhren aus, so daß auch noch eine Nf-Vorverstärkerstufe eingespart wird.

Grundsätzliche Arbeitsweise des ϕ -Detektors

A) Die frequenzmodulierte Zf-Spannung wird zunächst in zwei Wechselfspannungen zerlegt, die gegeneinander einen Phasenunterschied ϕ aufweisen, welcher proportional der Frequenzabweichung ist. Hierfür können z. B. zwei miteinander gekoppelte, abgestimmte Zf-Kreise (Bandfilter) verwendet werden, die an die letzte Zf-Stufe angekoppelt sind; an jedem dieser Kreise wird eine Spannung abgenommen (Bild 21). Die Größe der Phasenverschiebung ϕ zwischen den Spannungen an beiden Kreisen hängt von dem Augenblickswert f_t der frequenzmodulierten Zwischenfrequenz ab. Bei der Trägerfrequenz f_0 (unmodulierte Zf) ist die Phasenverschiebung $\phi =$

90°. Schwankt nun die Frequenz bei der Modulation, so schwankt die Phasenverschiebung um den Wert 90° herum (Bild 22). Bei einem zweikreisigen Bandfilter ist das Gebiet der φ -Kennlinie zwischen 60 und 120° genügend linear (2,5 % Verzerrung). Bei gegebenem Frequenzhub kann man φ in den vorgeschriebenen Grenzen halten, wenn man die Dämpfung des zweiten Filterkreises geeignet einstellt. Für eine Frequenzabweichung vom Mittelwert, die der halben Bandbreite des Kreises entspricht, beträgt die Phasenverschiebung 45°. Die Linearität und der Aussteuerbereich der φ -Kennlinie können durch die Anwendung eines dreikreisigen Filters noch erheblich verbessert werden.

Wird hier von $\varphi = 60$ bis 120° ausgesteuert, so beträgt die Verzerrung nur etwa 0,2 % und bei Aussteuerung von 50 bis - 130° etwa 1,2 %.

B) Die φ -Detektoreöhre ist in der Lage, eine Umwandlung dieser im Takte der Modulation erfolgenden Phasenschwankungen in Anodenstromschwankungen vorzunehmen; damit ist die Umwandlung der Frequenzmodulation in eine Amplitudenmodulation in zwei Schritten vollzogen. Wie die Umwandlung der Phasenschwankungen in Anodenstromschwankungen zustande kommt, soll im Folgenden erläutert werden: Bild 23 zeigt das Elektrodenschema der Röhre: G_1 hat

konstantes Potential, kann z. B. auch mit der Katode verbunden sein. G_2, G_4, G_6 sind miteinander verbundene Schirmgitter, welche die Gitter 3 und 5 sowie die Anode gegeneinander entkoppeln. Die Schirmgitter erhalten ein (niedriges) positives Potential. Das Bremsgitter G_7 hat die übliche Aufgabe und ist mit Katode verbunden. Den Gittern G_3 und G_5 werden die gegeneinander phasenverschobenen Zf-Spannungen zugeführt. Die Anode liegt über einen hohen ohmschen

Widerstand (Nf-Arbeitswiderstand) an + Anodenspannung. Der Katodenstrom ist lediglich von den Spannungen an G_1 und G_2 abhängig, der Durchgriff der übrigen Elektroden auf die Katode ist praktisch gleich Null. Da die Spannungen an G_1 und G_2 konstant bleiben, ist auch der Katodenstrom konstant. Der durch G_2 hindurchtretende Elektrodenstrom wird jetzt von G_3 beeinflusst: ist G_3

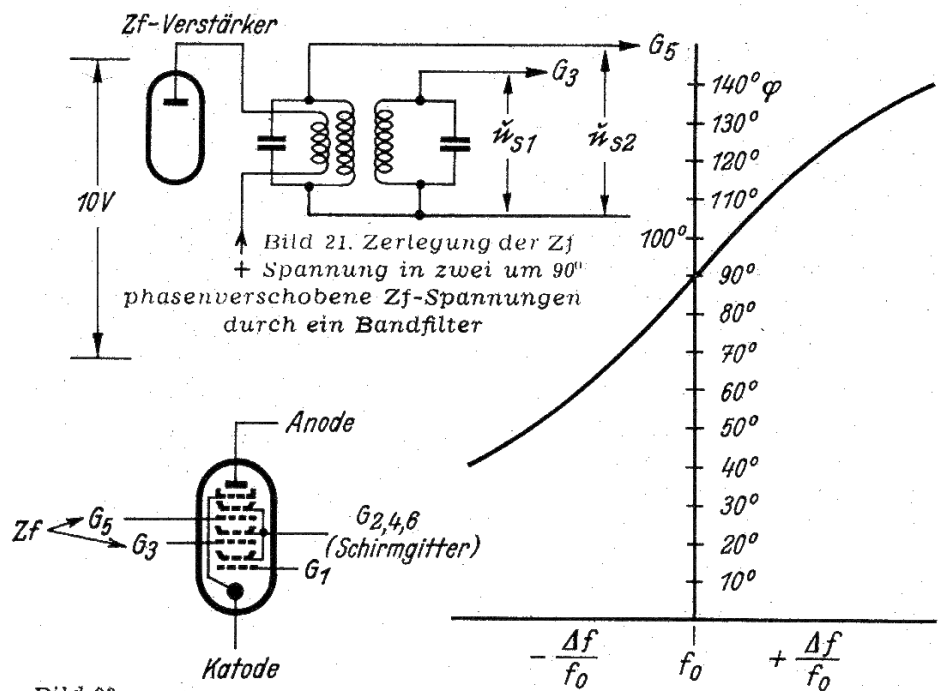
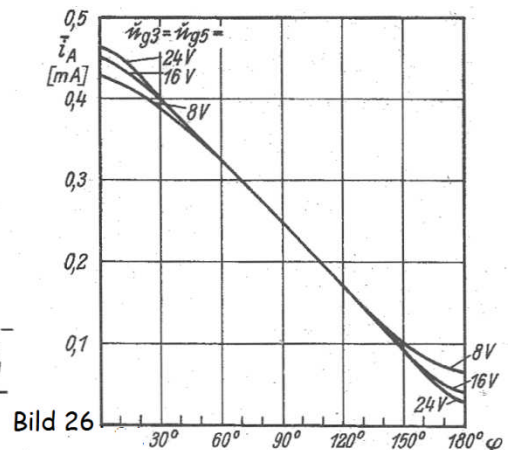
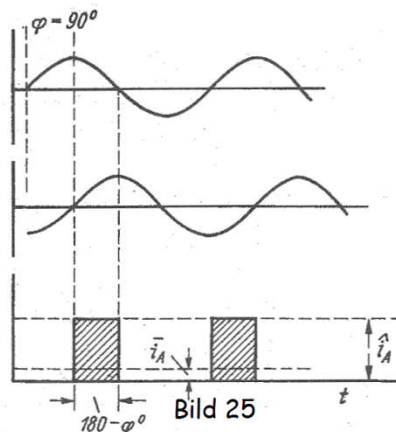
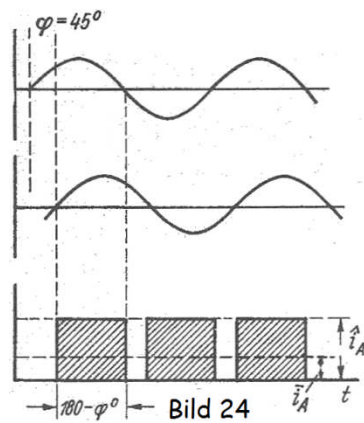


Bild 23. Elektrodenschema der Phasenwinkeldetektorröhre

Bild 22. Phasenverschiebung der beiden Zf-Spannungen in Abhängigkeit von der Frequenz



negativ, so wird er gesperrt, der ganze Strom geht auf das Schirmgitter G_2 über. Bei positivem G_3 fliegen die Elektronen durch G_3 zum größten Teil hindurch und weiter. Ist jetzt auch G_5 positiv, so fliegen die Elektronen weiter bis zur Anode bis auf den Teil, der auf dem Gitter 5 selbst und auf dem Schirmgitter landet. Ist G_5 negativ, so kehrt hier der Elektronenstrom zum davor liegenden Schirmgitter G_4 zurück und der Anodenstrom ist gesperrt. Anodenstrom kann also nur dann fließen, wenn beide Gitter G_3 und G_5 gleichzeitig positiv sind. Während dieser Zeit ist der Anodenstrom konstant und unabhängig von den Spannungen an G_3 und G_5 , da ja deren Durchgriff auf die Katode infolge der dazwischenliegenden Schirmgitter praktisch gleich Null ist. Hierauf beruht die Begrenzerwirkung der Röhre. Der Zeitabschnitt, in dem pro Periode der Zf-Schwingung Anodenstrom fließen kann, hängt also davon ab, wie lange innerhalb einer Periode beide Gitter G_3 und G_5 gleichzeitig positiv sind; dies ist während des Zeitabschnittes $180-\varphi$ Grad der Fall. Es entstehen also hochfrequente Anodenstromimpulse von der Dauer $180-\varphi$ Grad, deren Amplituden gleich sind und die praktisch Rechteckform aufweisen. Der mittlere Anodenstrom ist daher abhängig von der Dauer dieser Impulse und somit von der Phasenverschiebung φ der beiden G_3 und G_5 zugeführten Spannungen (Bild 24 und 25). Bei rechteckförmigen Anodenstromimpulsen ist der Mittelwert des Anodenstromes $\bar{i}_A = \frac{180^\circ - \varphi^\circ}{360^\circ} \cdot \hat{i}_A$

Der Anodenstrom besteht aus einem Wechselstrom rechteckiger Kurvenform mit der Zwischenfrequenz, und diesem ist ein niederfrequenter pulsierender Gleichstrom überlagert. Die Trennung dieser beiden Komponenten wird bewirkt durch die Anode – Katode – Kapazität der Röhre (ca. 25 pF) zuzüglich Schaltkapazität und Anodenwiderstand. Die Zeitkonstante dieser Kombination ist so groß, daß sich die Kapazität in den Pausen zwischen den Rechteckimpulsen nicht entlädt und sich somit ein Gleichspannungsmittelwert einstellt, der im Takte der Modulation schwankt.

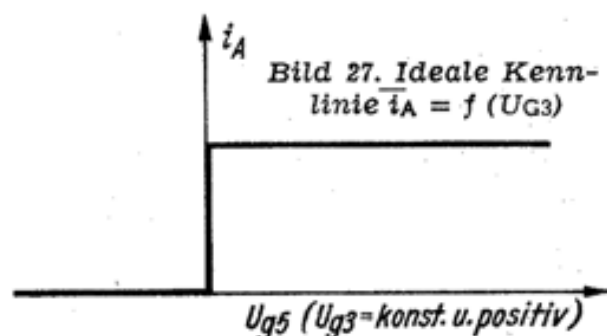
$$\text{Kennlinie } \bar{i}_A = f(\varphi) \text{ (Umwandlerkennlinie)}$$

Eine der wichtigen Kennlinien der Phasendetektorröhre gibt den Zusammenhang zwischen der Phasenverschiebung zwischen den Spannungen an Gitter 3 und 5 und dem mittleren Anodenstrom (Bild 26). Parameter ist die Wechselspannung an den Steuergittern G_3 und G_5 . Bei einer Hf-Wechselspannung von mindestens 8 Volt eff. ist die Kennlinie im Bereich von 50 bis 130 Grad praktisch linear. Man kann ferner aus der Steilheit dieser Kennlinie und dem angesteuerten Bereich die Nf-Ausgangsspannung ermitteln, die man erhalten wird. Bei einem Bereich von 60 bis 120 Grad erhält man z. B. eine Stromänderung von 0,084 mA (Spitzenwert). An einem wirksamen Anodenwiderstand von beispielsweise 300 k Ω ergäbe sich eine Nf-Spitzenspannung von 25 Volt oder 18 Volt eff., ein Wert, der zur Aussteuerung von Endröhren ausreicht und sogar Reserve für eine Gegenkopplung läßt.

Die Kennlinien Bild 26 erfassen aber noch eine weitere Eigenschaft: die Begrenzerwirkung. Man sieht, daß die Kurven für 8, 16 und 24 Volt an den Gittern G_3 , G_5 in der Mitte gleich verlaufen, also gleiche Ausgangsspannungen liefern. Eine evtl. Amplitudenmodulation wird also nicht gleichgerichtet. 8 Volt ist jedoch der Minimalwert der Spannungen an G_3 , G_5 , bei der diese Begrenzerwirkung noch brauchbar vorhanden ist. Bei größerer Spannung nimmt der lineare Aussteuerbereich zu, bei kleineren Spannungen wird der lineare Bereich jedoch zu klein.

$$\text{Kennlinie } \bar{i}_A = f(U_{G3}); U_{G5} = \text{konstant und positiv (Begrenzerkennlinie)}$$

Bisher wurde angenommen, daß sich die Röhre bei jedem positiven Wert von U_{G3} bzw. U_{G5} sofort öffnet, ganz gleichgültig, wie klein dieser Wert ist. Es wurde eine Kennlinie (U_{G5} positiv und konstant) nach Bild 27 angenommen. Dieses wäre eine ideale Begrenzerkennlinie, die in der Praxis jedoch nicht zu erreichen ist. Der Anodenstrom steigt vielmehr langsamer und stetig an wie beispielsweise in Bild 28. In dem Bereich A...B ist nun \bar{i}_A abhängig von der Größe von U_{G3} und U_{G5} , so daß hier eine eventuell vorhandene AM gleichgerichtet werden könnte.



Um diesen Gleichrichtereffekt so klein wie möglich zu halten, werden zwei Maßnahmen ergriffen:

1. Die Kennlinie wird in diesem Gebiet möglichst linearisiert. Dies ist durch variable Steigung der beiden Steuergitter G3 und G5 zu verwirklichen, so daß eine Kennlinie im Gebiet von A...B mit Wendepunktcharakter entsteht (Bild 29). Der Arbeitspunkt beider Gitter ist auf diesen Wendepunkt zu legen (durch die Wahl der richtigen Gittervorspannung von G3 und G5; ca. 4 Volt).

2. Die Steilheit der Kennlinie wird klein gehalten. Eventuelle Verschiebungen des Arbeitspunktes aus der optimalen Stelle heraus sind dann nicht so störend.

Bild 30 zeigt die vollständige Schaltung einer Umwandler – Begrenzerstufe mit Phasenwinkeldetektorröhre.

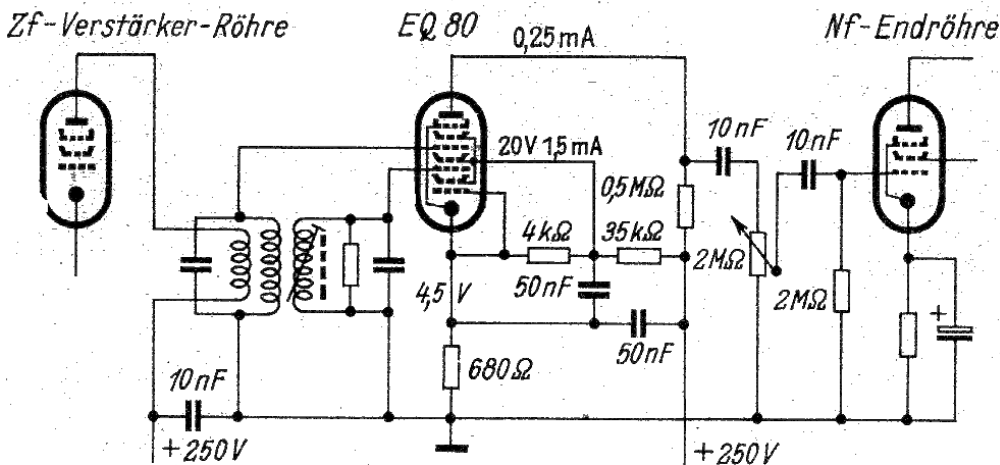
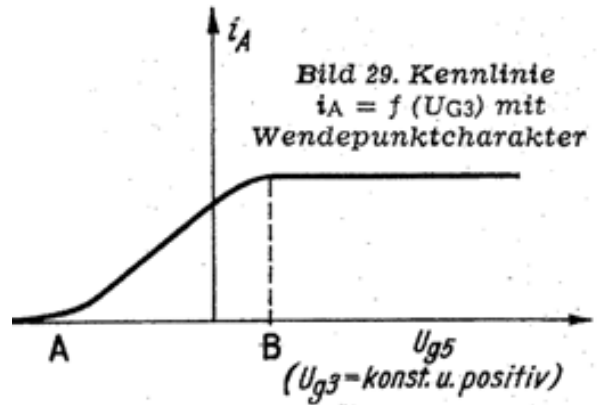
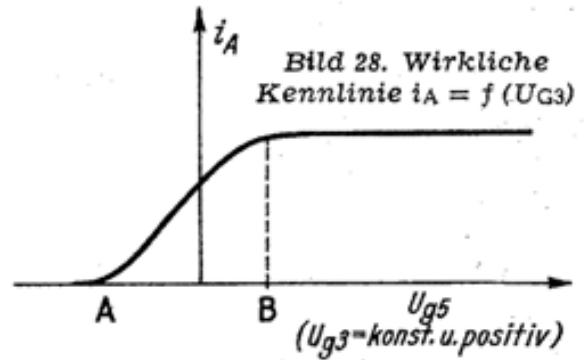


Bild 30. Vollständige Schaltung einer Diskriminatorstufe mit Phasenwinkeldetektorröhre