

HANS SCHWEIGERT

*Für den jungen Funktechniker*

## FM-Demodulatoren

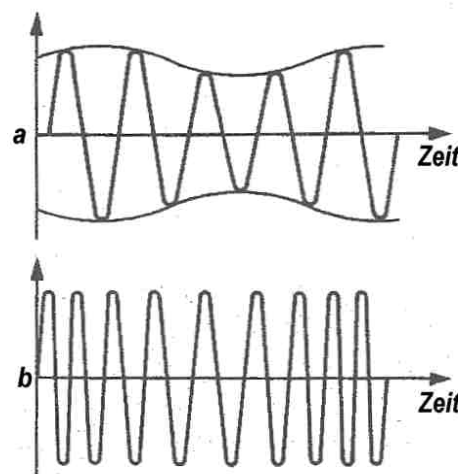
### 1. Teil

*Die Frequenzmodulation hat im UKW- Rundfunk und beim Fernsehton große Bedeutung erlangt. Um dem jungen Funktechniker einen Einblick in dieses wichtige Gebiet zu gewähren, behandelt der folgende Aufsatz in einfacher Darstellung die Technik der Demodulationsschaltungen, die für den FM-Empfang erforderlich sind.*

#### Das Wesen der Frequenzmodulation

Seit dem Beginn des UKW-Rundfunks im Jahre 1949 hat die Frequenzmodulation sehr große Bedeutung erlangt, weil sie erhebliche Vorzüge gegenüber der Amplitudenmodulation aufweist. Das Verfahren der Frequenzmodulation ist ebensolange bekannt wie das der Amplitudenmodulation. Es wurde jedoch vor etwa dreißig Jahren, als der Rundfunk noch in seinen Anfängen steckte, nicht weiter ausgebaut, da man die schwierigeren technischen Probleme dieses Verfahrens damals noch nicht so gut beherrschte. Entscheidend für die Wahl der Frequenzmodulation war jedoch die Frage der Bandbreite, wie später noch erläutert wird.

Die wichtigsten Unterschiede zwischen Amplituden- und Frequenzmodulation sind leicht zu verstehen. Während bei der Amplituden-Modulation der Modulationsinhalt, also Sprache und Musik, nach *Bild 1a* durch Ändern der Hochfrequenzamplitude zum Ausdruck kommt (woraus sich die Bezeichnung Amplituden-Modulation erklärt), bleibt bei der Frequenzmodulation die Amplitude der Trägerfrequenz stets konstant. Hier bewirkt die Modulation ein Ändern der Sendefrequenz (*Bild 1b*). Dabei schwankt die Hochfrequenz um einen bestimmten Mittelwert im Rhythmus der modulierenden Schwingungen. Der Betrag, um den sich die Frequenz ändert, ist um so größer, je höher die Modulationsspannung ist. Dieser Betrag wird Frequenzhub genannt und entspricht etwa der Modulationstiefe bei der Amplitudenmodulation. Im Frequenzhub steckt also die Lautstärke der niederfrequenten Schwingung. Dagegen entspricht die Tonhöhe der Schnelligkeit der Frequenzänderungen, während sie bei der Amplitudenmodulation die Häufigkeit der Amplitudenschwankungen bestimmt.



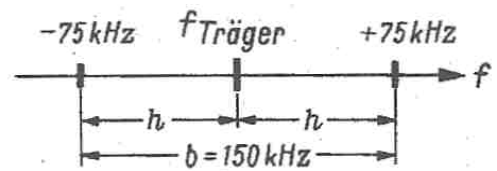
**Bild 1. Unterschied zwischen Amplitudenmodulation (a) und Frequenzmodulation (b)**

#### Vorteile und Möglichkeiten des FM-Verfahrens

Die Frequenzmodulation ist nicht von der UKW-Technik abhängig. Man kann ebenso gut einen Mittelwellensender frequenzmodulieren oder auch einem UKW-Sender eine Amplitudenmodulation aufdrücken. Der Grund, warum die Frequenzmodulation gerade bei UKW angewendet wird, liegt darin, daß für diese Modulationsart ein relativ großes Frequenzband beansprucht wird, das im UKW-Bereich ohne weiteres zur Verfügung steht. Außerdem vereinigen sich auf diese Weise die Vorteile der Ultrakurzwellen mit denen dieser Modulationsart.

Ein wesentlicher Vorteil der Frequenzmodulation, die Störfreiheit, wird noch weiter erhöht, wenn man den Frequenzhub so groß wie möglich macht. Man hat ihn genormt, und zwar ist er beim Tonrundfunk fünfmal größer als die höchste zu übertragende Tonfrequenz, also  $5 \cdot 15 \text{ kHz} = 75 \text{ kHz}$  (für den Fernsehton ist der Hub auf 50 kHz begrenzt). Das heißt bei der größten Lautstärke weicht die

Frequenz um  $\pm 75$  kHz vom Mittelwert ab. Die Bandbreite beträgt demnach bei UKW-Sendern 150 kHz. In *Bild 2* ist der Frequenzhub  $h$  in einer Skala dargestellt. Aus dem Hub unterhalb und oberhalb der Trägerfrequenz ergibt sich die erforderliche Bandbreite von insgesamt 150 kHz. Wie man sieht, läßt sich unter solchen Umständen eine Frequenzmodulation im Mittelwellenbereich keinesfalls einführen, da der gesamte Bereich nur 1000 kHz breit ist. Es ließen sich im günstigsten Fall nicht einmal sieben FM-Sender auf den Mittelwellen unterbringen. Deshalb gibt es auch keine frequenzmodulierten Mittelwellensender. Außerdem ist der Betrieb auf Ultrakurzwellen ohnedies wesentlich störungsfreier, weil das Schwergewicht der Störungen im Gebiet tieferer Frequenzen liegt.



**Bild 2. Zur Erläuterung des Frequenzhubes  $h$**

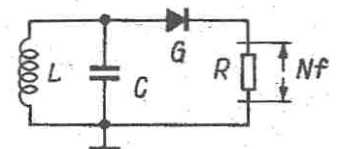
Ein bedeutender Vorzug ist ferner die Tatsache, daß durch den großen Frequenzhub auch eine viel größere Dynamik übertragen werden kann als bei der Amplitudenmodulation. Die Dynamik ist ein Maß für das Verhältnis zwischen größter und kleinster Lautstärke. Nun darf man bei der Amplitudenmodulation die natürliche Dynamik der Sprache und Musik nicht uneingeschränkt übertragen. Die leisen Pianissimostellen würden nämlich im Störgeräusch untergehen. Außerdem kann man die Senderleistung nicht beliebig weit herabsetzen, wie es das Maß der jeweiligen Pianostelle erfordern würde. Der Übertragung von Fortissimo, also der größten Lautstärke, steht die volle Senderleistung zur Verfügung. Wird nun auch Pianissimo dynamikgetreu übertragen, kann es vorkommen, daß die Senderleistung sehr weit abfällt, und damit die Reichweite des Senders kleiner wird. Es könnte dann u. U. die Reichweite des Senders von der Modulationstiefe abhängig werden; das ist natürlich untragbar. Infolgedessen muß bei der Amplitudenmodulation die Dynamik ziemlich verflacht werden, d. h. die lauten Stellen in der Übertragung müssen abgeschwächt und die leisen angehoben werden.

Solche Bedenken gibt es bei der Frequenzmodulation kaum, da der Unterschied zwischen Piano und Forte nicht in einer Amplitudenänderung, sondern in einer entsprechenden Frequenzänderung zum Ausdruck kommt; die Senderleistung bleibt also stets die gleiche. In der Praxis wird allerdings auch bei FM-Sendern die Dynamik etwas eingengt.

Es gibt noch weitere Vorteile der Frequenzmodulation; sie alle aufzuzählen ginge jedoch weit über den Rahmen dieses Beitrages hinaus, dessen Aufgabe das Beschreiben der Schaltungen zum Trennen der Niederfrequenz von der Hochfrequenz ist.

### Begrenzung und Demodulation

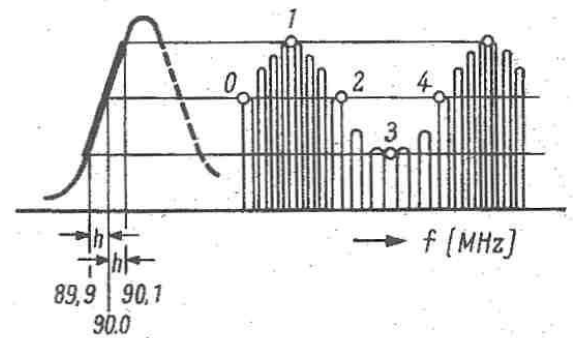
Wenn das Signal im Zf-Verstärker des Empfängers genügend verstärkt ist, wird es zunächst einem Begrenzer zugeführt, der vorhandene Amplitudenschwankungen oder Störimpulse beseitigt. Ein Schwanken der Zf-Amplitude kann den nachfolgenden Demodulator in seiner Arbeitsweise stören und zu unliebsamen Krachgeräuschen im Lautsprecher führen, z. B. die Prasselstörungen durch Zündfunken. Im einfachsten Fall handelt es sich bei dem Begrenzer um eine Diode, die mit einer Gleichspannung vorgespannt wird. Übersteigt die Zf-Amplitude diese Vorspannung, wird die Diode leitend und schneidet somit die Spannungsspitzen ab. Folglich hat die Hochfrequenzspannung nach der Diode immer einen konstanten Wert, der von der Größe der Vorspannung bestimmt wird. Auf diese Weise erreicht man eine Begrenzung der Spannung und beseitigt die Störimpulse. Die heute verwendeten Demodulationsschaltungen wirken jedoch schon von sich aus begrenzend, so daß auf einen zusätzlichen Begrenzer in den meisten Geräten verzichtet wird.



**Bild 3. Einfachste Schaltung zur Frequenzdemodulation (Flankengleichrichter)**

Da ein normaler Demodulator oder Hochfrequenz-Gleichrichter, der vom AM-Empfänger bekannt ist, auf eine frequenzmodulierte Spannung überhaupt nicht anspricht, muß die Frequenzmodulation erst in eine Amplitudenmodulation verwandelt werden. Das besorgt ein sogenannter Modulationswandler oder Diskriminator, der in seiner einfachsten Schaltung in *Bild 3* dargestellt ist. Man gibt die frequenzmodulierte Spannung auf einen Schwingkreis, der nicht genau auf die zu empfangende

Frequenz abgestimmt ist. Nach *Bild 4* kommt dann die Trägerfrequenz auf den ansteigenden (oder auch abfallenden) Teil der Resonanzkurve zu liegen. Infolgedessen rufen die Frequenzen, die in der Nähe des Resonanzpunktes liegen, eine größere Spannung am Schwingkreis hervor als die weit abliegenden. Bei jeder Frequenzänderung entsteht auch eine Spannungsänderung und somit eine Amplitudenmodulation. Dabei wird jedoch die FM nicht beseitigt, sondern es wird der Hochfrequenzspannung lediglich eine zusätzliche Amplitudenmodulation aufgedrückt. An diesen Diskriminatorkreis kann ein Gleichrichter, z. B. ein Audion oder eine Germaniumdiode geschaltet werden, der die niederfrequente Modulation von der Hochfrequenz abtrennt.

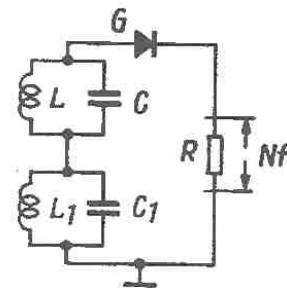


**Bild 4. Die Wirkung eines Schwingkreises als Diskriminator**

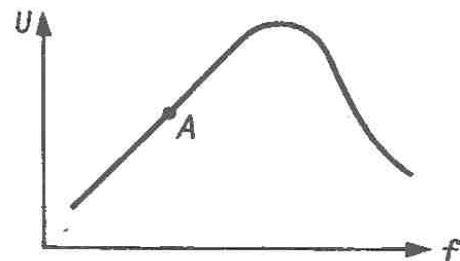
### Der Flankendemodulator

Das in *Bild 4* erläuterte Prinzip ist ein Flankendemodulator. Diese Anordnung wird noch verbessert, wenn nicht ein, sondern zwei Schwingkreise nach *Bild 5* in Reihe geschaltet werden.

Sind die beiden Schwingkreise gegenseitig etwas verstimmt, ergibt sich eine unsymmetrisch verlaufende Resonanzkurve, wie sie in *Bild 6* zu sehen ist. Der Arbeitspunkt A liegt in der Mitte des geradlinigen Teiles, wodurch der Flankengleichrichter wesentlich verzerrungsfreier arbeitet. Verwendet man nur einen Kreis, dann ist die Flanke der Resonanzkurve nämlich gekrümmt, und die Wiedergabe kann stark verzerrt werden. Außerdem erscheint jeder Sender zweimal auf der Skala. Heutigen Ansprüchen genügt jedoch die Schaltung nicht mehr, sie sei nur erwähnt, da sie zu Beginn des UKW-Rundfunks in Pendelrückkopplungs-Empfängern gerne verwendet wurde.



**Bild 5. Verbesserter Flankendemodulator**

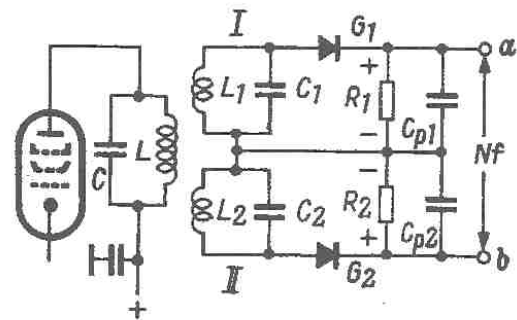


**Bild 6. Linearisierung der linken Resonanzkurven-Flanke durch Verwendung von zwei Schwingkreisen nach Bild 5**

### Der Gegentakt-Diskriminator

Eine Schaltung, bei der diese Nachteile ausgeschlossen sind, ist in *Bild 7* dargestellt. In zwei Schwingkreise  $L_1 C_1$  und  $L_2 C_2$  wird mit Hilfe der Spule des Kreises  $L C$  die frequenzmodulierte Spannung eingekoppelt. Sie bilden zusammen mit den Gleichrichtern  $G_1$  und  $G_2$ , den Arbeitswiderständen  $R_1$  und  $R_2$  und den zugehörigen Parallelkapazitäten  $C_{p1}$  und  $C_{p2}$  zwei symmetrische Demodulatorschaltungen. Die beiden Resonanzkreise I und II sind gegenüber der Mittelfrequenz, auf die der Kreis  $L/C$  abgestimmt ist, jeweils um den gleichen Betrag nach oben und nach unten verstimmt.

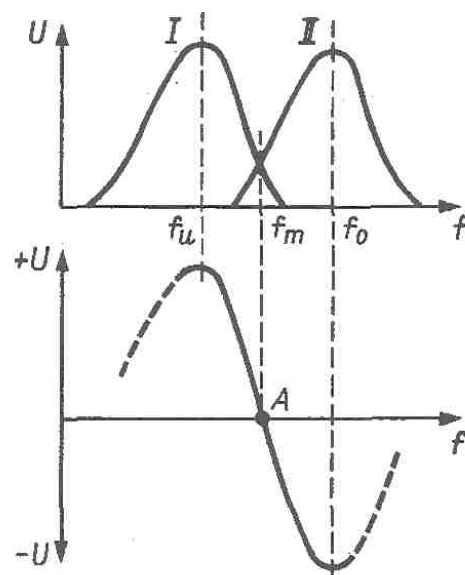
Ist die Trägerfrequenz überhaupt nicht moduliert, so stellen sich an beiden Schwingkreisen dieselben Spannungswerte ein, die an den Arbeitswiderständen gleich große Spannungsabfälle hervorrufen. Da beide Spannungen infolge der gleichsinnigen Polung der Dioden gegeneinander geschaltet sind, heben sie sich auf. Die an den Klemmen a und b auftretende resultierende



**Bild 7. Die Schaltung des Differenz-Diskriminators oder Gegentaktgleichrichters**

Spannung ist gleich Null. Erhöht sich jedoch infolge Frequenzmodulation die Trägerfrequenz, so entsteht an Kreis II, dessen Resonanz nun in der Nähe der Trägerfrequenz liegt, eine größere Spannung als an Kreis I, der gegenüber der Trägerfrequenz stark verstimmt ist. Die Folge ist ein höherer Diodenstrom im Gleichrichter  $G_2$  und der Anschluß b wird positiv gegenüber a. Sinkt dagegen die Frequenz ab, so nähert sie sich der Resonanz von Kreis I und dort entsteht die größere Spannung; Punkt a wird positiv gegenüber b. Bei einer ständigen Frequenzänderung schwankt auch die Spannung entsprechend, so daß an den Klemmen a und b die niederfrequente, demodulierte Wechselspannung liegt.

Da die Spannungen der beiden Kreise I und II gegeneinander geschaltet sind, ähnlich wie in einem Gegentaktverstärker, spricht man bei dieser Schaltung von einem Gegentakt-Gleichrichter, oder auch — wegen der unterschiedlichen Spannungsdifferenzen an den beiden Schwingkreisen — von einem Differenz-Diskriminator. Durch die Gegenpolung der Kreisspannungen wird die obere rechte Kurve in *Bild 8* gewissermaßen „heruntergeklappt“; es ergibt sich dann eine Kurve, die im unteren Diagramm von *Bild 8* eingezeichnet ist. Nach ihrer Form wird sie S-Kurve genannt. Der Arbeitspunkt liegt in der Mitte des geradlinigen Teils, während die gestrichelt gezeichneten Kurventeile für die Demodulation unwichtig sind. Bei einer Frequenzänderung durch die Modulation „rutscht“ der Arbeitspunkt A an der Resonanzkurve gewissermaßen auf und ab, so daß sich entsprechende positive oder negative Spannungswerte ergeben. Durch den großen geradlinigen Kurvenbereich ergibt sich eine verzerrungsfreie Wiedergabe. Die in *Bild 7* eingetragenen Kondensatoren  $C_{p1}$  und  $C_{p2}$  dienen zum Beseitigen von Hochfrequenzresten.

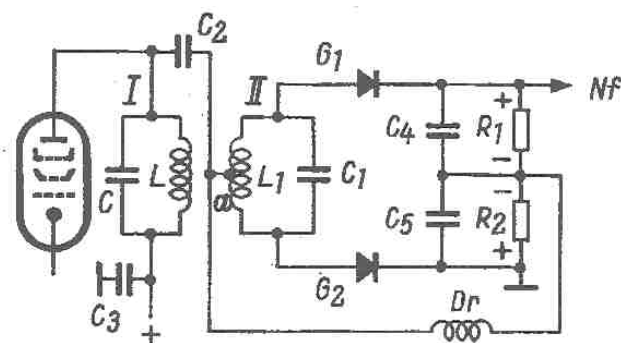


**Bild 8. Umwandlung von zwei Resonanzkurven zu einer S-Kurve**

Da der Differenz-Diskriminator nicht begrenzend wirkt, muß eine wirksame Begrenzerstufe vorgeschaltet werden, damit die Schaltung richtig arbeiten kann. Nachteilig ist das schwierige Abgleichen der Schwingkreise; der Primärkreis muß auf die Mittelfrequenz  $f_m$  und die beiden Sekundärkreise I und II müssen in genau gleichen Abständen auf ihre jeweilige untere bzw. obere Resonanzfrequenz  $f_u$  und  $f_o$  abgeglichen werden. Diese Schaltung wird auch bei der automatischen Scharfabstimmung von Rundfunkempfängern verwendet; dort wird mit Hilfe der Richtspannungen eine Reaktanzdiode gesteuert.

### Der Phasen-Diskriminator oder Rieggerkreis

Das *Bild 9* zeigt die Schaltung eines Phasen-Diskriminators, auch Rieggerkreis oder Foster-Seeley-Diskriminator genannt. Hierbei erfolgt die Kopplung vom Primär- auf den Sekundärkreis über einen Kondensator  $C_2$ . Die Spule  $L_1$  des Sekundärkreises ist in der Mitte angezapft. An diesem Anzapfungspunkt a wird die Hochfrequenzspannung eingespeist. An der Schwingkreisspule  $L_1$  des Sekundärkreises liegen nun zwei gleich große

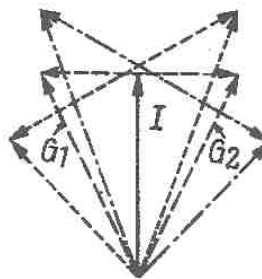


**Bild 9. Das Schaltbild des Phasendiskriminators**

Teilspannungen, von der jede mit der Gesamtspannung von Kreis I in Serie liegt. Im Gegensatz zum Differenz-Diskriminator ist der Primär- wie auch der Sekundärkreis auf eine Frequenz, nämlich die Trägerfrequenz bzw. die Zwischenfrequenz, abgestimmt. Ist diese nicht moduliert, so besteht zwischen der Gesamtspannung von Kreis I und den Teilspannungen von Kreis II eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$ . Die resultierende Summenspannung ist dann auf jede Kreishälfte bezogen gleich groß und die Spannungsabfälle an den Diodenwiderständen  $R_1$  und  $R_2$  heben sich gegenseitig auf. Ändert sich nun die Frequenz an Kreis I unter dem Einfluß der Modulation, so

ergibt sich eine der Frequenzänderung proportionale Phasenverschiebung zwischen der Gesamtspannung und den Teilspannungen. Bei einer Phasenänderung zwischen zwei in Reihe liegenden Wechselspannungen wird aber auch die resultierende Gesamtspannung in ihrer Größe verändert. Aus diesem Grunde sind die resultierenden Spannungen, die sich jeweils aus der vollen Spannung von Kreis I und einer der beiden Teilspannungen von Kreis II zusammensetzen, der jeweiligen Phasenlage entsprechend verschieden groß. Dementsprechend verhalten sich auch die Spannungsabfälle an den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$ . Überwiegt z. B. die Spannung am Widerstand  $R_1$ , so ist der obere Anschlußpunkt positiv. Er wird negativ, sobald die untere Teilspannung größer wird. An dem Anschlußpunkt Nf wird die verzerrungsfreie Niederfrequenz abgenommen. Die Drossel Dr hat den Zweck, die Hochfrequenz gegen Masse abzuriegeln. Die Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  bedeuten für Hf-Spannungen, die hinter den Gleichrichtern noch vorhanden sein können, einen Kurzschluß.

Wer sich auf die Deutung von Vektordiagrammen versteht, für den sind in *Bild 10* die Spannungs- und Phasenverhältnisse des Phasendiskriminators noch einmal vektoriell aufgetragen. Dem senkrechten, ausgezogenen Pfeil entspricht die Spannung an Kreis I. Ändert sich die Frequenz nicht, so ist die Phasenverschiebung gleich  $90^\circ$ ; dieser Fall wird durch die einfach gestrichelten Pfeile repräsentiert. Die zwei aufwärts weisenden Zeiger stellen die beiden gleich großen Spannungen an den Gleichrichtern  $G_1$  und  $G_2$  dar, die resultierende Spannung ist gleich Null. Bei einer Frequenzänderung nach unten oder nach oben ergeben sich entsprechende Phasenänderungen und somit entsprechende Spannungsänderungen, die durch die punktierten bzw. strichpunktierten Pfeile angezeigt werden.



**Bild 10. Vektorielle Darstellung der Phasenverhältnisse beim Phasendiskriminator**

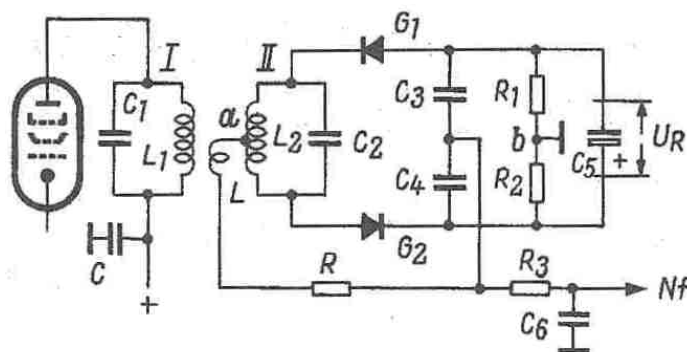
Der Phasen-Diskriminator wird heute zugunsten des Ratio-Detektors seltener verwendet, weil er, wie alle bisher beschriebenen Schaltungen, einen zusätzlichen Begrenzer erfordert.

## 2. Teil

*Diese Arbeit befaßt sich ausführlich mit dem Wesen der Frequenzmodulation und den verschiedenen Arten der Demodulatorschaltungen. Der erste Teil erschien in Heft 19, Seite 509, und beschrieb den Flankendemodulator, den Gegentakt-Diskriminator und den Phasen-Diskriminator.*

### Der Ratio-Detektor

Gegenüber allen anderen FM-Demodulatoren weist der Ratio-Detektor Vorteile auf, die die anderen Schaltungen fast verdrängt haben. Die Gesamtschaltung zeigt *Bild 11*. Rein äußerlich fällt auf, daß die beiden Dioden hier gegensinnig gepolt sind; sonst ähnelt die Schaltung dem im ersten Teil beschriebenen Rieggerkreis. Beim Ratio-Detektor spielen sich aber zahlreiche Einzelvorgänge ab, die der Reihe nach besprochen werden sollen.



**Bild 11. Gesamtschaltung des symmetrischen Ratio-Detektors**

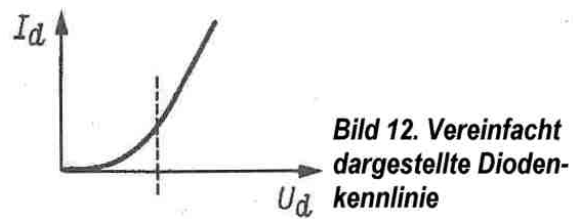
### Modulationswandlung und Demodulation

In der Wirkungsweise als Diskriminator verhält sich der Ratio-Detektor ähnlich wie der Phasendiskriminator. Allerdings erfolgt die Ankopplung des Sekundärkreises II nicht kapazitiv, sondern induktiv über die Koppelspule L, die mit dem Anzapfungspunkt a der Spule  $L_2$  verbunden ist. Der Hochfrequenzkreis wird durch die Kondensatoren  $C_3$  und  $C_4$  geschlossen.

An den beiden Hälften der Spule  $L_2$  entstehen verschieden große Spannungen, die sich aus den Teilspannungen nach der beim Phasendiskriminator beschriebenen vektoriellen Addition zusammensetzen. Diese im Takt der Frequenzmodulation schwankende Hochfrequenzspannung wird auch hier in den Dioden  $G_1$  und  $G_2$  gleichgerichtet. Da diese jedoch entgegengesetzt gepolt sind, entsteht an den beiden Außenwiderständen  $R_1$  und  $R_2$  nicht die Differenz, sondern die Summe der Dioden-Richtspannungen.

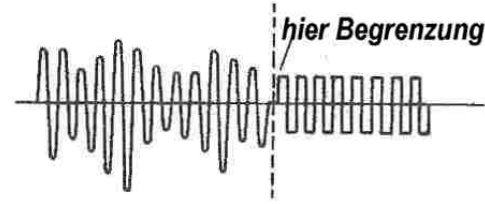
### Begrenzerwirkung des Ratio-Detektors

Im Gegensatz zu den bisher besprochenen Schaltungen wirkt der Ratio-Detektor von sich aus begrenzend. Eine Diode kann man als spannungsabhängigen Widerstand betrachten, der bei großen Spannungen relativ klein und konstant ist. Im Bereich kleinerer Spannungswerte ist ihr Widerstand jedoch sehr veränderlich, was durch den gekrümmten Anfangsteil der vereinfacht gezeichneten Diodenkennlinie in *Bild 12* zum Ausdruck kommt.



**Bild 12. Vereinfacht dargestellte Diodenkennlinie**

Bei der Reihenschaltung einer Diode mit einem sehr kleinen Außenwiderstand wirkt sich bei geringen Spannungen der schwankende Dioden-Innenwiderstand besonders stark aus, und er wird bei steigender Spannung grundsätzlich kleiner. Das führt zu einer Dämpfung des vorangehenden Kreises, die bei großen Spannungen stark ansteigt. Im Ratio-Detektor wird dieser Effekt praktisch ausgenutzt. In *Bild 11* liegt parallel zu den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  ein großer Elektrolyt-Kondensator  $C_5$ , der sowohl für die Hochfrequenz als auch für die Niederfrequenz durch seinen geringen kapazitiven Widerstand einen Kurzschluß bedeutet. Daher kann sich die Niederfrequenz an den Dioden-Richtwiderständen nicht mehr ausbilden und der Kondensator übernimmt scheinbar die Rolle des Außenwiderstandes. Der genannte kleine Arbeitswiderstand ist also der Wechselstrom-Widerstand des Kondensators  $C_5$ , der mit den beiden Gleichrichterdiode  $G_1$  und  $G_2$  in Serie liegt.

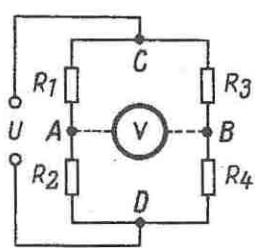


**Bild 13. Hf-Spannung vor und nach dem Begrenzer**

Steigt die Hf-Amplitude infolge einer Störung sprunghaft an, so bedämpft der kleiner werdende Dioden-Innenwiderstand den Kreis  $L_2$   $C_2$  besonders stark. Die Hf-Spannung fällt sofort ab, bis der Innenwiderstand der Dioden wieder größer wird und den Kreis nicht mehr so stark dämpft. Das bewirkt eine Begrenzung von unerwünschten Spannungsspitzen, die als Folge äußerer Störungen auftreten können (*Bild 13*). Um noch sehr langsame Amplitudenschwankungen ausgleichen zu können, muß der Elektrolytkondensator  $C_5$  eine genügend große Kapazität — etwa 3 bis 5  $\mu\text{F}$  — haben. Die von der Hf-Amplitude abhängige Richtspannung des Kondensators wird als Regelspannung (AVR) für den Zf-Verstärker benützt.

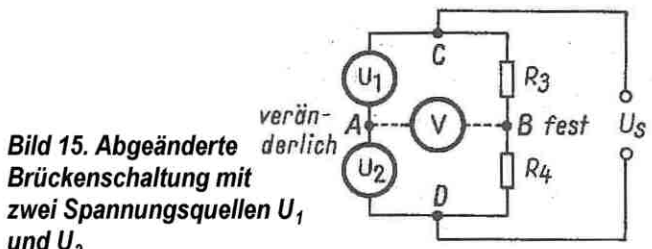
### Brückenschaltung zur Entnahme der Tonfrequenz

Da die demodulierte, niederfrequente Wechselspannung, die normalerweise an den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  auftreten würde, durch die Kapazität  $C_5$  kurzgeschlossen ist, muß sie der Schaltung auf andere Weise entnommen werden. Man bedient sich dazu des Brückenprinzips.



**Bild 14. Die Grundform der Brückenschaltung (Wheatstonesche Meßbrücke)**

Die Grundform der Brückenschaltung (Wheatstonesche Meßbrücke) gibt das *Bild 14* wieder. Sie besteht aus vier Teilwiderständen,  $R_1$  und  $R_2$  sowie  $R_3$  und  $R_4$ , die in Reihe und parallel geschaltet sind. An den Punkten C und D wird die Spannung  $U$  zugeführt. Ist das Widerstandsverhältnis  $R_1 : R_2$  gleich dem Verhältnis  $R_3 : R_4$ , so zeigt das Voltmeter  $V$  zwischen den Punkten A und B keine Spannung, die Brücke ist abgeglichen. Wird nur ein Widerstand in seinem Wert verändert, so kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht und das Volt-

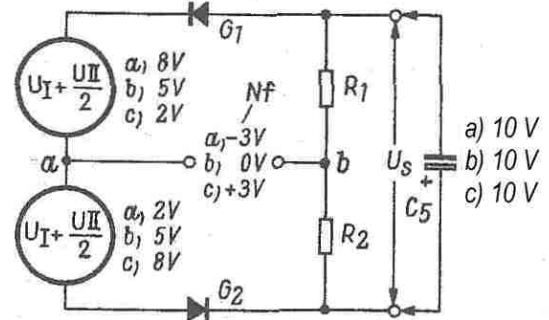


**Bild 15. Abgeänderte Brückenschaltung mit zwei Spannungsquellen  $U_1$  und  $U_2$**

meter in der Brückendiagonale A — B zeigt eine Spannung an.

Die Brückenschaltung kann man nach *Bild 15* abändern und an Stelle der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  zwei Spannungsquellen  $U_1$  und  $U_2$  legen. Ist das Spannungsverhältnis gleich dem Widerstandsverhältnis, so ist die Diagonalspannung wiederum Null und die Brücke im Gleichgewicht. Beginnt sich das Spannungsverhältnis zu ändern, so entsteht an der Brückendiagonale eine Spannung, die in ihrer Größe und Polarität dem neuen Spannungsverhältnis  $U_1 : U_2$  entspricht, da das Verhältnis der Widerstände  $R_3 : R_4$  fest gegeben ist. Die Summenspannung  $U_S$  bleibt unverändert, weil sich eine Änderung der Verhältnisse in beiden Brückenweigen gleichmäßig auswirkt.

Wendet man das Brückenprinzip auf den Ratio-Detektor an, so erhält man eine Schaltung, wie sie in *Bild 16* zu sehen ist. Die beiden Kreise stellen die Spannungen dar, die an den Hälften der Schwingkreis-spule  $L_2$  in *Bild 11* auftreten und sich aus der Gesamtspannung von Kreis I und jeweils einer Teilspannung des Diskriminatorkreises II zusammensetzen. Wird infolge der Frequenzmodulation das Spannungsverhältnis zwischen dem oberen und unteren Kreis in *Bild 16* verändert, so tritt auch hier wieder eine Diagonalspannung zwischen den Punkten a und b auf, deren Größe und Polarität wiederum dem

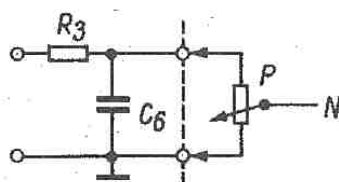


**Bild 16. Anwendung des Brückenprinzips auf den Ratio-Detektor. Der Kondensator  $C_5$  hat keinen Einfluß auf die Niederfrequenz (Ersatzschaltung des Ratio-Detektors)**

Spannungsverhältnis der beiden Spannungsquellen (oberer und unterer Kreis) entspricht. Wird beispielsweise die Spannung des oberen Kreises größer, so verkleinert sich die Spannung im unteren Kreis. Punkt a wird dann negativ und Punkt b positiv. Wird dagegen die Spannung im unteren Kreis größer und im oberen kleiner, so wird b negativ und a positiv. Es entsteht also hier eine Wechsellspannung, die als Folge der Frequenzänderungen auftritt und die die Niederfrequenz repräsentiert. Da sich die Änderung des Spannungsverhältnisses auch im rechten Brückenweig entsprechend auswirkt und da sich die Spannung im oberen Kreis im selben Maß erhöht wie sie sich im unteren verkleinert (und umgekehrt), bleibt die Summenspannung an  $C_5$  konstant (Fall a, b und c in *Bild 16*). Somit kann auch der geringe kapazitive Widerstand des Kondensators  $C_5$  der an den Punkten a — b auftretenden Wechsellspannung nichts anhaben, und es läßt sich hier die unverfälschte Tonfrequenz abnehmen.

### Deakzentuierung

Die Punkte a und b in der Schaltung von *Bild 16*, die man auch als Ersatzschaltung des Ratio-Detektors bezeichnen könnte, sind mit den Punkten a — b in *Bild 11* identisch. Die Nf-Spannung wird dort über den Arbeitswiderstand R und das RC-Glied  $R_3$  und  $C_6$ , das eine besondere Bedeutung hat, abgenommen. Da im UKW-Bereich wegen des breiten zur Verfügung stehenden Frequenzbandes auch noch die höchsten Tonfrequenzen übertragen werden, kommt demnach auch das Rauschen stärker zur Auswirkung, in dem gerade die hohen Frequenzen enthalten sind. Man ist daher gezwungen, die hohen Töne senderseitig etwas anzuheben, damit sich ein möglichst großer Rauschabstand ergibt. Würde man die hohen Tonfrequenzen im Empfänger ungeschwächt übertragen, so klänge die Wiedergabe zu spitz, d. h. es wären zu viele Höhen vorhanden. Um wieder normale Frequenzverhältnisse herbeizuführen, muß man die hohen Frequenzen empfängerseitig absenken. Dies geschieht mit Hilfe des RC-Gliedes  $R_3 C_6$  in der Schaltung von *Bild 11*, das zur besseren Übersicht in *Bild 17* noch einmal



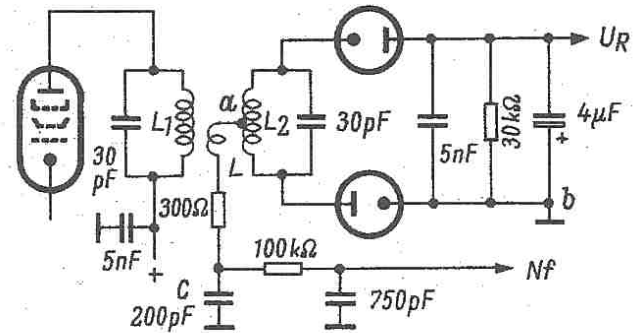
**Bild 17. RC-Kombination als Deakzentuierungsglied**

getrennt gezeichnet ist. Damit die Abschwächung im richtigen Maß erfolgt, muß das RC-Glied eine Zeitkonstante von rund 75  $\mu\text{sec}$  haben. Anschließend wird die Niederfrequenz dem Lautstärkeeinsteller P und dem Nf-Verstärker zugeführt. — Die senderseitige Anhebung der hohen Tonfrequenzen wird Akzentuierung oder Preemphasis genannt, während man bei der empfängerseitigen erforderlichen

Entzerrung von Deakzentuierung oder Deemphasis spricht.

### Unsymmetrischer Schaltungsaufbau

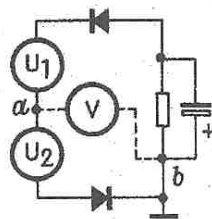
Die in *Bild 11* dargestellte Schaltung ist ein symmetrischer Ratio-Detektor, weil alle Spannungen und Ströme symmetrisch zum Schaltungsnulldpunkt verlaufen. Man kann den Ratio-Detektor aber auch erd-unsymmetrisch aufbauen, wie das in *Bild 18* gezeigt wird. Diese Schaltungsart wird gewählt, wenn als Gleichrichter Röhrendioden verwendet werden sollen und die Katode einer Diodenstrecke an Masse liegen muß, z. B. bei einer Verbundröhre EABC 80. Selbstverständlich lassen sich auch Germanium-Dioden verwenden, die paarweise, mit übereinstimmenden Kennlinien auf den Markt gebracht werden. Im Prinzip arbeitet die unsymmetrische Schaltung ebenso wie die symmetrische. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2'$  sowie die Kapazitäten  $C_3$  und  $C_4$  von *Bild 11* sind hier jeweils zu einem Bauelement zusammengefaßt. Für die Beseitigung von Hf-Resten im Niederfrequenzkreis sorgt der Kondensator  $C$  von 200 pF; danach folgt das Deakzentuierungsglied, über das die Niederfrequenzspannung abgenommen wird. In *Bild 18* sind die Werte der Bauteile eingetragen, die in der Praxis üblich sind. Am Begrenzungskondensator kann die negative Richtspannung  $U_R$  für den Schwundausgleich abgenommen werden. Zeichnet man beim unsymmetrischen Ratio-Detektor die Brücke getrennt heraus, kommt man zu einer Anordnung nach *Bild 19*.



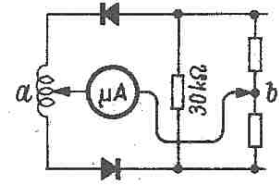
**Bild 18. Unsymmetrische Schaltung des Ratio-Detektors**

### Der Abgleich

Damit die Schaltung richtig arbeitet, muß der Diskriminatorkreis absolut symmetrisch abgeglichen werden, sonst kommt es zu einer verzerrten Tonwiedergabe. Man verwendet ein Mikroamperemeter, das beim symmetrischen Aufbau an die Punkte  $a$  und  $b$  bzw. an den oberen Anschluß des Kondensators  $C_6$  in *Bild 11* gelegt wird. Danach stellt man den Diskriminatorkreis unter dem Einfluß der Messenderfrequenz von 10,7 MHz, die auf das Gitter der Mischröhre des Empfängers gegeben wird, so ein, daß der Ausschlag des Instrumentes gerade Null wird. Dann sind bei unmoduliertem Sender die beiden Teilspannungen am Schwingkreis genau gleich groß und die Schaltung arbeitet einwandfrei. Zum Abgleich des unsymmetrischen Ratio-Detektors mit einem Mikroamperemeter muß ein künstlicher Mittelpunkt geschaffen werden. Dazu werden nach *Bild 20* parallel zum Dioden-Außenwiderstand zwei gleich große Widerstände gelegt, an deren Verbindungspunkt das Mikroamperemeter angeschlossen wird. Das Einstellen des Diskriminators geschieht in der gleichen Weise.



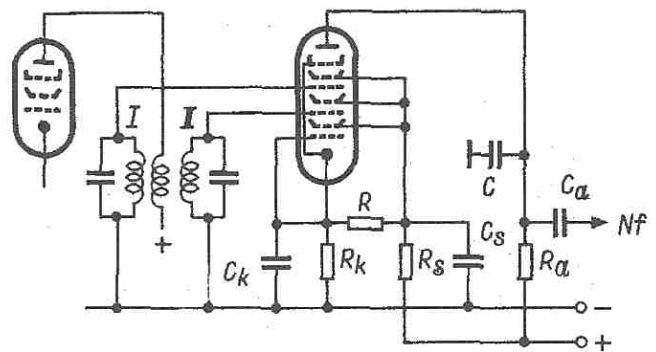
**Bild 19. Das Brückenprinzip beim unsymmetrischen Ratio-Detektor**



**Bild 20. Herstellen eines künstlichen Mittelpunktes zum Abgleich**

### Der Phasenwinkeldetektor

Eine andere Schaltung zur Frequenz-Demodulation zeigt das *Bild 21*. Es handelt sich um den Phasenwinkeldetektor. Dieser Schaltung kommt heute keine Bedeutung mehr zu und sie sei nur als Entwicklungsstufe der Technik erwähnt. Sie wurde vor etwa acht Jahren im Tonteil einiger Fernsehempfänger angewendet. Bei dieser Schaltung wird der unter dem Einfluß der Frequenzmodulation sich ändernde Phasenwinkel  $\varphi$  zur Demodulation ausgenutzt. Man verwendet eine eigens

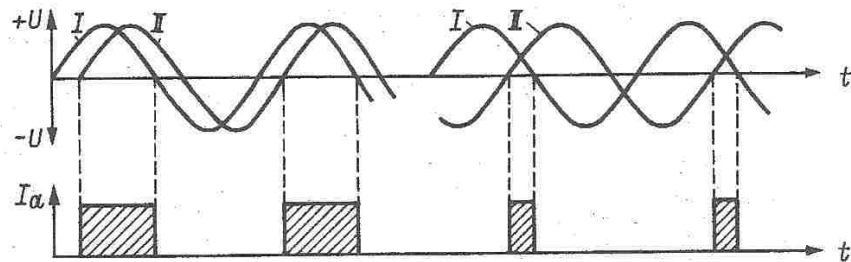


**Bild 21. Schaltung des Phasenwinkeldetektors mit der Röhre EQ80**



dafür konstruierte Röhre mit neun Elektroden, die Nonode bzw. Enneode (EQ 80) genannt wird. Es handelt sich um eine Doppelsteuerröhre oder Koinzidenz-Röhre. Die Steuergitter 3 und 5 sind mit den Schwingkreisen I und II (*Bild 21*) verbunden, an denen die frequenzmodulierte Spannung auftritt. Ein Anodenstrom kann immer nur dann fließen, wenn beide Steuergitter gleichzeitig positiv sind. Durch die Phasenverschiebung zwischen den beiden Spannungen der Kreise I und II, die sich unter dem Einfluß der Frequenzmodulation stetig ändert, entstehen verschieden lange Öffnungszeiten, in denen Anodenstrom fließen kann. Da diese Zeiten im Takt der Frequenzmodulation länger oder kürzer werden, ändert sich der mittlere Anodenstrom ebenfalls im Takt der Modulation und man kann am Außenwiderstand  $R_a$  die demodulierte Spannung (Niederfrequenz) abnehmen.

*Bild 22. Der Anodenstrom in Abhängigkeit des Phasenwinkels zwischen den beiden Kreisspannungen I und II*



Diese Vorgänge sind in *Bild 22* graphisch aufgetragen. Die schraffierten Rechtecke stellen die Stromflußzeiten der Röhre dar, die bei kleinem Phasenwinkel länger, bei großer Phasenverschiebung dagegen kürzer sind. Wichtig ist, daß die Rechtecke immer dieselbe Höhe haben; es darf sich also nur die Dauer des Stromflusses ändern. Das erreicht man durch die Schirmgitter 2, 4 und 6, die die einzelnen Elektroden voneinander abschirmen und an die sehr niedrige und konstante Schirmgitter-Gleichspannung von etwa 20 V gelegt werden. Durch diese Maßnahme kann der Anodenstrom einen bestimmten Wert nicht übersteigen, was einer Begrenzung gleichkommt. Die Widerstände  $R$ ,  $R_k$  und  $R_s$  dienen zur Arbeitspunkteinstellung; die drei Schirmgitter selbst sind über die Kapazität  $C_s$  hochfrequenzmäßig mit Masse verbunden, während das erste Steuergitter am Katodenpotential liegt.

Der Phasenwinkeldetektor benötigt eine beträchtliche Steuerwechselspannung (etwa 8 V), damit der Doppelsteuereffekt einsetzt. Diese große Spannung muß erst im Zf-Verstärker erzeugt werden, das bedeutet neben der Spezialröhre noch eine zusätzliche Zf-Stufe.

-----