

Demodulation frequenzmodulierter Signale.

Die Frequenzmodulation (FM) bezeichnet ein analoges Modulationsverfahren. Bei der FM wird die Momentanfrequenz einer (hochfrequenten) Trägerschwingung in Abhängigkeit von der Amplitude und Frequenz eines Nachrichten-Signals proportional verändert. Dabei entsteht eine Änderung des Momentanphasenwinkels der Trägerschwingung und somit ergibt sich gleichzeitig auch eine PM (Phasenmodulation). Daher werden beide Modulationsarten unter dem Begriff Winkelmodulation (WM) zusammengefasst. Bei (rein) sinusförmigem Nachrichten-Signal unterscheiden sich FM und PM in ihrem Zeitverlauf nicht. Die Amplitude der Trägerschwingung wird bei einer WM nicht beeinflusst und sollte (technisch gesehen) nach der Modulation konstant bleiben. Zur Wiedergewinnung des Nachrichten-Signals aus dem FM-Signal wird die FM-Demodulation eingesetzt. Dies kann entweder durch Einsatz eines Phasendemodulators oder eines Frequenzdemodulators geschehen.

Der Autor



Prof. Dr. Ing. Dietmar Rudolph lehrte an der Fachhochschule der Deutschen Bundespost Berlin analoge und digitale Übertragungstechnik, Digitale Signalverarbeitung, Regelungstechnik und Mobilfunktechnik. Derzeit ist er beim TT IBH (Institut für Bildung und Hochschulkooperation der Telekom Training) beschäftigt.

Einleitung

Die (analoge) FM findet auch heute noch vielfache Anwendung z. B. im Amateurfunk, beim bekannten UKW-(Ultrakurzwellen-)Radio sowie im Tonkanal des analogen Fernsehsignals oder bei drahtlosen Mikrofonen, Kopfhörern und Lautsprechern. Bei digitaler Übertragung wird die FM bei all den Anwendungen eingesetzt, wo es auf einen großen Wirkungsgrad des Sendeverstärkers ankommt, wie z. B. bei der GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), die in der Mobilkommunikation angewendet wird. Aber auch Spread Spectrum Verfahren, wie z. B. Bluetooth, setzen zur Digitalübertragung eine

FM ein, die dabei als Frequency Shift Keying (FSK) bezeichnet wird. Im folgenden Beitrag wird ein Abriss über die verschiedenen Möglichkeiten der FM-Demodulation gegeben und auf einige Anwendungsschaltungen zur FM-Demodulation eingegangen.

„Frequenz“ ist eine Eigenschaft periodischer Signale, beispielsweise eines cosinusförmigen Zeit-Signals¹. In diesem einfachen Fall ist die Frequenz der Kehrwert der Periodendauer,

¹ Der Begriff Frequenz wird umgangssprachlich sehr un-differenziert verwendet. Zum genauen Verständnis ist eine exaktere Definition mittels einer Filterbank notwendig. Siehe hierzu den Beitrag „Zeitfunktionen und Spektren oder: Was ist Frequenz?“, Unterrichtsblätter Nr. 9/2001, S. 522 ff.

Das Thema im Überblick

Die Frequenzdemodulation ist der Messung von Frequenz sehr ähnlich. Bei der Messung werden Mittelwerte bestimmt und im Unterschied dazu bei der Demodulation Momentanwerte ermittelt. Darin steckt die Nachrichteninformation. Damit Amplitudenschwankungen sich nicht auf das Empfangssignal auswirken, sollte Schaltungsapplikationen ein Amplitudenbegrenzer vorgeschaltet werden. Es gibt die synchrone und die nicht-synchrone Demodulation. Synchrone Demodulatoren verwenden einen empfangsseitigen Hilfs-träger, der aus dem FM-Signal gewonnen wird. Die Synchronen Demodulatoren finden jedoch nur bei der digitalen Übertragung Anwendung. Zur Demodulation von analogen Signalen werden direkte Demodulatoren, wie z. B. Zähldiskriminator, Regelschleifen-Demodulatoren, und indirekte Demodulatoren mit Frequenz-Amplitude-Wandlung oder Frequenz-Phase-Wandlung eingesetzt, die hier vorgestellt werden.

erfolgen soll, benötigt man für die FM-Demodulation in der Regel nur ein relativ schmales Frequenzband. Dies ist eine Vereinfachung, wodurch sich viele Lösungsmöglichkeiten ergeben.

Amplituden-Begrenzer

Damit die Informationen, die in der Frequenz stecken, nicht durch etwaige Amplitudenschwankungen der FM-Schwingung verfälscht werden, ist vor der FM-Demodulation ein Amplituden-Begrenzer empfehlenswert und bei den indirekten Verfahren sogar notwendig². Ein Amplituden-begrenztes Signal ist nicht mehr cosinusförmig, sondern mäanderförmig (Bild 2). Die FM-Signale sind also stets Ausgangssignale eines Amplituden-Begrenzers.

Begrenzer mit Integrierten Schaltkreisen

Amplituden-Begrenzer in integrierter Technik

² Einige Lösungen kombinieren die FM-Demodulation und die Amplituden-Begrenzung, wie z. B. der Ratio-Detektor.

welche anhand der Nulldurchgänge des Cosinus-Signals bestimmt werden kann. Ist ein solches Signal frequenzmoduliert, so werden die Abstände der Nulldurchgänge nach dem aufmodulierten Nachrichtensignal verändert. Der Zeitverlauf sieht damit nur noch näherungsweise cosinusförmig aus, sondern erscheint entsprechend zum Nachrichtensignal gestaucht und gedehnt (Bild 1).

Soll die FM-Demodulation durchgeführt werden anstatt einer Frequenzmessung, muss das Verfahren so ausgelegt werden, dass keine zeitliche Mittelung des Messergebnisses stattfindet. Die auftretenden Zeitkonstanten sind entsprechend zu wählen.

Während eine Frequenzmessung im Allgemeinen über ein großes Frequenzintervall

Umgangssprachlich wird ein solches Signal auch als FM (Frequenzmodulation) bezeichnet, obwohl man eigentlich FM-Schwingung oder FM-Signal sagen müsste.

Frequenz-Messmethoden

Zur Demodulation von FM wurden in der Vergangenheit viele Schaltungen entwickelt, die hier zur Illustration der unterschiedlichen Wege zur schaltungstechnischen Lösung dienen sollen. Heute werden nur solche Lösungen genutzt, die mit integrierten Schaltkreisen arbeiten.

Die Demodulation der FM ähnelt der Messung von Frequenzen. Allerdings gibt es folgenden Unterschied: Bei der Frequenzmessung werden Mittelwerte bestimmt, wohingegen bei der Demodulation Augenblickswerte interessieren, weil sich genau darin die Nachricht wieder findet. Gesucht sind also Messmethoden für die Frequenz, die schnell auf Frequenzänderungen ansprechen. Diese Methoden lassen sich folgendermaßen einteilen (Tabelle).

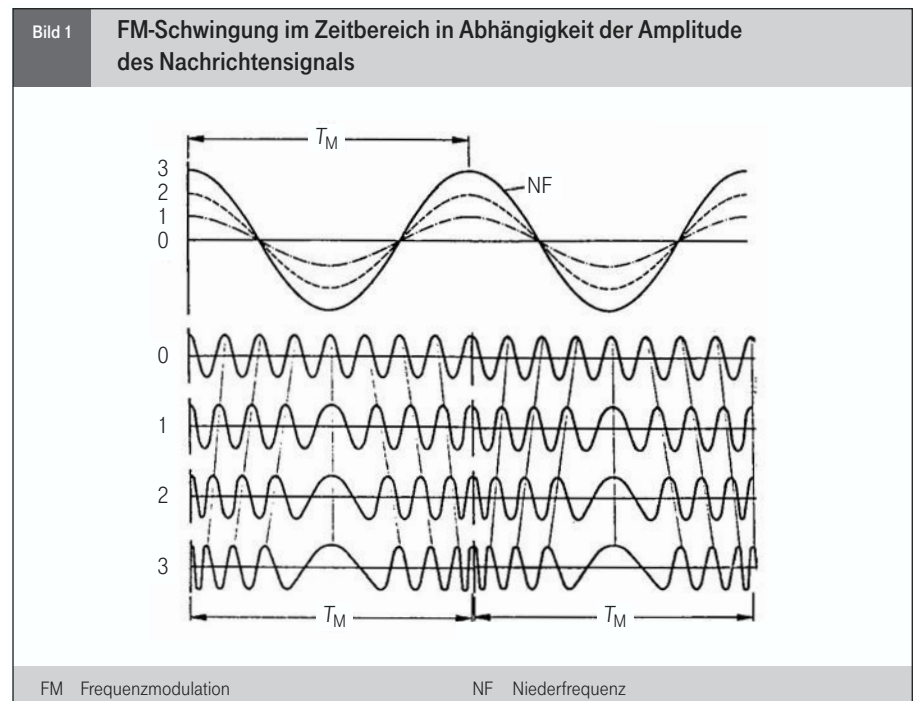
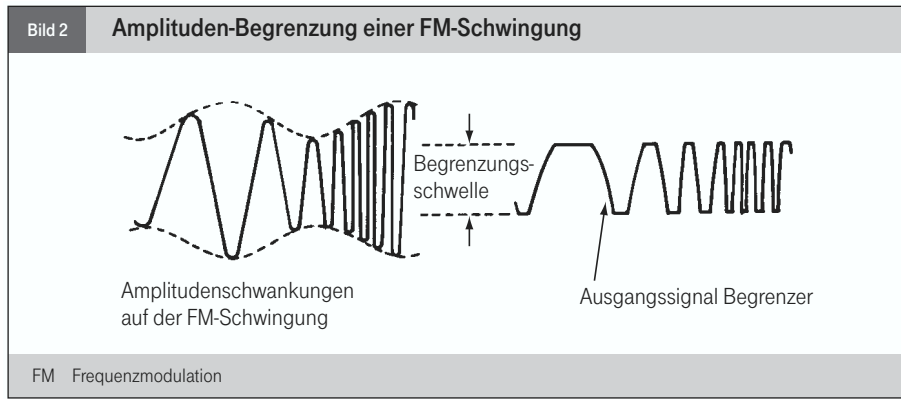


Tabelle Frequenz-Messmethoden			
Direkte Verfahren		Indirekte Verfahren	
Zähl-Verfahren	Regelkreis	Umwandlungs-Methode	
analog, digital	FLL, PLL, Lock-In	Frequenz → Amplitude	Frequenz → Phase



werden als Kettenschaltung von Differenzverstärkern realisiert (Bild 3). Theoretisch könnte auch eine Amplitudenbegrenzung durch zwei anti-parallel geschaltete Dioden erreicht werden³. Allerdings hat jeder Halbleiter, der einen Sättigungs-Strom führt, eine Speicher-Ladung in seiner PN-Zone⁴. Dies bewirkt einen (kurzen) Stromfluss im Falle der Umpolung. Der Amplituden-Begrenzer mit anti-parallel geschalteten Dioden ist daher nur für verhältnismäßig tiefe Frequenzen zu gebrauchen.

Hier ist der Differenz-Verstärker im Vorteil. Dadurch, dass die Differenz-Stufe von einer Stromquelle gespeist wird – der Transistor, der die Differenzstufe speist, wirkt als Strom-

quelle –, kann sie bei spannungsmäßiger Übersteuerung nicht in die Sättigung kommen, weshalb keine Speicher-Ladungen auftreten können.

Differenz-Stufen mit Bipolar-Transistoren haben eine \arctan^5 -förmige Kennlinie. Die Übersteuerungsgrenze liegt bei etwa 100 mV [1]. Um eine geringere Begrenzer-Schwelle zu erhalten, werden mehrere Differenz-Verstärker-Stufen in Kette geschaltet.

Vergrößert sich die Amplitude der hochfrequenten Schwingung (HF), so kommt beispielsweise bei 1 μV die letzte Stufe in die Begrenzung, bei 10 μV die vorletzte Stufe, bei 100 μV die vorausgehende usw.

Keine dieser Stufen ist jedoch übersteuert, weil jede von einer Stromquelle gespeist wird. Das Bild 3 zeigt auf der linken Seite die Begrenzerstufen in einem IC TBA120S⁶. Insgesamt sind im linken Teil des Schaltbildes acht Differenzverstärker-Stufen zu erkennen, von denen jede aus drei Transistoren besteht. Die beiden oberen Transistoren stellen den Differenzverstärker dar und der untere Transistor bildet die Stromquelle.

Der Vorteil der Realisierung mit Differenzverstärkern ist eine exakte symmetrische Begrenzung der Amplitude der hochfrequenten Schwingung.

Werden die Signale der einzelnen Begrenzerstufen ausgekoppelt, um gleichgerichtet und dann aufsummiert zu werden, ergibt sich

³ In der alten Telefontechnik wurden anti-parallel geschaltete Dioden als „Knall-Sperre“ für die Hörsperre verwendet.

⁴ PN-Übergang: in der Halbleiterphysik Bezeichnung für den flächenhaften Übergang von einer p- zu einer n-leitenden Zone innerhalb eines einkristallinen Halbleiterkörpers.

⁵ \arctan : arcus tangens-Funktion. Der Winkel der Funktion $\tan \alpha$ lässt sich mit Hilfe der Funktion $\arctan \alpha$ wieder ermitteln.

⁶ IC: Abk. Integrated Circuit. Der TBA120 ist inzwischen eines der wenigen Beispiele für ein IC, zu dem im Datenblatt die Schaltung angegeben ist. Bei der Mehrzahl der ICs wird nur noch ein Blockschaltbild veröffentlicht.

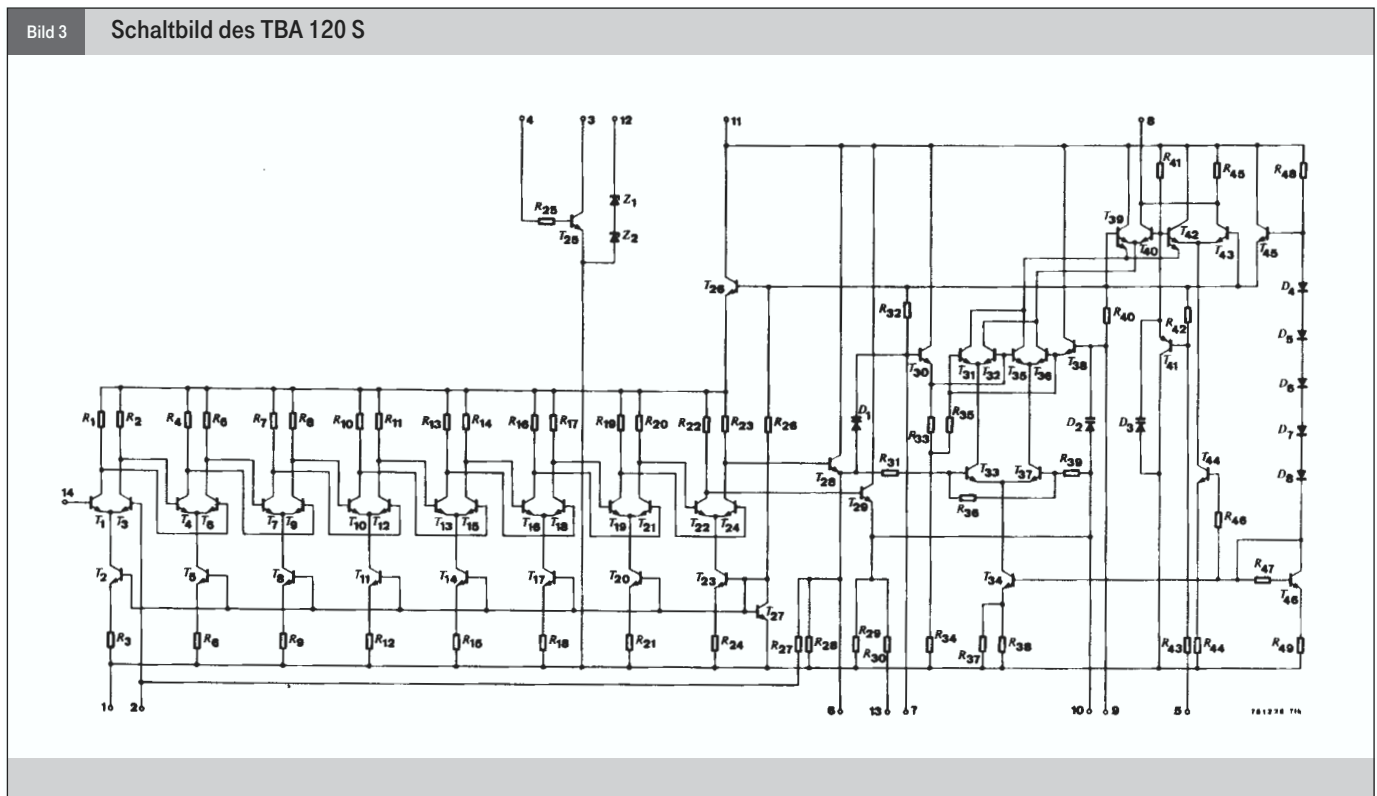
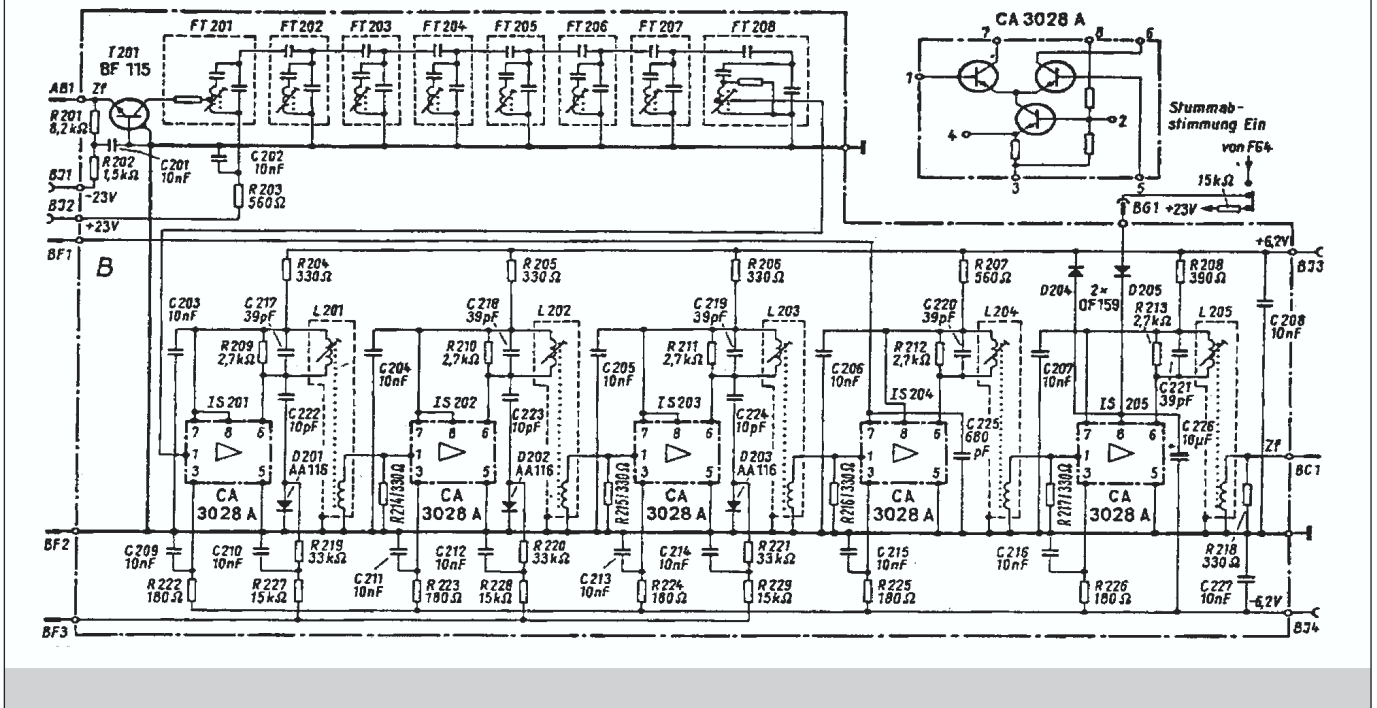


Bild 4 Zwischenfrequenzverstärker des ReVoX A76



in dem angenommenen Beispiel pro zehnfacher Erhöhung der Amplitude der hochfrequenten Schwingung eine Verdopplung der gleichgerichteten Spannung. Daraus resultiert eine (näherungsweise) logarithmische Anzeige der Empfangsfeldstärke.

Das Schaltbild dieses ICs wird auf Grund der FM-Demodulation nochmals betrachtet, denn im rechten Teilschaltbild ist der FM-Demodulator erkennbar. Eine technisch sehr aufwendige Amplitudenbegrenzung zeigt das Bild 4, wie sie besonders in professionellen Empfängern vorkommt. Die Besonderheit liegt darin, dass hier ein achtstufiger Zwischenfrequenz-(ZF-)Filter mit Gauß⁷-förmigem Amplituden- und linearem Phasengang dem Begrenzer-Verstärker vorgeschaltet ist und dieser aus Differenz-Verstärkern (CA 3028A) besteht, die nicht galvanisch verbunden, sondern über (breitbandige) Filter gekoppelt

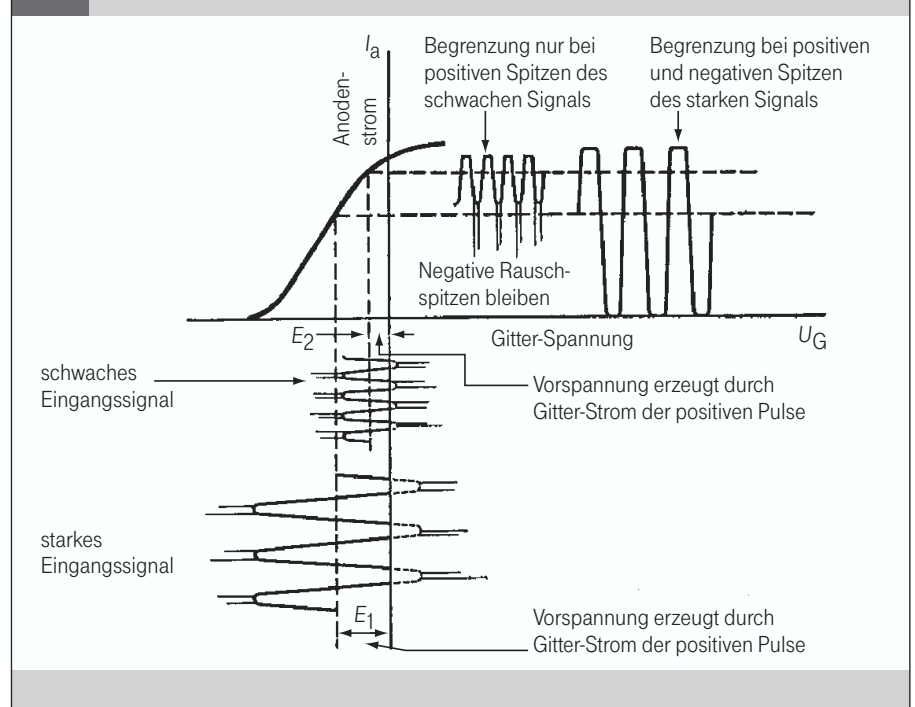
sind, wodurch das Rauschen vermindert wird.

Begrenzer mit Röhren

Bei Röhrensaltungen⁸ begnügte man sich oft mit einer einzigen Begrenzerstufe. Die

Röhren werden dafür so betrieben, dass sie in die Sättigung gehen, was besonders rasch geschieht, wenn die Versorgungsspannungen niedrig gehalten werden. Typisch für diese Anwendung ist eine RC-Kombination⁹ im Gitterkreis. Der Arbeitspunkt der Röhre stellt

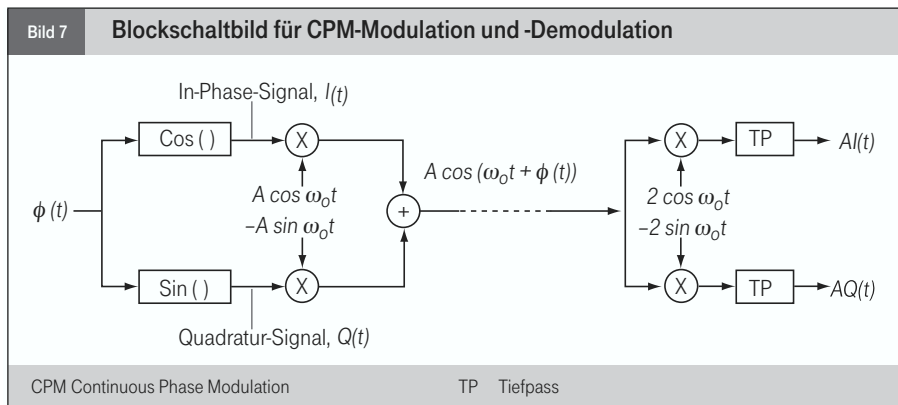
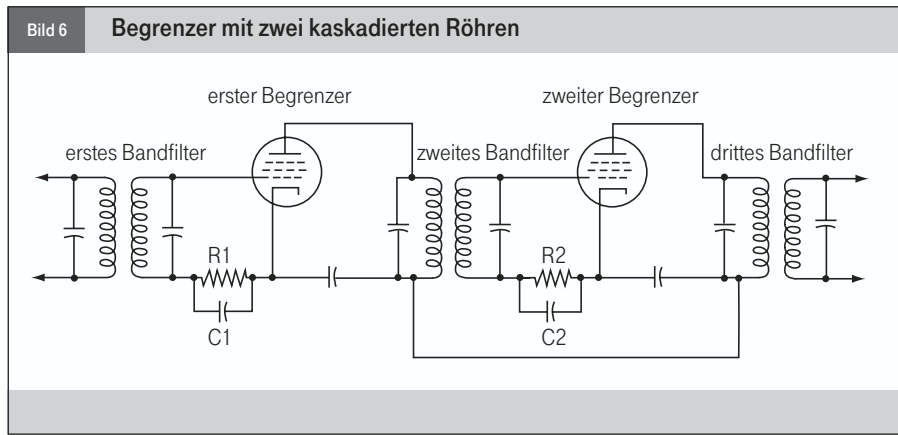
Bild 5 Amplituden-Begrenzung mit einer Röhre, die am oberen Knick ihrer Kennlinie betrieben wird



⁷ Gauß'sche Normalverteilung: Eine der wichtigsten Verteilungen der Wahrscheinlichkeitsrechnung, welche von C. F. Gauß (1777-1855) im Zusammenhang mit dem Ausgleich von Messergebnissen der Landesvermessung gefunden wurde.

⁸ Die Schaltungen mit Röhren wurden zum Teil auch in Transistortechnik realisiert.

⁹ RC-Kombination: Zusammenschaltung von Widerstand R und Kondensator C.



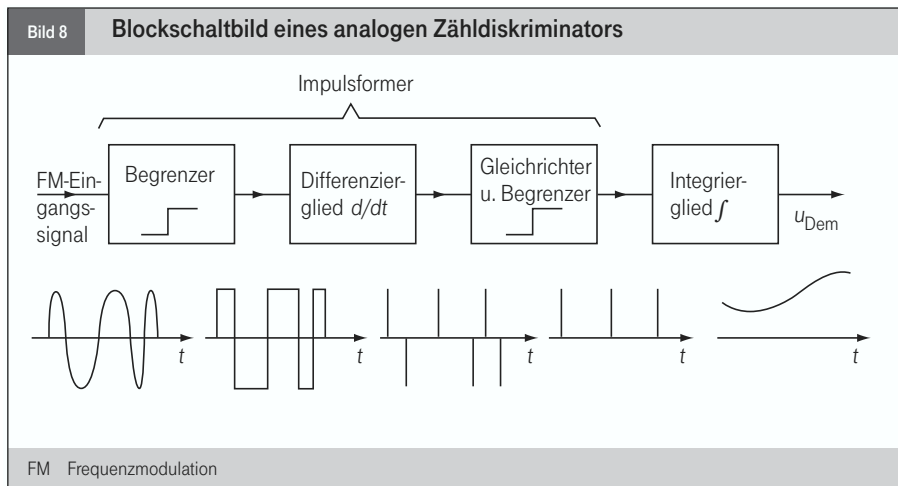
sich dabei infolge der Gleichrichtung am Gitter gerade so ein, dass die positiven Spitzen abgeschnitten werden. Ist die Amplitude der Eingangsspannung ausreichend groß, werden auch die negativen Spitzen beschnitten. In der $i_a = i_a(u_g)$ -Kennlinie der Röhre (Bild 5) wird der Anodenstrom als Funktion der (negativen) Spannung am Steuergitter gezeigt.

Mit einer einzigen Röhre erhält man nur eine recht unvollkommene und zudem einseitige

Begrenzerwirkung. Eine Verbesserung bringt eine Kettenschaltung von zwei Begrenzerstufen (Bild 6). Hierdurch verkleinert sich die Begrenzer-Schwelle und gleichzeitig wird die Begrenzer-Wirkung symmetrischer.

Sonderformen von Begrenzern

Eine Sonderform, die bei der Demodulation von FM Verwendung fand, ist der mitgezogene Oszillator, auf den hier nicht weiter eingegangen wird.



Capture Ratio

Die Frequenz-Modulation hat die Eigenschaft, dass stärkere FM-Signale gegenüber weniger starken FM-Signalen dominieren und diese unterdrücken, auch dann, wenn beide die gleiche Trägerfrequenz besitzen. Diese Eigenschaft wird durch das so genannte Capture Ratio (CR) ausgedrückt, das angibt, um wie viel das stärkere Signal größer sein muss, um nach der Demodulation das schwächere Signal um 30 dB zu unterdrücken. Bei sehr guten Empfängern ist das $CR \leq 1/2$ dB. Das Capture Ratio wird praktisch nur von der Qualität des Begrenzer-Verstärkers bestimmt. Optimal ist es, wenn bereits ohne Eingangssignal die Begrenzung durch das Eigenrauschen des Empfängers einsetzt.

FM-Demodulatoren

Die hier vorgestellten Demodulatoren geben einen möglichst vollständigen Überblick über die in der Technik verwendeten Prinzipien, Verfahren und Schaltungen. Sie umfassen daher sowohl Röhren- als auch Halbleiterschaltungen.

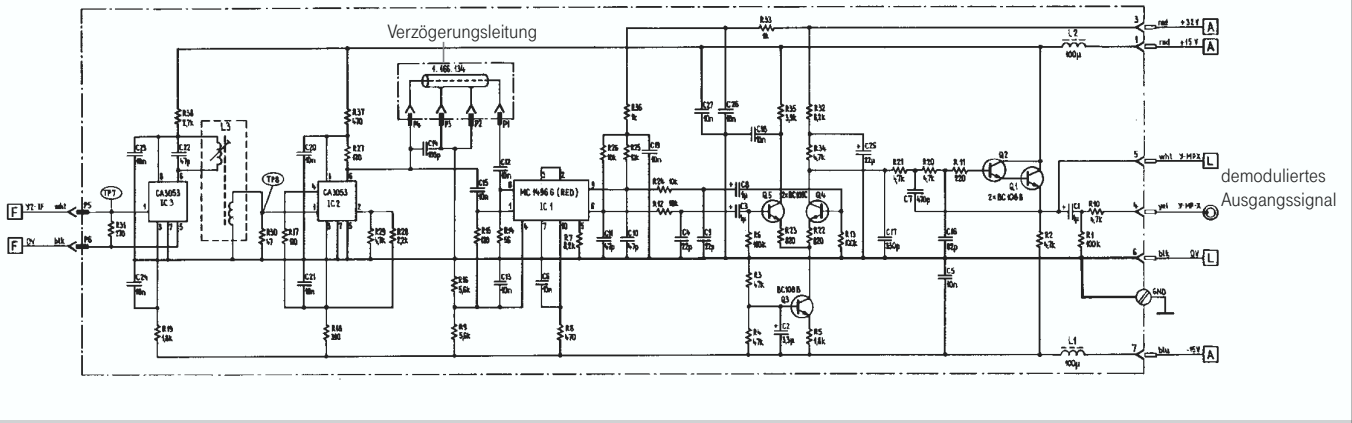
Die FM-Demodulatoren werden auch Diskriminatoren genannt, weil sie verschiedene Frequenzen unterschiedlich demodulieren, das heißt dem Wortsinne nach „diskriminieren“.

Die Synchroner Demodulation, die zunächst betrachtet wird, findet nur bei der Digitalen Übertragung eine Anwendung. Die weiteren Demodulatoren werden zur Demodulation analoger Signale eingesetzt. Soweit sie in der Lage sind, auch konstante Nachrichtensignale zu demodulieren, werden sie zum Teil auch für die nicht-synchrone Demodulation von Datensignalen verwendet, wie z. B. bei Bluetooth.

Synchrone Demodulatoren

Synchrone Demodulatoren verwenden einen empfangsseitigen Hilfsträger, der in seiner Frequenz und Phase dem (unmodulierten) Träger (Ω_c, Θ_c) des FM-Senders entspricht. Er wird mittels einer Träger-Rückgewinnungsschaltung aus dem FM-Signal gewonnen. Diese Art der Demodulation findet ihre An-

Bild 9 Zählerdiskriminator im ReVox B 760



IC Integrated Circuit

wendung bei der Datenübertragung mittels Digitalen Modulationen wie der Continuous-Phase-Modulation-(CPM-) Verfahren, z.B. Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) beim Global System for Mobile Communications (GSM)¹⁰. Übertragungstechnisch handelt es sich hierbei um Frequenz-Modulationen mit kleinem Phasenhub $\Delta\Phi$ bzw. kleinem Modulationsindex $\eta = \Delta\Phi$. Die Blockschaltbilder für den Sender und den Empfänger zeigt das Bild 7.

Dem Blockschaltbild kann entnommen werden, dass auf der Senderseite eine „echte“ Winkelmodulation (WM) entsteht, wie aus der cosinus- bzw. sinus-Vorverzerrung im I- bzw. Q-Zweig erkennbar wird. Eine entsprechende Entzerrung im Empfänger ist nicht realisiert, weshalb die Struktur nur für kleine Phasenhübe bzw. Modulationsindizes geeignet ist. Dies ist in der Regel der Fall bei Digitalen Modulationen. Ein kleiner Modulationsindex bedeutet auch eine kleine Bandbreite des WM-Signals oder eine entsprechend große Datenrate bei vorgegebener Kanal-Bandbreite. Auf die Unterdrückung von Störungen, die bei WM mit zunehmendem Phasenhub besser wird, verzichtet man hier und gleicht dies durch eine Fehlerschutz-Codierung aus.

¹⁰ Siehe hierzu den Beitrag „Digitale und analoge Modulationsverfahren“, Unterrichtsblätter Nr. 9/2003, S. 504 ff.

¹¹ Die Dauer dieses Rechteckimpulses muss kürzer sein, als die halbe Periodendauer bei der höchsten im FM-Signal vorkommenden Frequenz ist.

Direkte Demodulation der FM

Zählerdiskriminatoren

Ausgewertet werden hierbei Nulldurchgänge des FM-Signals, wie sie nach der Amplitudengrenzung der HF-Schwingung bestehen bleiben, wobei eine mäanderförmige Schwingung entsteht. Während bei der Frequenzmessung einfach die Anzahl der steigenden Flanken pro Sekunde ermittelt wird, woraus sich die (mittlere) Frequenz ergibt, wird für die FM-Demodulation aus jeder Flanke ein kurzer¹¹ Rechteck-Impuls gebildet.

Analoger Zählerdiskriminator

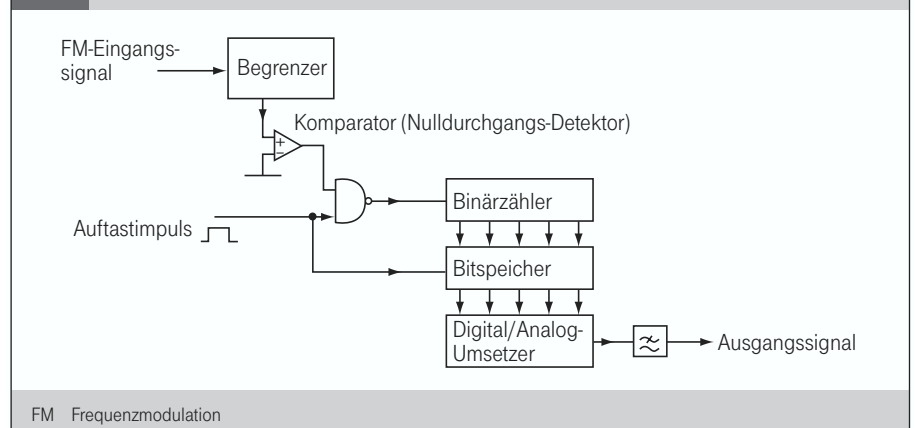
Mit Hilfe eines RC-Tiefpasses, der eine Grenzfrequenz oberhalb des zu demodulierenden Nachrichtenbandes hat, werden die Impulse zu dem Nachrichtensignal ausgeglättet. Ein

Blockschaltbild eines analogen Zählerdiskriminators zeigt das Bild 8.

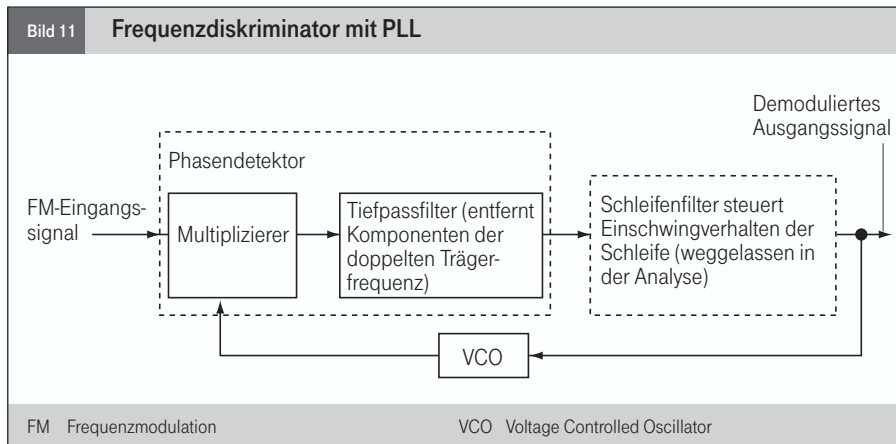
Analoger Zählerdiskriminator für höhere Frequenzen

Um auf einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz saubere Rechteckimpulse zu erhalten, verwendet der Hersteller beim in Bild 9 gezeigten Tuner einen Multiplizierer (IC 1 im Schaltbild) vom Typ MC 1496, der an seinem zweiten Eingang ein mittels einer Verzögerungsleitung (Delay Line) verzögertes ZF-Signal erhält. Die beiden ersten Stufen dieses Schaltbildes gehören noch zum Begrenzer-Verstärker und entsprechen denjenigen in Bild 4. Die Delay Line ist ein Koaxial-Kabel von einigen Metern Länge, das zu einem Ring aufgerollt im Empfänger liegt. Die Auskopplung des demodulierten Signals geschieht mit einem diskret aufgebauten Diffe-

Bild 10 Blockschaltbild eines „echten“ Zählerdiskriminators



FM Frequenzmodulation



nicht mehr vorhanden und es entsteht ein Ausgangssignal.

Der MC 1496 kann auch als Mischer oder als Phasen-Vergleicher Verwendung finden. Er ist daher auch zur FM-Demodulation verwendbar, insbesondere auch bei Synchroner Demodulation. Entsprechende kreuzgekoppelte Differenzverstärker finden sich auch wieder in dem FM-Demodulator des ICs TBA 120 (s. Bild 3) im rechten Teil.

Als „logische Funktion“ kann dem kreuzgekoppelten Differenzverstärker ein EXOR (Exklusiv Oder) zugeordnet werden.

Digitaler Zählerdiskriminator

Ein Zählerdiskriminator mit digitalem Zähler ist in Bild 10 dargestellt. Zählerdiskriminatoren werden oft auf niedrigen Zwischenfrequenzen eingesetzt und liefern ein sehr sauberes Demodulations-Signal.

FM-Demodulation mittels Regelschleifen

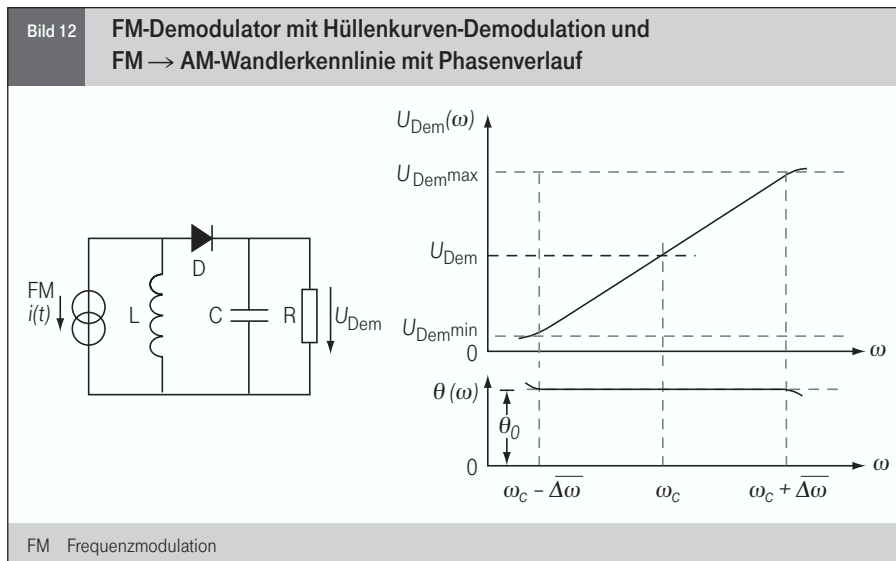
Regelschleifen (feedback loops) müssen sehr sorgfältig dimensioniert werden, damit sie nicht instabil werden oder unerwünschte Überschwinger erzeugen. Dies gilt insbesondere für Frequenz- und Phasen-Regelkreise, bei denen erschwerend hinzukommt, dass die Rückführung über einen Multiplizierer (oder Dividierer) anstatt wie sonst üblich über eine Summierstelle geschlossen wird. Multiplizierer bzw. Dividierer stellen nicht-lineare Übertragungssysteme dar. Frequenz- und Phasen-Regelkreise können daher nur im eingerasteten Zustand näherungsweise wie lineare Regelkreise behandelt werden.

FLL-Frequenz-Demodulator

Frequenzregelschleifen oder Frequency Locked Loops (FLL) führen die momentane Frequenz ihres spannungsgesteuerten Oszillators (Voltage Controlled Oscillator = VCO) der Momentanfrequenz der FM nach. Damit ist die Nachsteuerspannung direkt proportional zum Nachrichtensignal, das die FM moduliert hat.

PLL-Frequenz-Demodulator

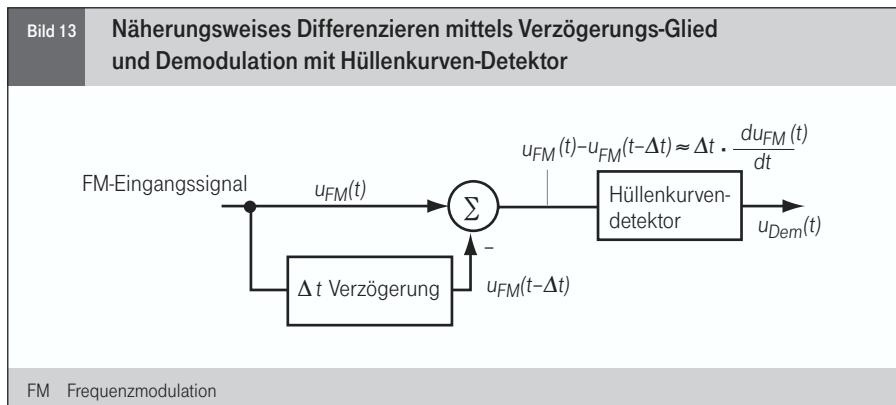
Phasenregelschleifen oder Phase Locked



renzverstärker, bei dem durch Gegenkopplungs-Widerstände R_{22}, R_{23} dafür gesorgt ist, dass dieser einen ausreichend großen linearen Arbeitsbereich hat.

Der MC 1496 besteht aus zwei Differenzverstärkern, deren Ausgänge über Kreuz verbunden sind. Mit diesen beiden (kreuzgekoppelten) Differenzverstärkern werden

die Ströme entsprechend der Trägerschwingung „zerhackt“. Sind beide Ströme gleich groß – das Eingangssignal ist Null oder der Gegenkopplungs-Widerstand fehlt –, führen die Ausgänge trotzdem gleich große Ströme, ohne dass sich die Trägerschwingung auswirkt. Erst dann, wenn durch das Eingangssignal eine Umverteilung der Ströme stattfinden kann, ist die Balance im Ausgang



Loops (PLL) eignen sich ebenfalls zur Frequenz-Demodulation. In einer PLL wird die Referenz-Phase¹² mit Hilfe eines Regelkreises auf dem Sollwert gehalten. Die Referenzphase ist für die Demodulator-Anwendung eine 90°-Phasendrehung, weil als Vergleicher für diese Anwendung ein (nicht übersteuerter) Multiplizierer verwendet wird.

Das Blockschaltbild einer FM-Demodulator-schaltung mit PLL zeigt das Bild 11. Eine PLL besteht demnach immer aus einem Phasenvergleich, einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) und einem Schleifen-Filter (Loop Filter = LF). Der Unterschied zwischen FLL und PLL besteht im Wesentlichen in einem Differenzierer in der Regelschleife.

Die PLL-Frequenz-Diskriminatoren entsprechen dem Stand der Technik und sind als Integrierte Schaltkreise erhältlich. In den Datenblättern werden auch Beispiele für eine Dimensionierung angegeben.

Indirekte FM-Demodulatoren

Wie bereits oben ausgeführt, ist für diese Kategorie von Demodulatoren eine Amplituden-Begrenzung der FM-Schwingung zwingend vorausgesetzt. Bei einigen Lösungen ist die Amplitudenbegrenzung im Demodulator integriert.

FM-Demodulatoren mit Frequenz- → Amplitude-Wandlung

Der einfachste derartige Fall besteht aus einer Stromquelle¹³, die eine Induktivität L speist. Je höher die Frequenz wird, umso größer wird der Spannungsfall an der Induktivität (Widerstand: $|R_L| = \omega L$).

Dieser hochfrequente Spannungsfall wird mittels eines Spitzengleichrichters (Detektor) detektiert und liefert dann das demodulierte Nachrichtensignal. Ein solcher Spitzengleich-

richter wird auch für alle weiteren Demodulatoren in dieser Kategorie benötigt. Das Bild 12 zeigt eine einfache Demodulator-Schaltung mit FM- → AM-Wandlung und der dazugehörigen FM- → AM-Wandler-Kennlinie.

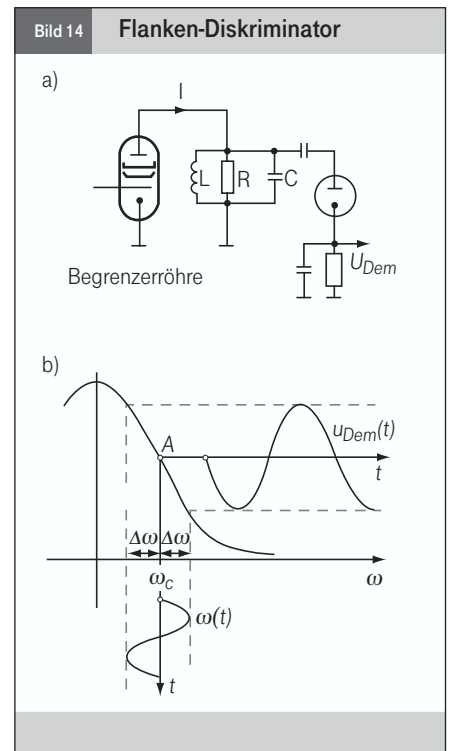
Charakteristisch an dieser Lösung ist der lineare Zusammenhang zwischen Frequenz und Spannungsfall. Nachteilig ist jedoch, dass zu einer kleinen Frequenzänderung, wie sie bei FM-Signalen in der Regel vorkommt, auch nur eine kleine Änderung des Spannungsfalls gehört und somit nur ein sehr kleines demoduliertes Signal entsteht.

Quasistationäre Übertragungssysteme

Die zur Demodulation von FM-Signalen verwendeten Wandler-Netzwerke, also die Induktivität L im vorigen Beispiel, haben eine Bandbreite, die sehr viel größer ist als der gesamte Hub $\pm \Delta\omega$ der FM. Die Einschwingzeit solch breiter Netzwerke ist so kurz, dass es zulässig ist, diese als „quasistationär“ zu betrachten. Damit kann hier die Momentanfrequenz $\omega(t)$ als Frequenzänderung $\omega(t)$ interpretiert werden.

Wandler-Netzwerk im Zeitbereich

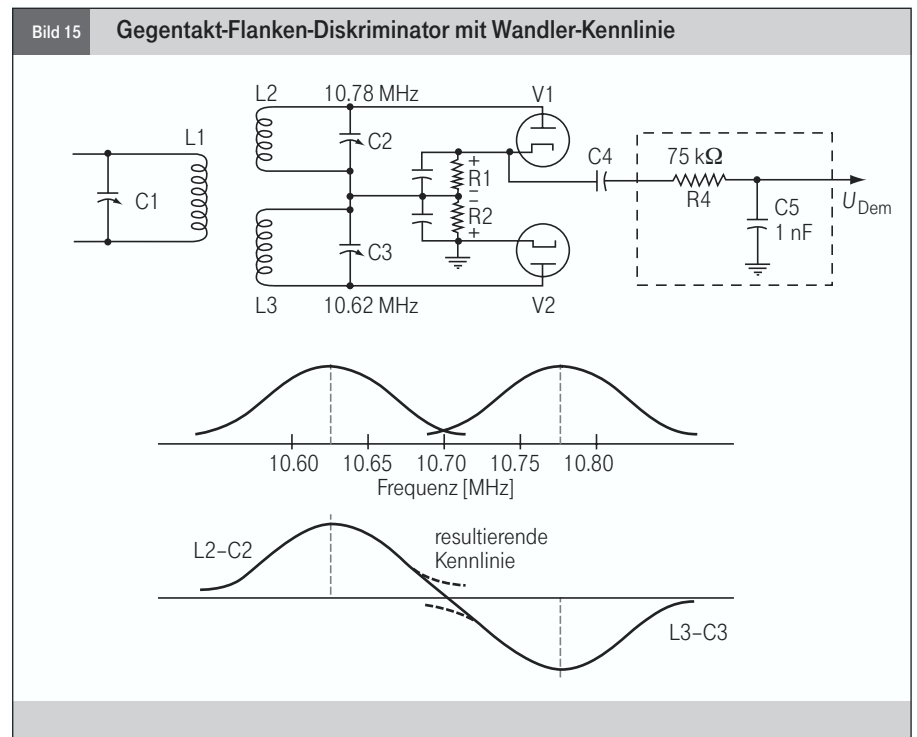
Aus Bild 12 (rechts) sieht man, dass die (ideale) Wandler-Kennlinie proportional zur



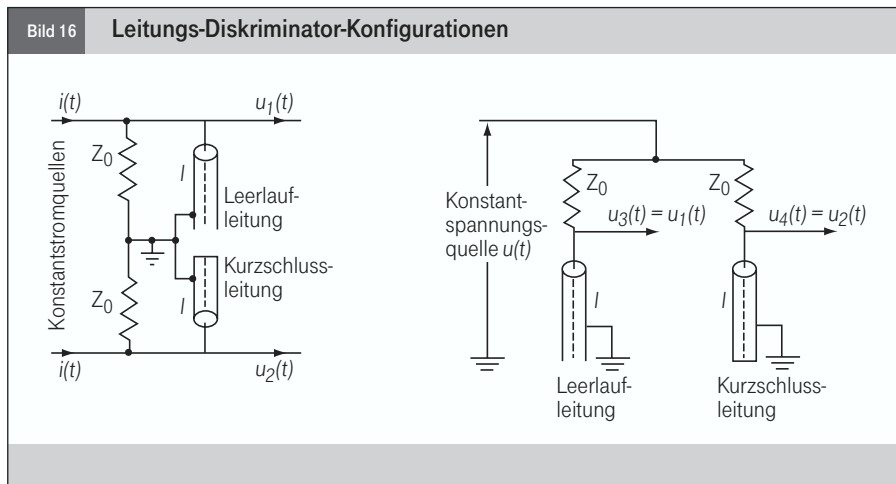
Frequenz ω ist. Im Zeitbereich betrachtet heißt das: Differenzieren nach dem Zeit-Differenziations-Satz der Fourier-Transformation.

$$a \cdot du_{FM}(t)/dt \leftrightarrow a \cdot j\omega U_{FM}(\omega)$$

Der Proportionalitäts-Faktor a ist ein Maß für die Steigung der Wandlerkennlinie und sollte möglichst groß sein.



¹² Ob die Referenzphase 90° oder 180° beträgt, hängt bei der PLL vom gewählten Typ des Phasenvergleichers ab.
¹³ Im Ersatzschaltbild stellt sowohl eine Röhre als auch ein Transistor im Wesentlichen eine (gesteuerte) Stromquelle dar.



Differenzieren mit Verzögerungs-Glied

Die Betrachtung im Zeitbereich führt auf eine Lösung, wie das Differenzieren mittels einer Verzögerungsstruktur (näherungsweise) realisiert werden kann (Bild 13).

Das differenzierte FM-Signal wird anschließend mittels eines Hüllkurven-Demodulators demoduliert. Der Unterschied zum Zähldiskriminator mit Verzögerungsleitung besteht darin, dass bei jenem das verzögerte und das nicht verzögerte Signal EXOR verknüpft werden, während hier eine AND-Verknüpfung (UND) besteht.

Flanken-Diskriminator

Günstig ist es, wenn das demodulierte Signal

eine größere Amplitude aufweist und damit das stets vorhandene Wärmerauschen besser überragt. Benötigt wird eine Baugruppe, die im interessierenden Frequenzbereich eine größere Steigung als ωL erzeugt. Dies gelingt dadurch, dass statt der Induktivität ein Parallel-Schwingkreis verwendet wird. Die gesuchte größere Steigung ergibt sich auf den Flanken eines solchen Schwingkreises (Bild 14). Je größer die Güte $G = \omega_0 L / R$ dieses Schwingkreises gewählt wird, umso höher ist die Resonanzüberhöhung, umso spitzer werden die Flanken des Schwingkreises.

Dem Vorteil des größeren demodulierten Signals steht der Nachteil der Krümmung

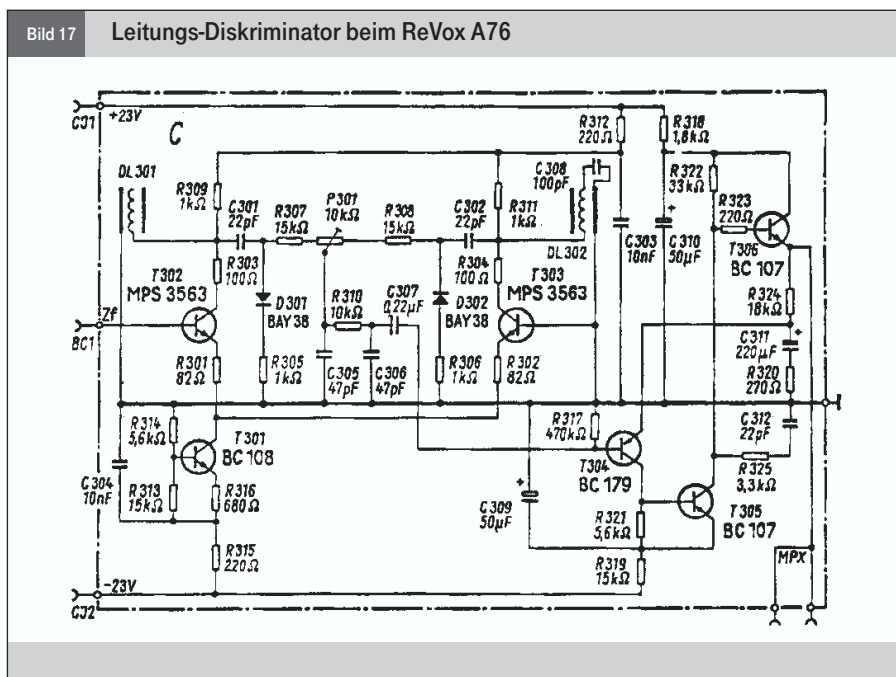
der Flanke der Resonanzkurve des Schwingkreises gegenüber. Dadurch ergibt sich kein linearer Zusammenhang zwischen der Frequenzänderung und der sich ergebenden Amplitude des hochfrequenten Signals. Im demodulierten Signal macht sich dies als nichtlineare Verzerrung bemerkbar. Daher hat die Demodulation an einer (einzelnen) Flanke eines Schwingkreises heute keine Bedeutung mehr¹⁴.

Gegentakt-Flanken-Diskriminator

Die durch die Krümmung der Flanke des Schwingkreises verursachte Nichtlinearität lässt sich dadurch in gewissen Grenzen ausgleichen, dass zwei frequenzmäßig gegeneinander versetzte Schwingkreise zum Einsatz kommen, deren detektierte Ausgangsspannungen nunmehr subtrahiert werden. Dies gilt insbesondere für die geradzahigen Oberschwingungen. Durch geeignete Wahl der Resonanzfrequenzen und der Güten dieser Schwingkreise lässt sich die Schaltung so abgleichen, dass auch die ungeradzahigen Oberschwingungen minimiert werden. Das Bild 15 (oben) zeigt einen Gegentakt-Flanken-Diskriminator und seine Wandlerkennlinie (unten), die sich aus zwei Schwingkreis Resonanzkurven zusammensetzt und dadurch einen S-förmigen Verlauf erhält.

In Bild 15 (oben) ist in dem gestrichelten Rechteck das De-Emphase-Netzwerk gezeichnet, welches bei allen FM-Radios verwendet wird. Allerdings sind die Zeitkonstanten in USA (Region 2) unterschiedlich von Europa (Region 1). Die Region 1 verwendet eine Zeitkonstante von 50 μs , wohingegen die Region 2 75 μs verwendet. Für Europäische Verhältnisse müsste daher der Widerstand von 75 $k\Omega$ in 50 $k\Omega$ geändert werden.

Gegentakt-Flanken-Diskriminatoren finden sich ebenfalls bei Nachstimmaltungen (Automatic Frequency Control = AFC) und das bereits in „Groß-Supern“ der Vorkriegszeit [2].



¹⁴ Bei den ersten UKW-FM-Radios und im Tonkanal sehr früher Fernsehempfänger konnte man die Flankendemodulation vorfinden.

Leitungs-Diskriminatoren

Die Eingangswiderstände verlustfreier Leitungen, haben den Verlauf einer arctan-Funktion. Solche Leitungs-Demodulatoren [3], [4] verwenden Leitungen, die bei der Mittenfrequenz der FM-Schwingung $\lambda/8$ -lang sind und die quellseitig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden (Bild 16). Kombiniert man eine solche Leitung, die ausgangsseitig leer läuft, mit einer weiteren, die ausgangsseitig (hochfrequenzmäßig) kurz geschlossen ist, so erhält man aus der Überlagerung der beiden demodulierten Signale einen sehr linearen Zusammenhang mit der Frequenz¹⁵.

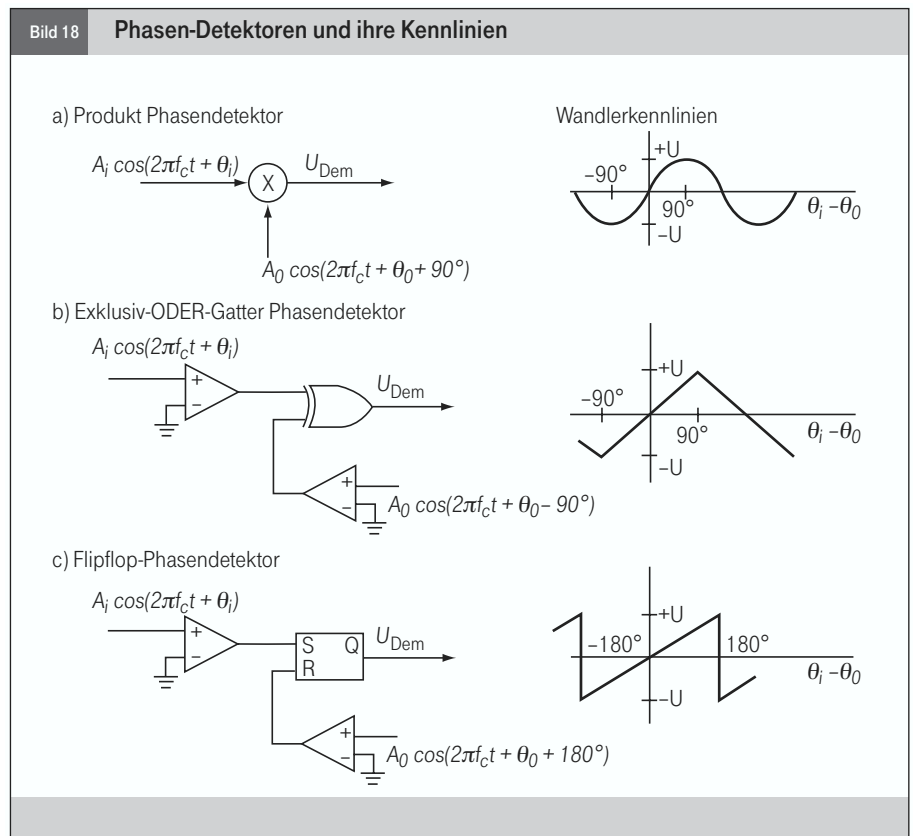
Diese Art der Diskriminatoren eignet sich besonders für sehr hohe Frequenzen, deren Wellenlängen λ klein sind. Jedoch wurde sie auch für einen Typ eines UKW-Radios angewendet, bei dem die $\lambda/8$ -Leitungen auf 10,7 MHz nur etwa 12 cm lang sind. Diese kurze Bauform wird dadurch ermöglicht, dass der Innenleiter der Koaxialleitungen spiralförmig aufgewickelt ist (Bild 17). Die Bandbreite dieses Diskriminators wird mit 5 MHz angegeben [5].

FM-Demodulatoren mit Frequenz- → Phase-Wandlung

Phasen-Demodulation

Bei cosinusförmigen Signalen ermittelt man die Phase aus ihren Nulldurchgängen, was einen Begrenzer erfordert. Es treten daher wieder mäanderförmige Signale auf.

Während sich eine Amplitude absolut bestimmen lässt, wie dies bei den vorausgegangenen Demodulatoren stets mittels eines Spitzen-Gleichrichters erfolgte, lässt sich im Gegensatz dazu eine Phase immer nur relativ zu einer Bezugsphase bestimmen. Ein Phasen-Demodulator benötigt demzufolge zwei Eingangssignale, ein Mess-Signal und ein Referenz-Signal. Das Bild 18 zeigt Block-



schaltbilder von Phasendetektoren und deren Kennlinien, wobei das Ausgangssignal nach einem (hier nicht gezeichneten) Tiefpass-Filter (Low Pass = LP) zur Verfügung steht.

Das Referenz-Signal hat eine Phasenverschiebung von 90° [Fall (a) und (b)] bezüglich des Mess-Signals für ein (mittleres oder Tiefpass-gefiltertes) Ausgangssignal von 0 V, was dann $\Delta\varphi = 0^\circ$ Phasenabweichung von der Referenzphase bedeutet. Für cosinusförmige Eingangsspannungen erhält man im nicht übersteuerten Fall eine sinusförmige

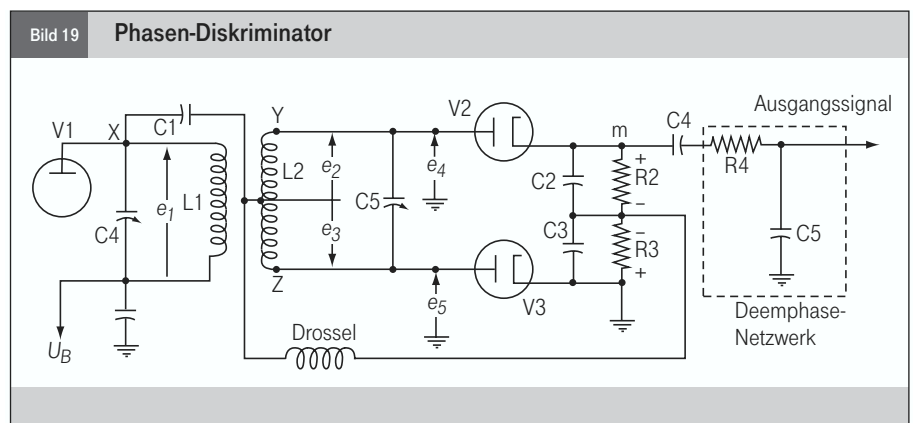
Demodulatorkennlinie. Als Vergleicher wird dann ein Multiplizierer verwendet.

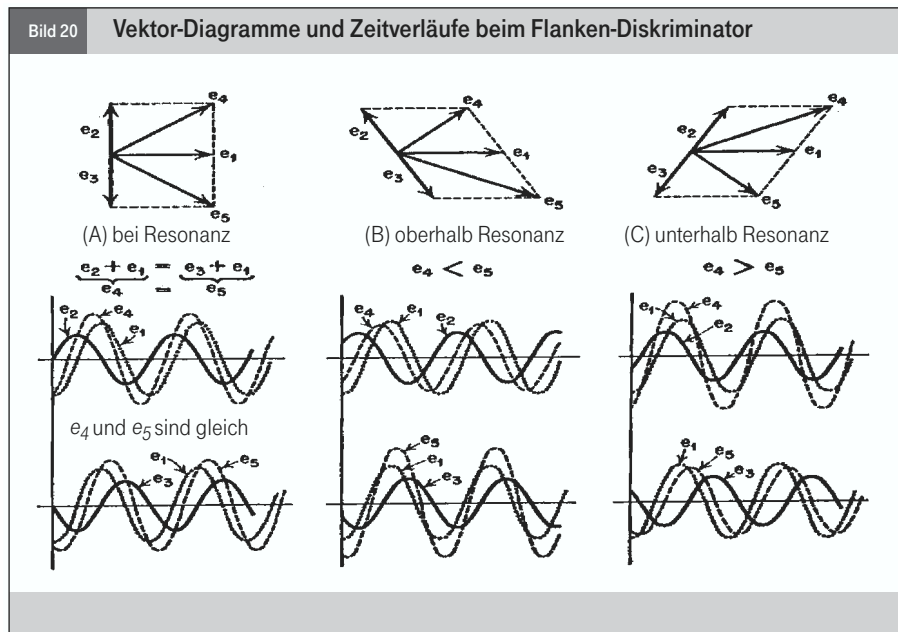
Die Demodulatorkennlinie ist linear (bzw. dreieckförmig) für mäanderförmige Eingangsspannungen. Dies ist der Fall, wenn eine Amplitudenbegrenzung vorliegt und entspricht dem übersteuerten Fall. Der Vergleicher ist in diesem Fall ein EXOR.

Wird als Vergleicher ein RS-Flip Flop¹⁶ verwendet [Fall (c)], erhält man eine sägezahnförmige Kennlinie. Das Referenzsignal muss in diesem Fall eine 180° -Phasenverschiebung

¹⁵ Mathematisch ergibt sich als Demodulator-Kennlinie eine Sinus-Funktion, die aber bei dieser Anwendung nur in der Nähe des Nullpunktes ausgereutet wird, wo sich der Sinus praktisch wie eine Gerade verhält.

¹⁶ RS-Flip-Flop: Digitales Kippglied, bei dem „R“ für Reset und „S“ für Set steht in Bezug auf den Ausgang.

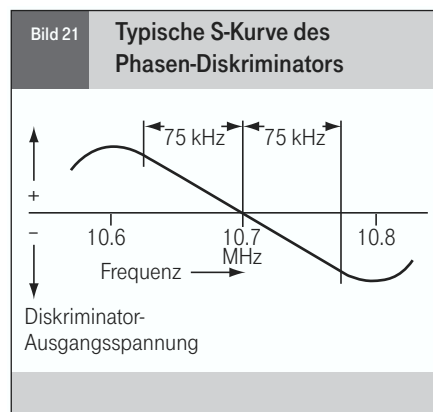




aufweisen. Zur FM-Demodulation wird diese Form allerdings nicht verwendet.

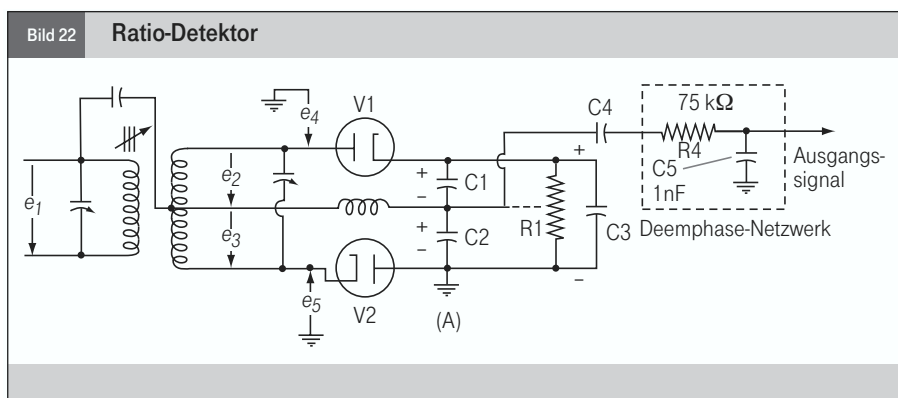
Alle FM-Demodulatoren mit Frequenz- → Phasen-Wandlung enthalten Phasen-Demodulatoren. Das erforderliche Referenz-Signal muss dabei aus dem FM-Signal gewonnen werden. Man nutzt dafür die Eigenschaft magnetisch gekoppelter Bandfilter aus, bei denen bei Resonanzfrequenz (Mittelfrequenz) zwischen den Spannungen der Primär- und der Sekundärseite genau eine 90°-Phasenverschiebung auftritt. Hierfür ist ein Abgleich des Filters notwendig, wodurch auch die Form der Demodulatorkennlinie beeinflusst wird.

In Halbleitertechnik wird ein Phasen-Demodulator nur noch in Form eines Multiplizierers¹⁷ realisiert.



Phasendiskriminator

Ursprünglich bestanden alle Phasendemodulatoren aus Dioden und HF-Bandfilter mit Anzapfungen, wie es in der Röhrentechnik üblich war. Der Phasendiskriminator wird auch nach Riegger¹⁸ oder Foster und Seeley benannt, weil hier dieses Prinzip zuerst verwendet wurde.



Das Bild 19 zeigt einen solchen Phasendiskriminator. Das Bandfilter besteht aus dem Primärkreis, an dem die Spannung e_1 steht und dem Sekundärkreis, wobei die Sekundärspule eine Mittenanzapfung hat. Die Teilspannungen e_2 und e_3 sind gegenüber e_1 bei der Mittelfrequenz des Bandfilters um +90° bzw. -90° gedreht. Durch den Koppelkondensator C_1 wird e_1 über die Mittenanzapfung jeweils zu e_2 bzw. e_3 (geometrisch) addiert und bilden die Spannungen e_4 bzw. e_5 . Die gleichgerichteten Spannungen an den Widerständen R_1 und R_2 sind dadurch gleich groß, heben sich in ihrer Summe aber auf, weil sie gegeneinander geschaltet sind. Ist jedoch auf Grund der Frequenzmodulation die Momentanfrequenz ungleich der Mittelfrequenz, ist die Phasendrehung der Sekundärspannung e_1 ≠ 90° bezüglich der Primärspannung e_1 . Dadurch werden die Beträge der Spannungen e_4 und e_5 ungleich und es entsteht aus deren Differenz eine Ausgangsspannung.

Die Funktionsweise des Phasen-Diskriminators wird in Bild 20 graphisch veranschaulicht. In der oberen Zeile sind die Spannungen als Vektoren dargestellt, wodurch deren Beträge und Phasen sehr einfach erkennbar werden. In den folgenden Zeilen sind die Zeitverläufe der Spannungen gezeigt. Der Fall (A) ist genau bei der Mittelfrequenz (im Allgemeinen 10,7 MHz). Der Fall (B) stellt die Verhältnisse dar, wie sie oberhalb der Mittelfrequenz entstehen und (C) ist entsprechend unterhalb der Mittelfrequenz.

Die Phasenverschiebungen, die sich bei einer Frequenz-Veränderung ergeben, hängen ab von den Übertragungs-Eigenschaften des Bandfilters. Als Demodulatorkennlinie ergibt sich eine S-Form, die in der Nähe ihres Nulldurchgangs einigermaßen linear ist (Bild 21).

Aus dem Zeigerdiagramm ist zu erkennen, dass eine Amplitudenschwankung sofort in

¹⁷ Als IC beispielsweise der MC 1495 (Vierquadrantenmultiplizierer) oder der MC 1496 (Ringmischer).

¹⁸ Riegger verwendete einen solchen Diskriminator zur Konstanthaltung der Drehzahl eines Maschinen-Senders. Maschinen-Sender sind Generatoren hoher Leistung mit Frequenzen bis zu mehreren 100 kHz. Nach 1900 dienten sie zur transatlantischen Telegraphie.

Verwendete Abkürzungen

AFC	Automatic Frequency Control
AM	Amplitudenmodulation
AND	Logisch UND
CPM	Continuous Phase Modulation
CR	Capture Ratio
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunication
EXOR	Logisch Exklusiv Oder
FLL	Frequency Locked Loop
FM	Frequenzmodulation
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communication
HF	Hochfrequenz
I-Signal	In Phase-Signal
IC	Integrated Circuit
LF	Loop Filter
LP	Low Pass
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phasenmodulation
Q-Signal	Quadratur-Signal
RC	Produkt aus R und C
RS	Reset/Set
UKW	Ultrakurzwellen
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WM	Winkelmodulation
ZF	Zwischenfrequenz

die Zeigerlängen und damit in die Amplitude der demodulierten Spannung eingeht. Daher benötigt ein Phasendiskriminator einen vorgeschalteten Begrenzer-Verstärker.

Ratio-Detektor

Der Ratio-Detektor oder Verhältnis-Gleichrichter hat große Ähnlichkeit mit dem Phasendiskriminator, jedoch ist eine der Gleichrichter-Dioden umgedreht, es gibt nur noch einen Arbeitswiderstand R_1 und das demodulierte Signal wird an der Anzapfung der Sekundärspule abgenommen¹⁹ (Bild 22). Durch die Polung der Dioden addieren sich nunmehr die beiden demodulierten Spannungen, wie an den eingezeichneten Polaritäten der Kondensatoren C_1 und C_2 zu erkennen ist.

Andererseits ist die Summen-Spannung, die an C_3 auftritt, proportional zur Größe der

Spannung e_1 und damit zum Empfangssignal. Nun wählt man aber den Wert von C_3 etwa zu $3 \mu\text{F}$ bis $10 \mu\text{F}$, wodurch sich eine Entladezeitkonstante $T = R_1 \cdot C_3 \approx 0,25 \text{ s}$ ergibt. Dadurch wird die Spannung an C_3 bei kurzzeitigen Signalschwankungen konstant gehalten, wodurch sich eine Begrenzerwirkung ergibt²⁰.

Die Teilspannungen an C_1 und C_2 , aus denen das demodulierte Ausgangssignal entsteht, können sich bei festgehaltener Summen-Spannung nur noch in ihrem Verhältnis zueinander gemäß der FM ändern. Daher kommt der Name „Verhältnis-Gleichrichter“ bzw. „Ratio-Detektor“.

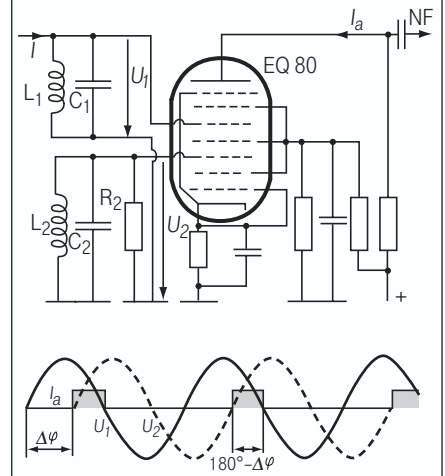
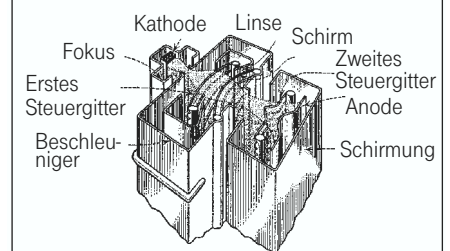
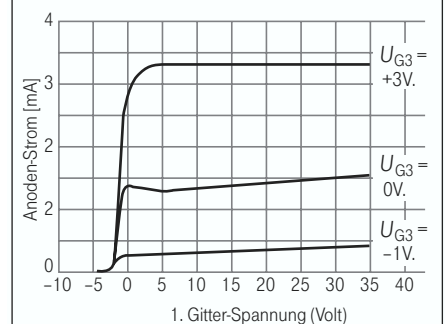
Phasendetektor mit EQ 80

Die notwendige 90° -Phasendrehung wird wieder mittels eines Zwei-Kreis-Bandfilters erreicht, wie in der Schaltung Bild 23 gezeigt. Der Phasenvergleich wird nun in einer Spezialröhre mit neun Elektroden vorgenommen, einer Nonode oder Enneode. Die EQ 80 hat in dieser Beschaltung die Eigenschaft, dass für positive Spannungen an den Gittern 3 und 5 ein konstanter Anodenstrom fließt, unabhängig von der tatsächlichen Größe dieser Gitterspannungen. Dadurch erreicht man hier wiederum einen Begrenzer-Effekt und kann sich eine extra Begrenzerstufe sparen.

Da die Referenz-Phase auch hier, wie in den vorausgegangenen Demodulatoren, aus der Sekundärspannung eines Bandfilters gewonnen wird, erhält man eine entsprechende S-förmige Demodulator-Kennlinie.

Phasendetektor mit 6BN6

Auch bei diesem Demodulator wird die Referenz-Phase mittels eines zweiten Schwingkreises gewonnen, der jedoch diesmal über den Elektronenstrom angekoppelt ist und so seine 90° -Phasendrehung erhält. Interessant ist die Konstruktion der 6BN6, weil diese ein elektronenoptisches System für die Strahlführung aufweist (Bild 24). Aus den Kennlinien der 6BN6 ist zu ersehen, dass auch hier ein Begrenzer-Effekt realisiert ist (Bild 25). Der Elektronenstrom wird dadurch entsprechend der HF-Spannung geschaltet²¹.

Bild 23 Frequenz-Diskriminator mit EQ 80**Bild 24** Konstruktion der 6BN6**Bild 25** Kennlinien der 6BN6

¹⁹ Die gestrichelt eingezeichnete Verbindung muss beim Abgleich des Ratio-Detektors geschaltet werden. Zusätzlich ist dann der Kondensator C_3 durch eine Batterie mit geeigneter Spannung zu ersetzen.

²⁰ Ein Ratio-Detektor benötigt daher keinen vorgeschalteten Begrenzer-Verstärker. Ein zusätzlicher Begrenzer-Verstärker liefert allerdings bessere Ergebnisse.

²¹ Die 6BN6 wird auch als „gated-beam tube“ bezeichnet.

Schlussbetrachtung

Die Frequenzmodulation und -demodulation spielt auch heute noch eine wichtige Rolle. Weitere Anwendungsbeispiele für die FM sind die GMSK, die eine CPM darstellt und bei GSM und auch in schnurlosen DECT- (Digital Enhanced Cordless Telecommunication-)Telefonen zum Einsatz kommt, und die bei Bluetooth eingesetzte Modulation der Hopping-Frequenzen. Dort werden in den einzelnen Frequenz-Schlitzen FM-Empfänger (Demodulatoren) zur leichteren Synchronisation auf die einzelnen Träger eingesetzt.

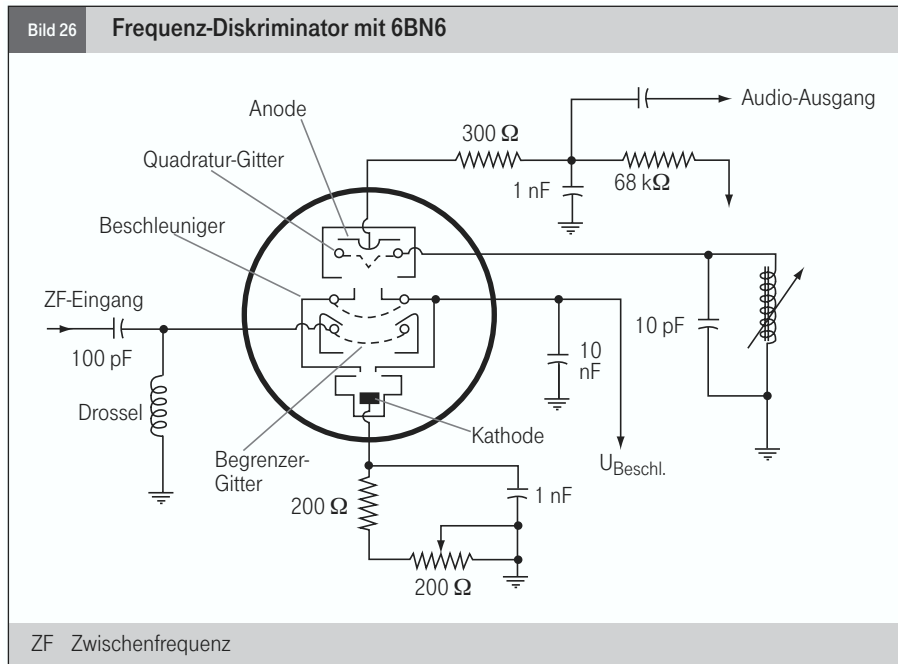
(Ge)

Literaturhinweise

- [1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer, 10.A. 1993.
- [2] Günther, H. Fortschritte der Funktechnik und ihre Grenzgebiete, Bd. 1, Frankh, 1936.
- [3] Meinke, H. H.; Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Auflage, Springer 1968, S. 1389.
- [4] Panter, P. F.: Modulation, Noise, and Spectral Analysis, McGraw Hill, 1965.
- [5] Sieghthaler, M.; Mathys, E.: FM-Stereo-Tuner mit ungewöhnlicher Schaltung, Funkschau Nr. 16/1969, S. 533-536.
- [6] Ghirardi, A. A.: Radio and Television Receiver Circuitry and Operation, Rinehart, 1955.
- [7] Ghirardi, A. A.: Radio and Television Receiver Troubleshooting and Repair, Rinehart, 1955.
- [8] Raschkowitsch, A.: Phasenwinkelmodulation, Fachbuchverlag Leipzig, 1952.
- [9] Woschni, E. G.: Frequenzmodulation, Theorie und Technik, Verlag Technik Berlin, 1962.
- [10] Güttinger, P.: Frequenz-Modulation, Verlag Leemann Zürich, 1947.
- [11] Tibbs, C. E.; Johnstone, G. G.: Frequency Modulation Engineering, Chapman and Hall, 2nd Ed. 1956.
- [12] Roddy, D.; Coolen, J.: Electronic Communications, Prentice Hall, 4th Ed. 1995.
- [13] Diefenbach, W. W.: Radio-Service, Frankh, 4. A. 1958.
- [14] Gardner, F. M.: Phaselock Techniques, Wiley, 1966.
- [15] Freudenberg, H.: Die interessante Schaltung: Körting Royal-Syntektor 55 W, GFGF 2002 und Radiomuseum, Forum, 367, Schaltungstechnik.
- [16] ReVox: Serviceanleitungen zu A 76 und B 760, o. J.
- [17] Anderson, J. B.; Aulin, T.; Sundberg, C. E.: Digital Phase Modulation, Plenum Press, 1986.
- [18] Hambley, A. R.: An Introduction to Communication Systems, Computer Science Press, 1990.
- [19] Dunlop, J.; Smith, D. G.: Telecommunications Engineering, Van Nostrand, 2nd Ed. 1989.

Internetlinks

<http://www.radiomuseum.org/forums/radio/dispatch.cgi/G3>



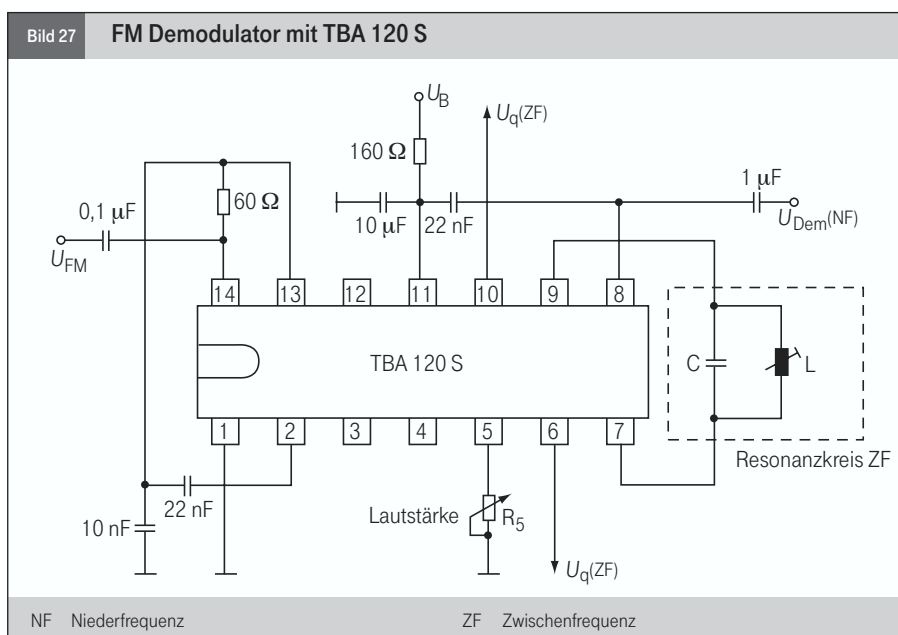
Die Einbettung der 6BN6 in eine Demodulatorschaltung zeigt das Bild 26. Der 300-Ω-Widerstand an der Anode dient der Linearisierung der Kennlinie.

Phasendetektor mit Integrierten Schaltkreisen

Bei Phasendiskriminatoren mit ICs hat sich der kreuzgekoppelte Differenzverstärker durchgesetzt. Üblicherweise ist im gleichen IC auch noch der Begrenzerverstärker untergebracht, der ebenfalls aus Differenzverstärkern besteht²².

Das Bild 27 zeigt einen kompletten Begrenzerverstärker und FM-Diskriminator am Beispiel des TBA 120 S. Die Referenzphase wird auch hierbei mittels eines Schwingkreises erzeugt. Die Ankopplung des Schwingkreises wird im IC über integrierte Kapazitätsdioden (D_1, D_2 in Bild 3) vorgenommen. Daher ergibt sich als Demodulator-Kennlinie wiederum ein S-förmiger Verlauf.

²² Typische Beispiele für solche ICs sind der TBA 120 und der CA 3089. Bei modernen Konzepten besteht der vollständige FM-Empfänger aus einem einzigen IC.



Bestellantwort

Bitte senden Sie diese Bestellung per Fax an: 0431 71637634

Ja, ich möchte

- die Fachzeitschrift „WissenHeute“** zum derzeitigen Jahrespreis von 23,40 €/Inland oder 30,60 €/Ausland einschließlich 7% MwSt. und Versand abonnieren. Das Abonnement gilt für ein Kalenderjahr und verlängert sich automatisch um ein weiteres Kalenderjahr, wenn es nicht spätestens bis zum 1. November des jeweiligen Jahres gekündigt wird. Bitte beginnen Sie mit der Auslieferung ab der Ausgabe (auch rückwirkend möglich):

Monat _____ /Jahr _____

Als Auszubildende/r der Deutschen Telekom verwenden Sie bitte das Bestellblatt aus dem Intranet unter <http://training.telekom.de>

- die CD-ROM 2003** bestellen. Sie enthält alle Ausgaben des Jahrgangs 2003 sowie ein Lexikon der Telekommunikations- und Informationstechnik mit über 18 500 Begriffen. Bitte senden Sie mir _____ Stück der CD-ROM 2003 jeweils zum Preis vom 15,00 € für Abonnenten/ 30,00 € für Nichtabonnenten der Fachzeitschrift (einschließlich 16% MwSt. und Versand).
Meine Abo-Nummer lautet: *C10964#00 _ _ _ _ _

- folgende Einzelhefte** zum Stückpreis vom 2,50 € für Abonnenten/3,00 € für Nichtabonnenten bestellen (einschließlich 7% MwSt. und Versand).

Monat/Jahr

Lieferanschrift/Rechnungsanschrift (Bestellungen auf Rechnung sind nur mit identischer Liefer- und Rechnungsanschrift möglich)

Vorname		Straße/Hausnr.	
Nachname		Postleitzahl	
Namenszusatz		Ort	

Angabe für statistische Zwecke

Bitte kreuzen Sie an: Mitarbeiter/in der Deutschen Telekom Ja Nein

Widerrufsrecht

Dieser Auftrag kann innerhalb von 14 Tagen schriftlich bei der Deutschen Telekom AG, Telekom Training, Redaktion WissenHeute, Oberer Landweg 27, 21033 Hamburg, widerrufen werden. Diese Frist beginnt, sobald Sie diese Widerrufsbelehrung erhalten haben. (§§ 312 d I 1, 355 III BGB).

_____	_____	_____
Datum und Unterschrift	Kostenstelle	Datum und Unterschrift der/des Kostenstellenverantwortlichen (nur bei internen Bestellungen der Deutschen Telekom auszufüllen)

Einzugsermächtigung

Der Bezugspreis soll bis auf Widerruf jeweils von folgendem Konto eingezogen werden.
Die Einzugsermächtigung erlischt mit der Kündigung des Abonnements.

Kontoinhaber		Kontonummer	
Bankleitzahl		Kreditinstitut	

Datum und Unterschrift			