



Modulationsverfahren

- 8. Modulation
 - 8.1. Amplitudenmodulation
 - 8.1.1. Seitenbandtheorie der AM
 - 8.1.2. Amplitudenmodulatoren
 - 8.2. Einseitenband- und Restseitenband-AM
 - 8.3. AM-Demodulation
 - 8.3.1. Hüllkurvendemodulation
 - 8.3.2. Synchrondemodulation
 - 8.4. Frequenzmodulation
 - 8.4.1. Seitenbandtheorie der FM
 - 8.4.2. Schmalband-FM
 - 8.4.3. Frequenzmodulatoren
 - 8.4.4. Störabstand bei FM
 - 8.5. FM-Demodulation
 - 8.6. Frequenzmultiplextechnik
 - 8.6.1. Trägerfrequenztelefonie
 - 8.6.2. Rundfunk
 - 8.7. Pulsmodulationsverfahren
 - 8.7.1. Pulsamplitudenmodulation
 - 8.7.2. Pulsdauermodulation
 - 8.7.3. Pulsfrequenz- und Pulsphasenmodulation
 - 8.8. Zeitmultiplextechnik

8. Modulation

Mischung

Erzeugung neuer Frequenzkomponenten (Summen- und Differenzfrequenzen) aus Grundwellen und Oberwellen von i. a. zwei Eingangssignalen mit unterschiedlicher Frequenz

Frequenzvervielfachung

Erzeugung von ganzzahligen Vielfachen (Oberwellen) eines Eingangssignals bestimmter Frequenz (Grundwelle)

Modulation

Beeinflussung einer Kenngröße eines Trägersignals durch das aufzuprägende Signal (NF-Signal, Bitfolge)

Einteilung der Modulationsverfahren

Signalform des Trägers	Sinusförmig		Impulsförmig
Modulierendes Signal	analog	digital	analog
Verfahren	Amplitudenmodulation	Amplituden- tastung	Pulsamplituden- modulation
	Frequenz- modulation	Frequenz- umtastung	Pulsfrequenz- modulation
	Phasen- modulation	Phasen- umtastung	Pulsphasen- modulation
			Pulsdauer- modulation

Digitale Modulation im Basisband

Pulskodemodulation
Deltamodulation
und Modifikationen

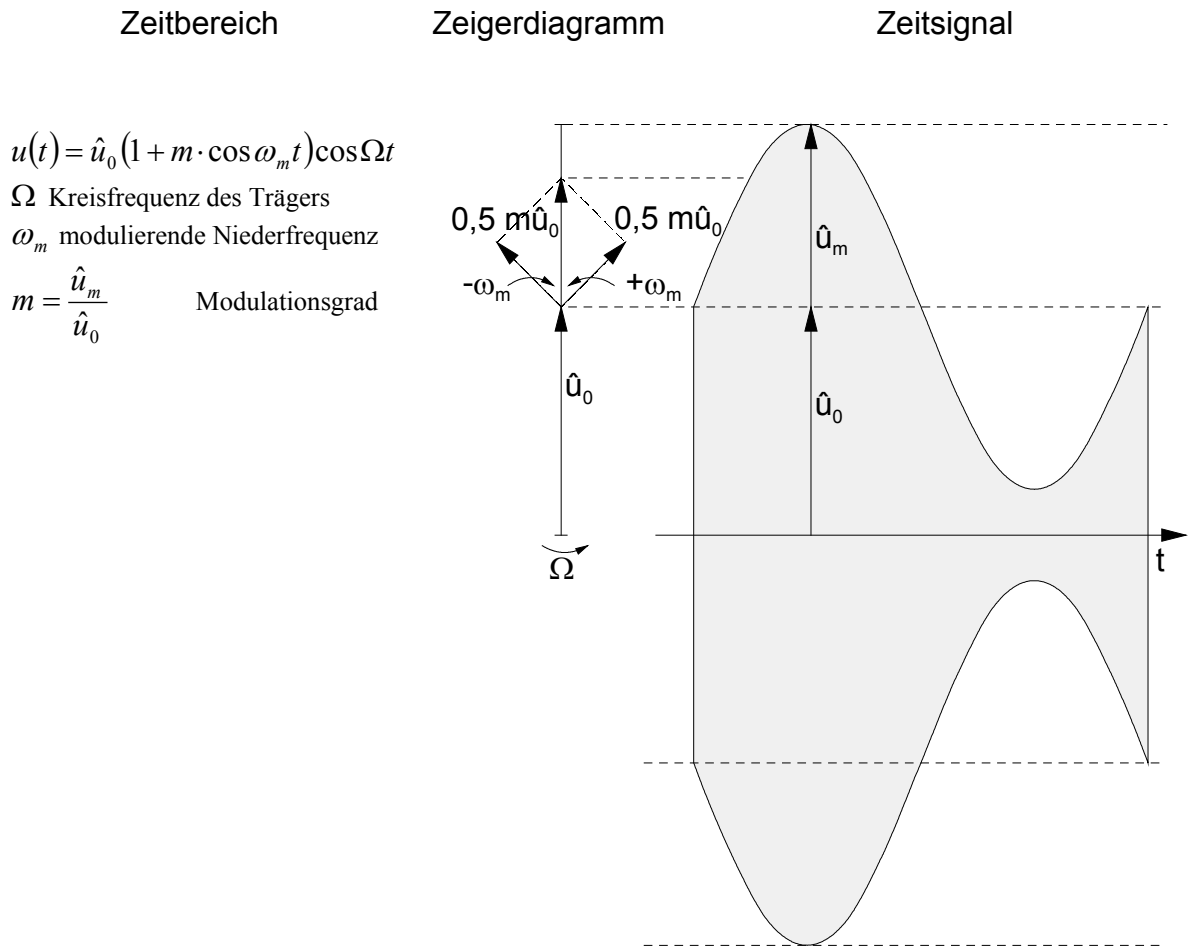
Literatur

Mäusl	Analoge Modulationsverfahren
Meinke; Gundlach	Taschenbuch der HF-Technik I-III
Geißler u.a.	Berechnungs- und Entwurfsverfahren der HF-Technik
Werner	Nachrichtentechnik
Meyer	Kommunikationstechnik
Mildenberger	Informationstechnik kompakt
Vogel	Signaltheorie und Kodierung

In dieser Übersicht wurden Teile einer zusammenfassenden Darstellung von Herrn Prof. Dr.-Ing Buchwald verwendet.

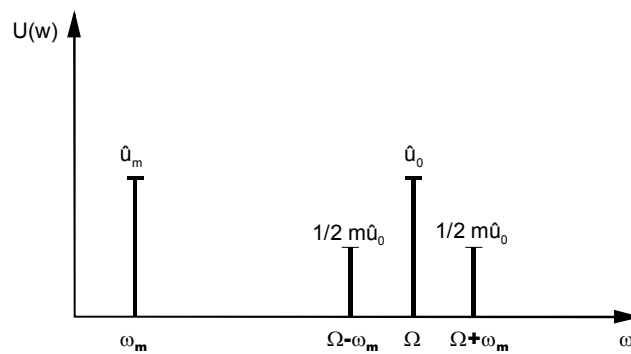
8.1. Amplitudenmodulation

8.1.1. Seitenbandtheorie der AM



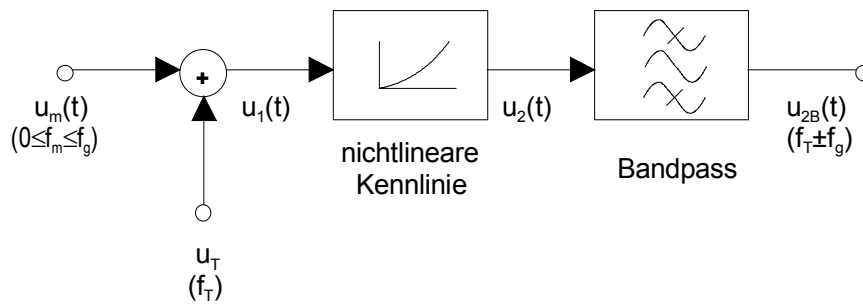
Frequenzbereich

$$U(\omega) = \hat{u}_0 \cos \Omega t + \frac{m}{2} \hat{u}_0 \cos(\Omega + \omega_m) t + \frac{m}{2} \hat{u}_0 \cos(\Omega - \omega_m) t$$



8.1.2. Amplitudenmodulatoren

Allgemeine Struktur



Taylorreihenentwicklung der Kennlinie $U_2 = f(U_1)$ und Aussteuerung um bestimmten Arbeitspunkt mit

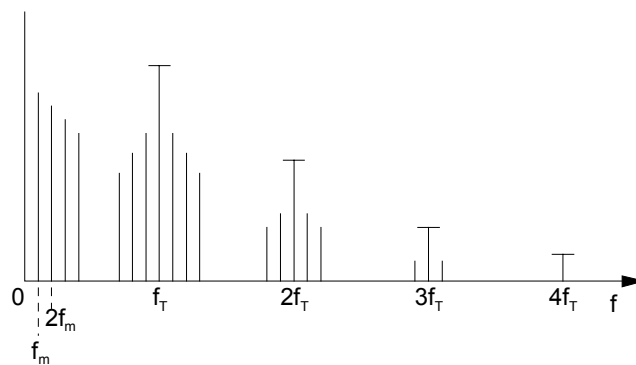
$$u_1(t) = u_m(t) + u_T(t)$$

ergeben für das Ausgangssignal

$$u_2(t) = S u_1(t) + \frac{T}{2} u_1^2(t) + \frac{W}{6} u_1^3(t) + \frac{Z}{24} u_1^4(t) + \dots$$

Die Steilheit S, Krümmung T usw. ergeben sich entsprechend der Taylorreihenentwicklung.

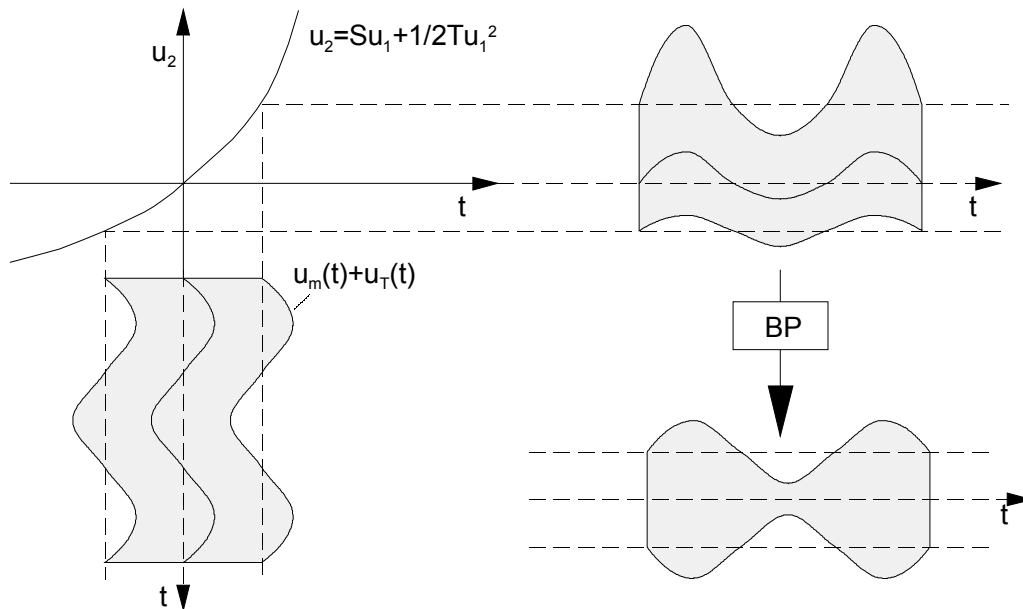
Resultierendes Spektrum



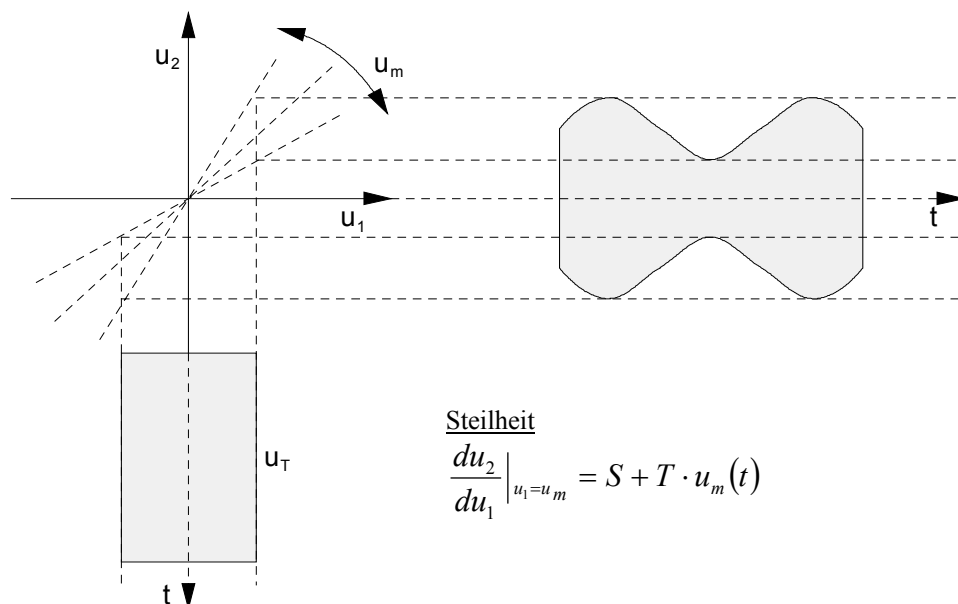
Verzerrungsfreie AM

Realisierung durch Aussteuerung an einer quadratischen Kennlinie ($W = Z = \dots = 0$). Spektrum enthält neben den NF-Frequenzen nur Träger und oberes und unteres Seitenband sowie die doppelte Trägerfrequenz.

Zeitliche Darstellung der Modulation mit quadratischer Kennlinie

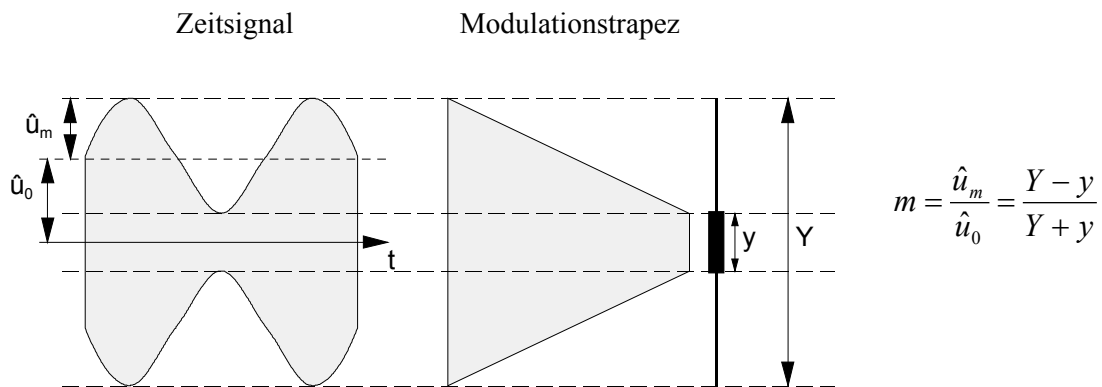


Zeitliche Darstellung der Modulation mit gesteuerter Steilheit



Der Modulationsvorgang an der angenommenen quadratischen Kennlinie $U_2 = f(U_1)$ kann so aufgefaßt werden, daß sich abhängig von der Größe der modulierenden NF-Spannung eine unterschiedliche Steilheit ergibt, die zu einer von der NF-Amplitude abhängigen Verstärkung der Trägerschwingung und damit zu einer Amplitudenmodulation führt. Die praktische Realisierung eines Amplitudenmodulators mit Steilheitssteuerung kann durch einen Analogmultiplizierer (z.B. stromgesteuerter Differenzverstärker) erfolgen.

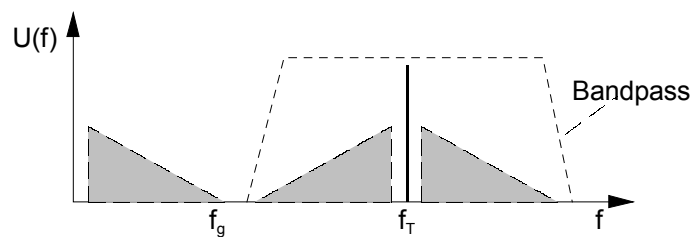
Ermittlung des Modulationsgrades m



8.2. Einseitenband- und Restseitenbandmodulation

DSB-AM

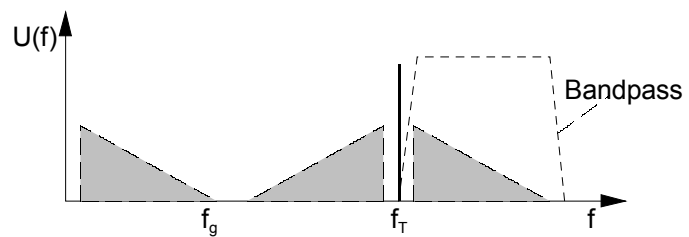
Doppelseitenband-AM bzw. Zweiseitenband-AM



Einsatz z.B. beim Rundfunk (Lang-, Mittel- und Kurzwelle)

ESB-AM (SSB-AM)

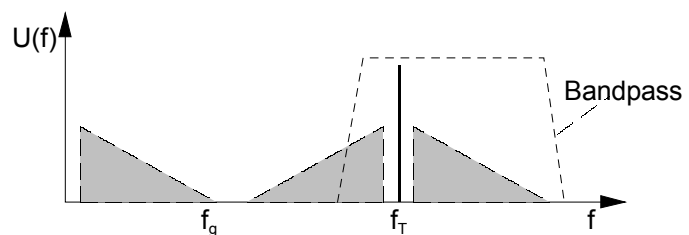
Einseitenband-AM (Single-Side-Band-AM)



Unterdrückung eines Seitenbandes und des Trägers; Einsatz z.B. beim Kurzwellen-Amateurfunk und bei Trägerfrequenztelefonie

RSB-AM

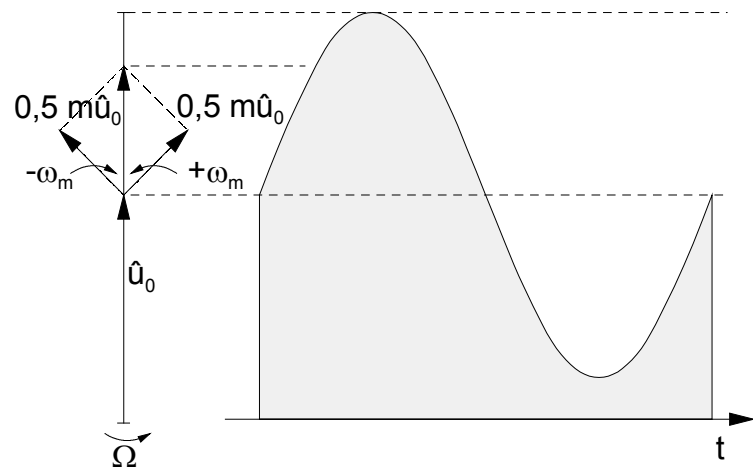
Restseitenband-AM



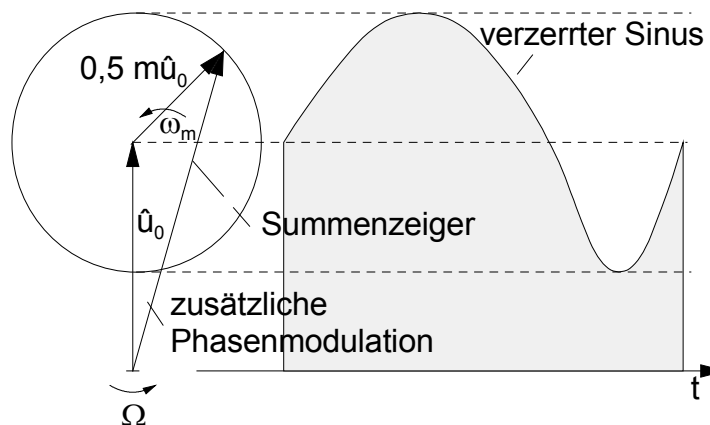
Unterdrückung eines Seitenbandes bis auf einen Anteil im Bereich des Trägers, der auf jeden Fall mit übertragen wird. Einsatz z.B. bei der Fernsehsignalübertragung

Zeigerdiagramm und Zeitsignal (Hüllkurve) von DSB- und ESB-AM im Vergleich

DSB-AM



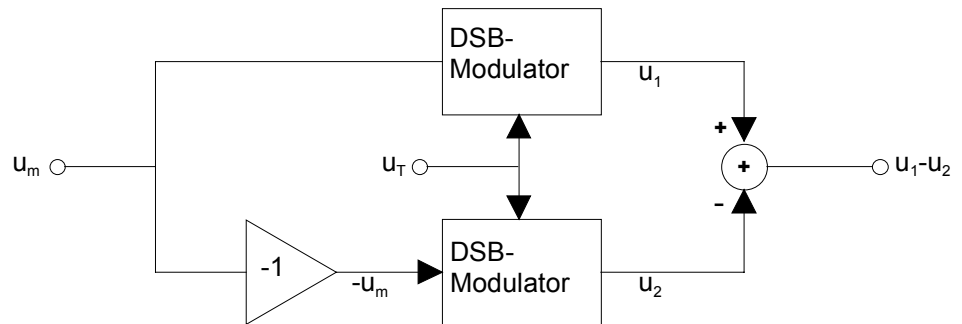
ESB-AM (SSB-AM)



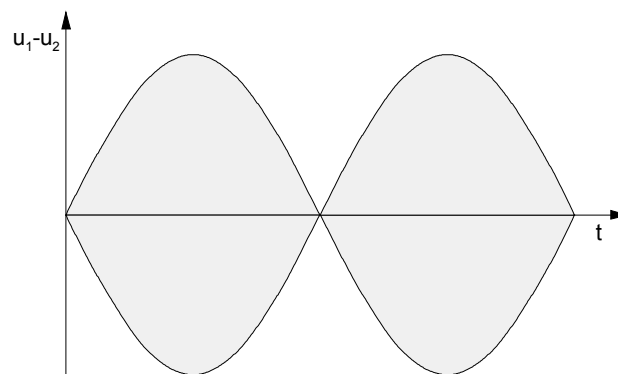
Vorteile ESB/RSB-AM	Halbierung der Übertragungsbandbreite, höhere Sendeleistung für das Nutzband verfügbar
Nachteile	Modulatoren und Demulatoren aufwendiger
ESB-AM günstig für	Modulationssignale ohne Gleichanteil (Träger kann unterdrückt werden) Beispiel: Sprach- und Musiksignale
RSB-AM günstig für	Modulationssignale mit Gleichanteil (Träger muß mit übertragen werden) Beispiel: Fernsehsignale

Modulatoren für ESB-AM

Prinzip der Trägerunterdrückung

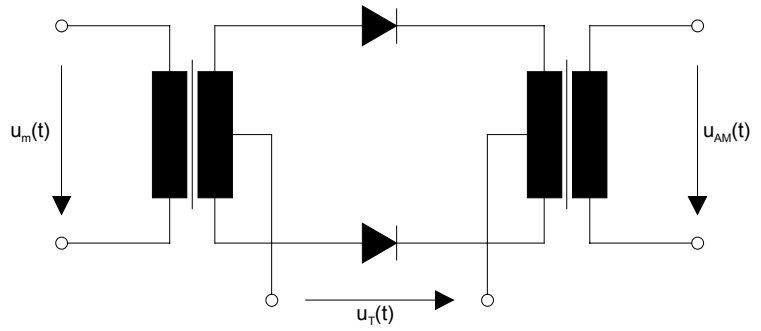


Zeitfunktion einer DSB-AM mit Trägerunterdrückung (Hüllkurve):

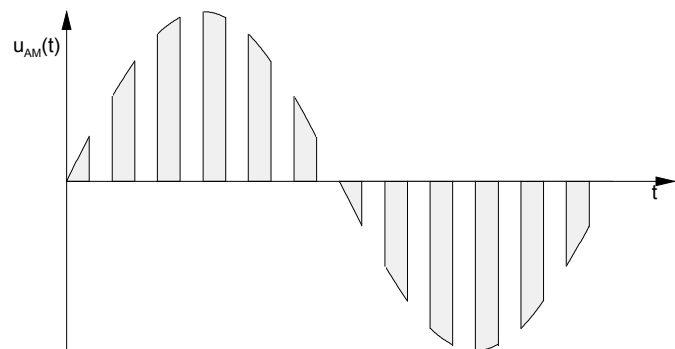
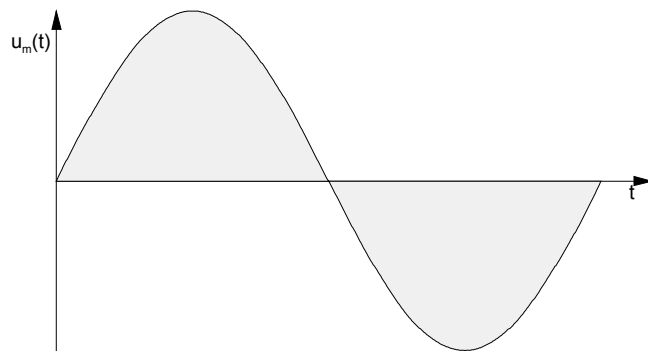
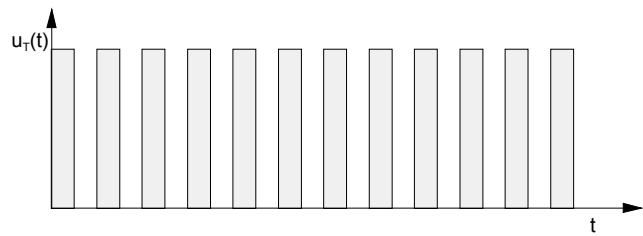


Praktische Realisierung

Gegentaktmodulator

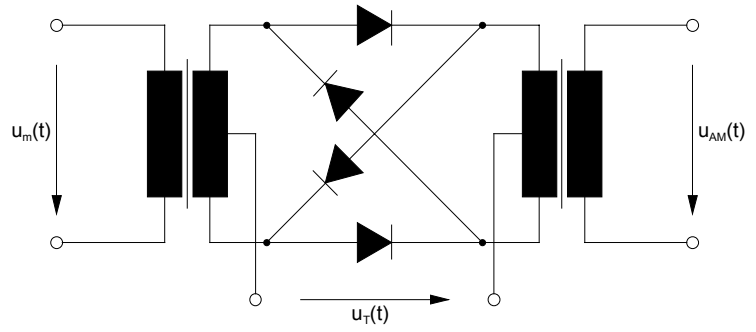


Zeitfunktionen

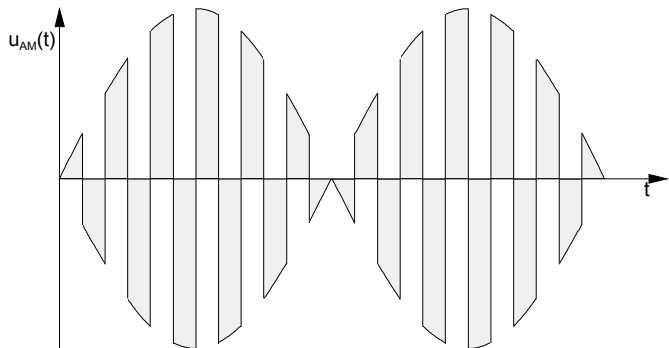
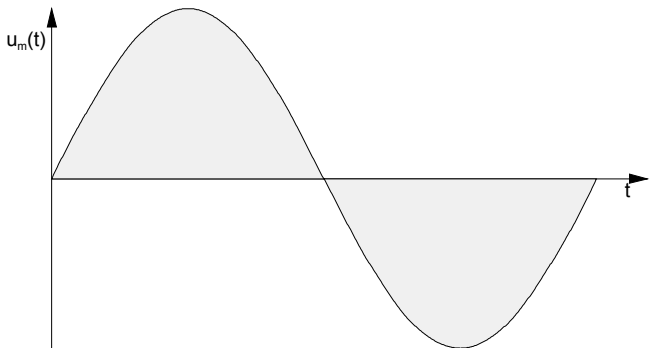
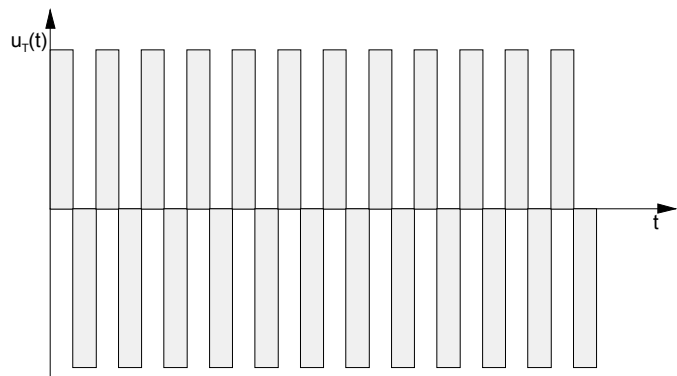


Der Träger ist nicht mehr enthalten; das Basisband ist jedoch noch überlagert!

Ringmodulator



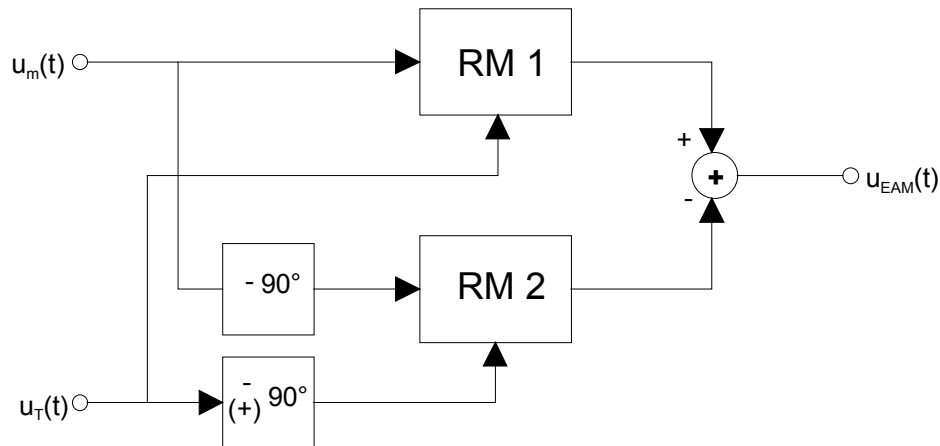
Zeitfunktionen



Träger **und** Basisband sind nicht mehr im Ausgangs-Signal enthalten!

Zur Realisierung einer Einseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger muß sowohl beim Gegentakt- als auch beim Doppelgegentaktmodulator (Ringmodulator) noch ein Seitenband durch Filterung unterdrückt werden (Filtermethode). Durch entsprechende Phasendrehung der zwei Ringmodulatoren zugeführten Signale (modulierende Schwingung $u_m(t)$ und Trägerschwingung $u_T(t)$) sowie Differenzbildung der jeweiligen Ausgangssignale kann ebenfalls eine SSB-AM mit unterdrücktem Träger erzeugt werden (Phasenmethode).

Einseitenbandmodulator (Phasenmethode)

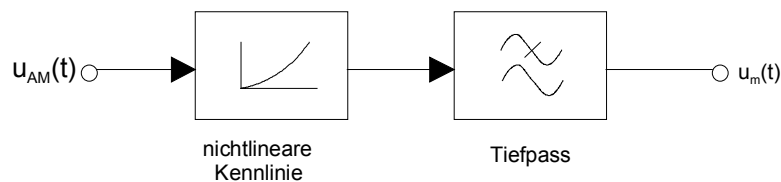


Im Ausgangssignal von RM2 sind die Seitenlinien wegen der Trägerphasenverschiebung um 90° gegenüber denen von RM1 verdreht. Die zusätzliche Phasendrehung der NF vor dem RM2 entspricht für die eine Seitenlinie eine weitere Drehung um 90° , für die andere eine Rückführung um 90° , so daß diese die gleiche Phasenlage wie die entsprechende Linie hinter RM1 aufweist, während die andere in Gegenphase liegt. Durch die Addition der beiden Modulatorsignale hebt sich daher ein Seitenband heraus (der Träger ist ohnehin unterdrückt).

8.3. AM-Demodulation

Demodulation: Rückgewinnung der in der modulierten Schwingung übertragenen Information.

Funktionsprinzip

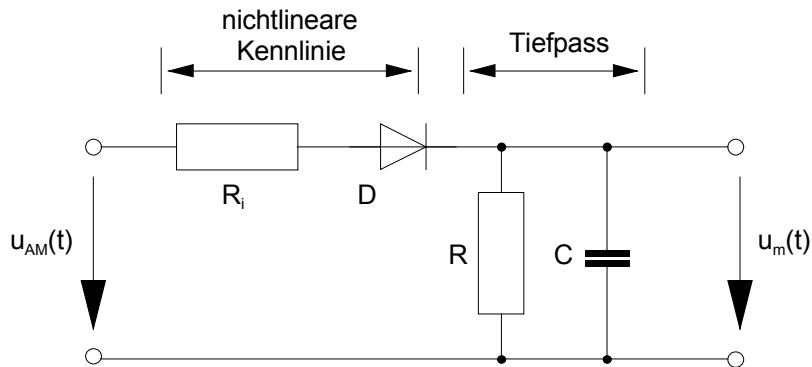


An der nichtlinearen Kennlinie werden Oberwellen und Kombinationsfrequenzen erzeugt. Nur f_m wird jedoch als niederfrequente Differenzfrequenz vom Tiefpass durchgelassen, während alle Summenfrequenzen und Oberwellen unterdrückt werden.

8.3.1. Hüllkurvendemodulation

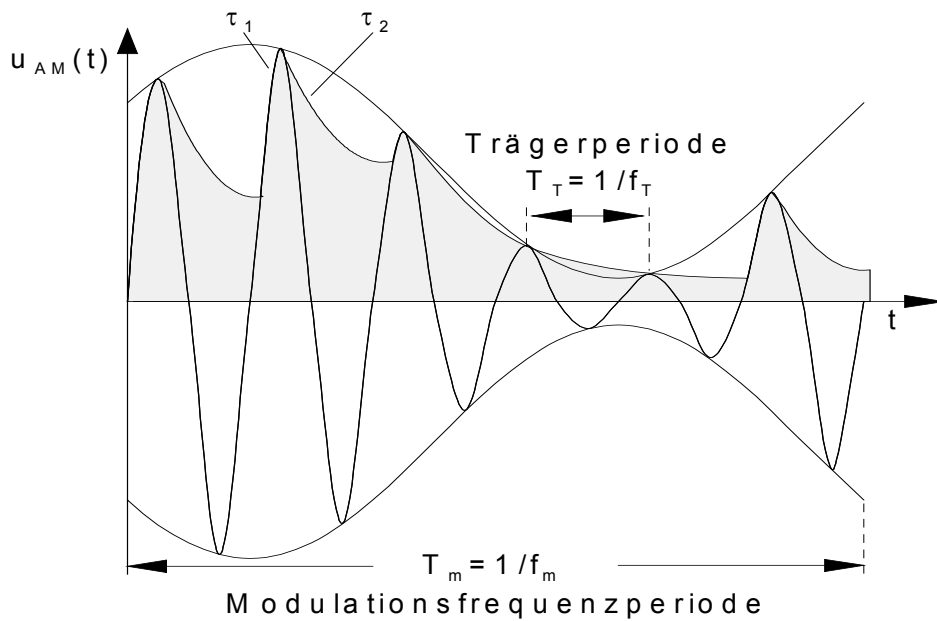
Die Hüllkurvendemodulation liefert ein Signal proportional zur Trägerhüllkurve. Daher ist der Einsatz dieses Demodulator Typs auf die DSB-AM beschränkt! Einfache Realisierung mit Diode als Nichtlinearität und RC-Tiefpaß (Spitzenwertgleichrichtung).

Schaltung



R_i entspricht dem Innenwiderstand der Quelle

Zeitfunktion



$\tau_1 = R_i \cdot C$ Aufladezeitkonstante

$\tau_2 = R \cdot C$ Entladezeitkonstante

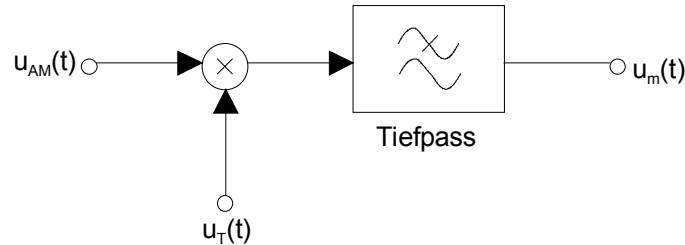
Dimensionierungsbedingung

$T_T \ll R \cdot C \ll T_m$

8.3.2. Synchrondemodulation (Produktdemodulation)

Ein Synchronmodulator verschiebt die AM-Seitenbänder vom Träger- in den Basisbandbereich. Liegt wie bei ESB-AM nur ein Seitenband vor, so wird dieses ebenfalls in die Basisbandebene geschoben, so daß eine fehlerfreie Demodulation sowohl für DSB-AM als auch für ESB-AM gewährleistet ist.

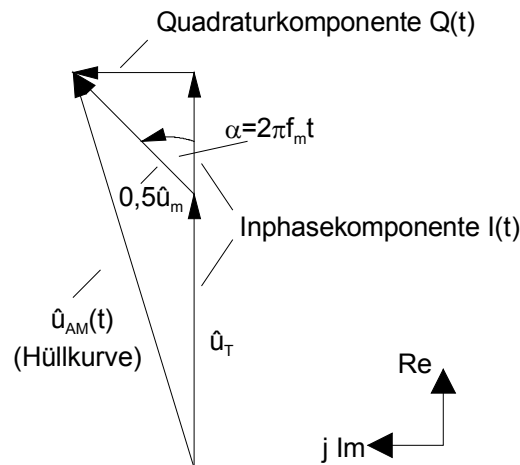
Funktionsprinzip



Hinter dem Multiplizierer treten Kombinationsfrequenzen zwischen den Spektralkomponenten aus $u_{AM}(t)$ und $u_T(t)$ auf. Das niederfrequente Demodulationssignal kann das Filter passieren, hochfrequente Summenfrequenzen werden unterdrückt. Als Multiplizierer kann in der Praxis ein Ringmischer eingesetzt werden.

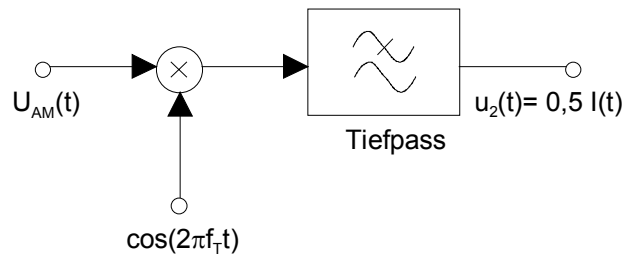
Die Demodulation einer ESB-AM kann auch durch eine Multiplikation der in Trägerrichtung liegenden Komponente (Inphasekomponente) bzw. des senkrecht dazu liegenden Anteils (Quadraturkomponente) mit einem phasenrichtigen Zusatzträger erfolgen.

Zeigerdiagramm ESB-AM (mit Träger)

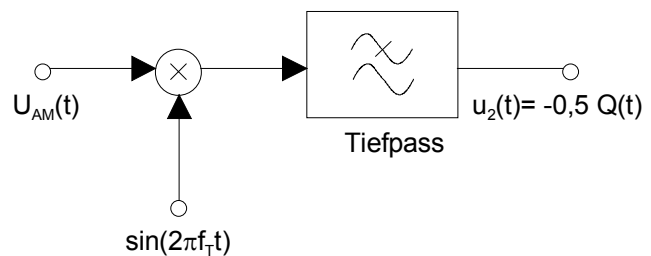


Inphasekomponente	$I(t) = \hat{u}_T + \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_m \cos(2\pi f_m t)$ → Projektion auf die Trägerphase
Quadraturkomponente	$Q(t) = \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_m \sin(2\pi f_m t)$ → Projektion senkrecht zur Trägerphase
Resultierender Zeiger	$\hat{u}_{AM}(t) = I(t) + jQ(t)$ (komplex)
Hüllkurve	$\hat{u}_{AM}(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$
Zeitfunktion	$u_{AM}(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_T t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_T t)$

Demodulation der Inphasekomponente:



Demodulation der Quadraturkomponente:



Problem bei ESB-Demodulation:

Für die bei ESB-AM-Signalen notwendige Synchrondemodulation muß ein unmodulierter Träger bereitgestellt werden, der erst erzeugt werden muß. Liegt eine Übertragung mit Trägerrest (RSB-AM) vor, so kann mit einem sehr schmalen Bandpassfilter der Träger (ohne Seitenlinien) wiedergewonnen werden. Meist verwendet man hierzu einen Phasenregelkreis (Phase-Locked Loop, abgekürzt PLL), da klassische Bandpässe die erforderliche Güte i. a. nicht erreichen.

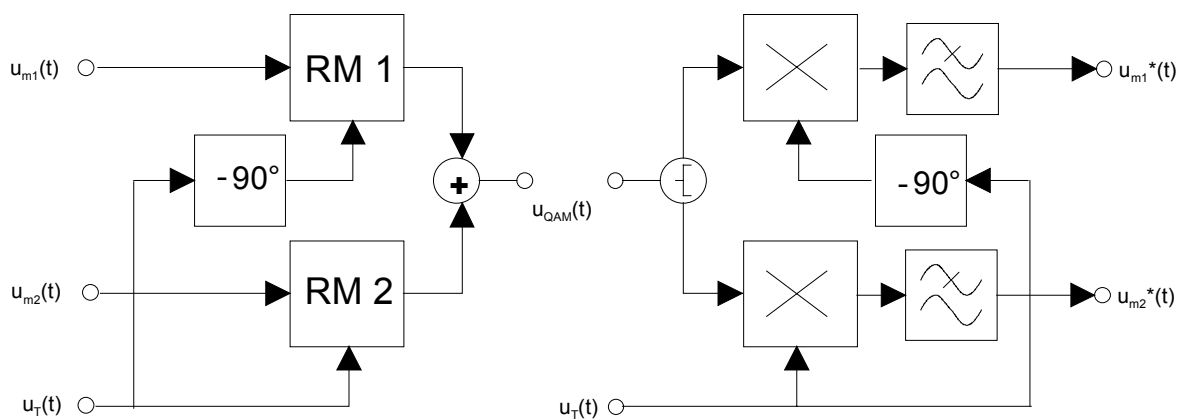
Bei reiner ESB-AM kann aus dem Signal selbst kein Träger regeneriert werden, er muß künstlich zugesetzt werden. Dies muß so genau wie möglich geschehen, so daß als Trägergenerator nur ein Quarzgenerator in Frage kommt. Ein Frequenzversatz zwischen dem ursprünglichen Träger und dem neu erzeugten würde das NF-Basisband um eben diesen Differenzbetrag im Spektrum verschieben.

Quadraturmodulation (Quadraturamplitudenmodulation QAM)

Zwei Analogmultiplizierern werden zwei voneinander unabhängige modulierende Signale zugeführt und die entsprechenden Ausgangssignale (DSB-AM, Träger unterdrückt) addiert. Die Demodulation erfolgt durch Multiplikation des QAM-Signals mit zwei zueinander senkrechten Zusatzträgerkomponenten und anschließende TP-Filterung.

Praktische Anwendung: Übertragung der PAL-Farbinformation.

Funktionsprinzip



8.4. Frequenzmodulation

Problem bei AM

Störsignale (Rauschen) überlagern sich der Hüllkurve und werden direkt mit demoduliert.

Abhilfe

Modulation der Trägerfrequenz oder –phase (Winkelmodulation), so daß die NF-Information nur noch in den Nulldurchgängen des HF-Signals, nicht aber in der möglicherweise gestörten Hüllkurve enthalten ist.

8.4.1. Seitenbandtheorie der FM

Allgemeines Zeitsignal

$$u(t) = \hat{u}_0 \cos(\Phi(t))$$

Durch die Zusammenhänge für die Momentanfrequenz

$$\Omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

und die Momentanphase

$$\Phi(t) = \int \Omega(t) dt$$

ist eine gemeinsame Behandlung der Frequenz- und Phasenmodulation als Winkelmodulation möglich.

Phasenmodulation

Momentanphase

$$\Phi(t) = \Omega t + \Delta\Phi \cos \omega_m t$$

Phasenhub

$$\Delta\Phi \sim \hat{u}_m$$

Momentanfrequenz

$$\Omega(t) = \Omega - \Delta\Phi \omega_m \sin \omega_m t$$

Frequenzhub

$$\Delta\Omega = \Delta\Phi \omega_m$$

$$\Delta\Omega \sim \Delta\Phi \sim \hat{u}_m$$

$$\Delta\Omega \sim \omega_m$$

Zeitsignal

$$u_{pM}(t) = \hat{u}_0 \cos(\Omega t + \Delta\Phi \cos \omega_m t)$$

Frequenzmodulation

Momentanfrequenz

$$\Omega(t) = \Omega - \Delta\Omega \sin \omega_m t$$

Frequenzhub

$$\Delta\Omega \sim \hat{u}_m$$

Momentanphase

$$\Phi(t) = \Omega t + \frac{\Delta\Omega}{\omega_m} \cos \omega_m t$$

Phasenhub

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\Omega}{\omega_m}$$

$$\Delta\Phi \sim \Delta\Omega \sim \hat{u}_m$$

$$\Delta\Phi \sim \frac{1}{\omega_m}$$

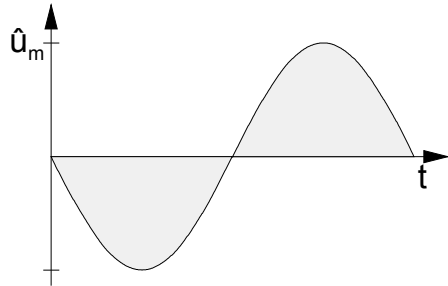
Zeitsignal

$$u_{FM}(t) = \hat{u}_0 \cos\left(\Omega t + \frac{\Delta\Omega}{\omega_m} \cos \omega_m t\right)$$

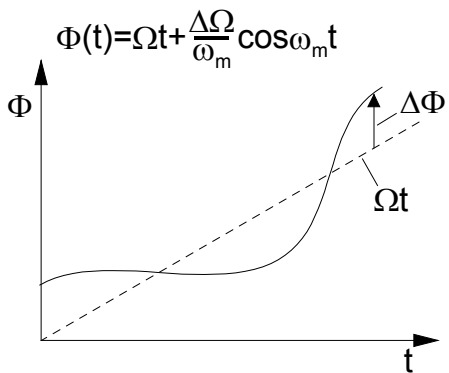
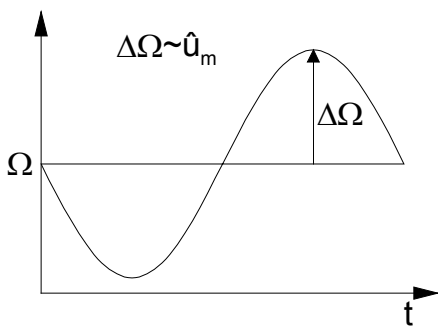
Zeitfunktionen

FM

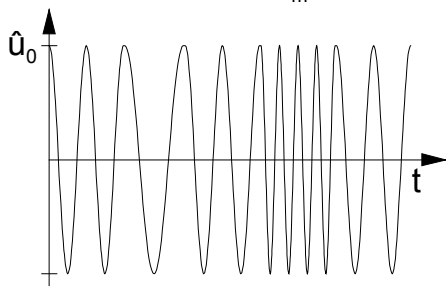
$$u_m(t) = -\hat{u}_m \sin \omega_m t$$



$$\Omega(t) = \Omega - \Delta\Omega \sin \omega_m t$$

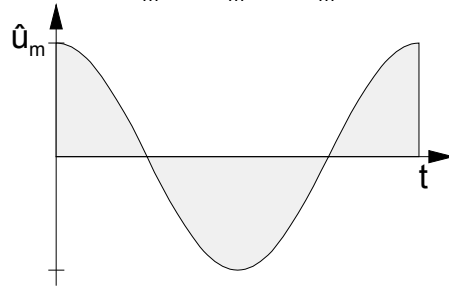


$$u_{FM}(t) = \hat{u}_0 \cos\left(\Omega t + \frac{\Delta\Omega}{\omega_m} \cos \omega_m t\right)$$

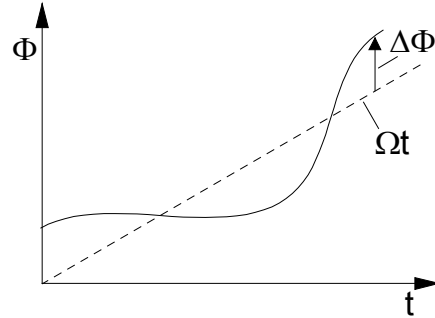


PhM

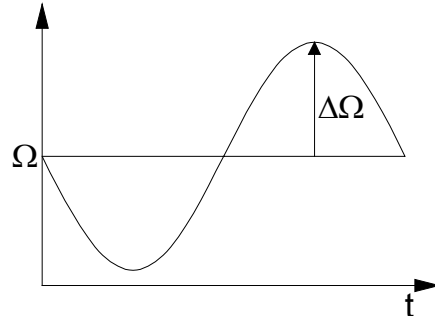
$$u_m(t) = \hat{u}_m \cos \omega_m t$$



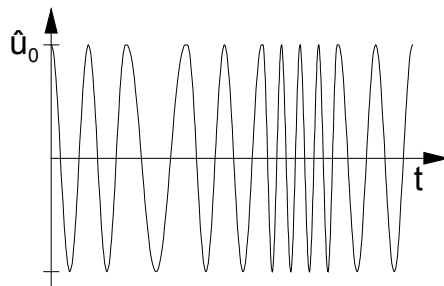
$$\Phi(t) = \Omega t + \Delta\Phi \cos \omega_m t$$



$$\Omega(t) = \Omega - \Delta\Phi \omega_m \sin \omega_m t$$



$$u_{PhM}(t) = \hat{u}_0 \cos(\Omega t + \Delta\Phi \cos \omega_m t)$$

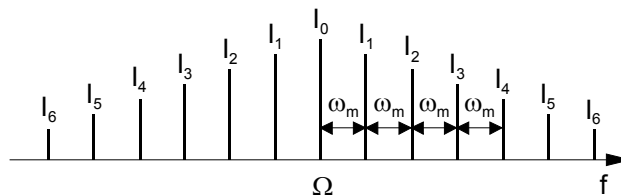


Spektrum winkelmulierter Schwingungen

$$\begin{aligned}
\frac{u_{WM}(t)}{\hat{u}_0} &= \cos(\Omega t + \Delta\Phi \cos \omega_m t) \\
&= \operatorname{Re}\{e^{j\Omega t} e^{j\Delta\Phi \cos \omega_m t}\} \\
&= J_0(\Delta\Phi) \cos \Omega t \dots \\
&\quad - J_1(\Delta\Phi) [\sin(\Omega + \omega_m)t + \sin(\Omega - \omega_m)t] \dots \\
&\quad - J_2(\Delta\Phi) [\cos(\Omega + 2\omega_m)t + \cos(\Omega - 2\omega_m)t] \dots \\
&\quad + J_3(\Delta\Phi) [\sin(\Omega + 3\omega_m)t + \sin(\Omega - 3\omega_m)t] \dots \\
&\quad + J_4(\Delta\Phi) [\cos(\Omega + 4\omega_m)t + \cos(\Omega - 4\omega_m)t] \dots \\
&\quad - J_5(\Delta\Phi) [\sin(\Omega + 5\omega_m)t + \sin(\Omega - 5\omega_m)t] \dots \\
&\quad - J_6(\Delta\Phi) [\cos(\Omega + 6\omega_m)t + \cos(\Omega - 6\omega_m)t] \dots \\
&\quad + J_7(\Delta\Phi) [\sin(\Omega + 7\omega_m)t + \sin(\Omega - 7\omega_m)t] \dots \\
&\quad + J_8(\Delta\Phi) [\cos(\Omega + 8\omega_m)t + \cos(\Omega - 8\omega_m)t] \dots \\
&\quad - \dots \\
&\quad - \dots \\
&\quad + \dots \\
&\quad + \dots
\end{aligned}$$

$J_n(\Delta\Phi)$ Besselsche Zylinderfunktionen 1. Art n. Ordnung (siehe Diagramme)

FM-Betragspektrum



Bandbreitebedarf (Carson-Bandbreite)

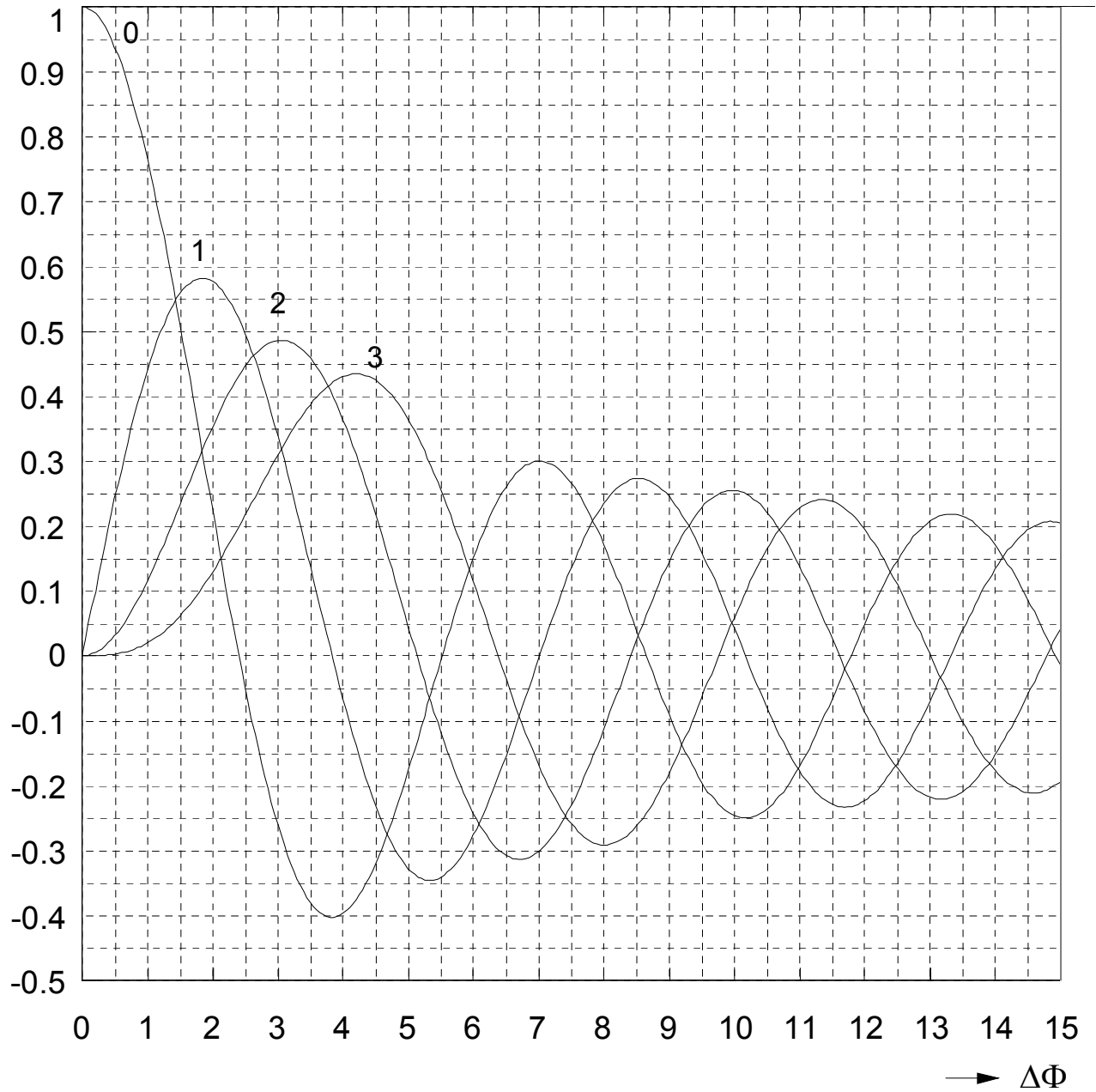
$$B = 2(\Delta f + f_m)$$

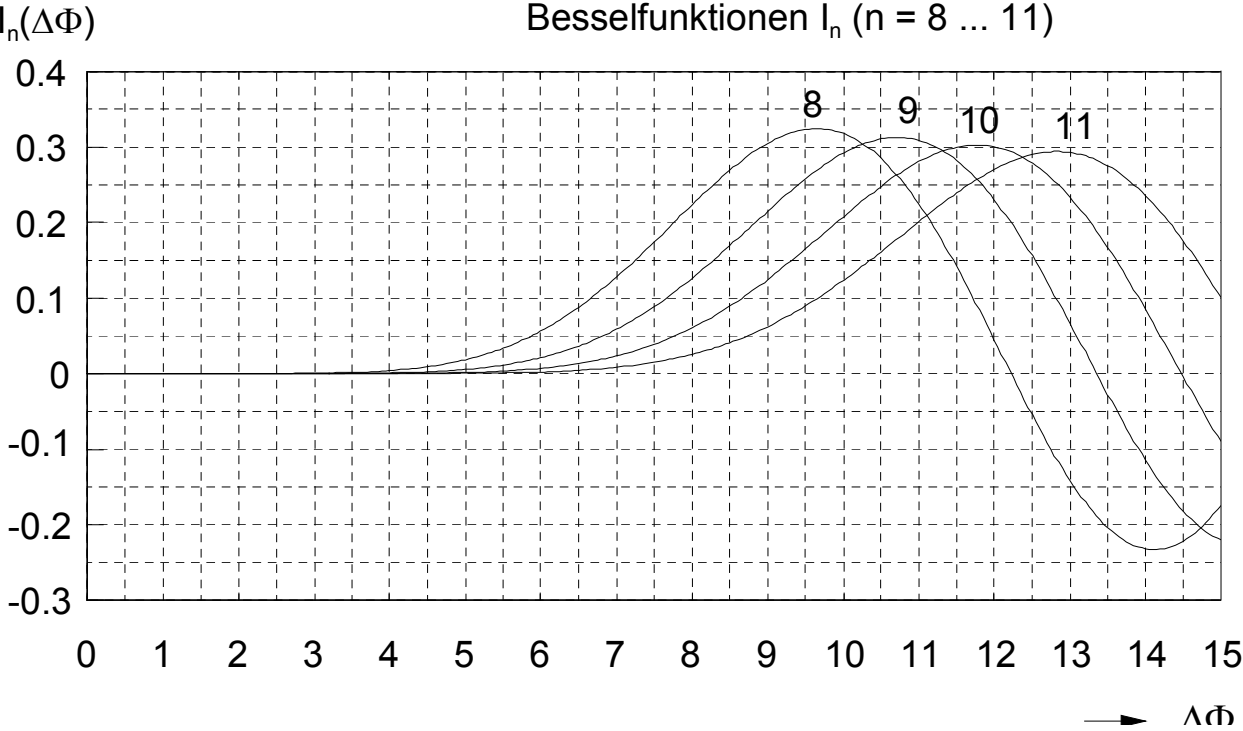
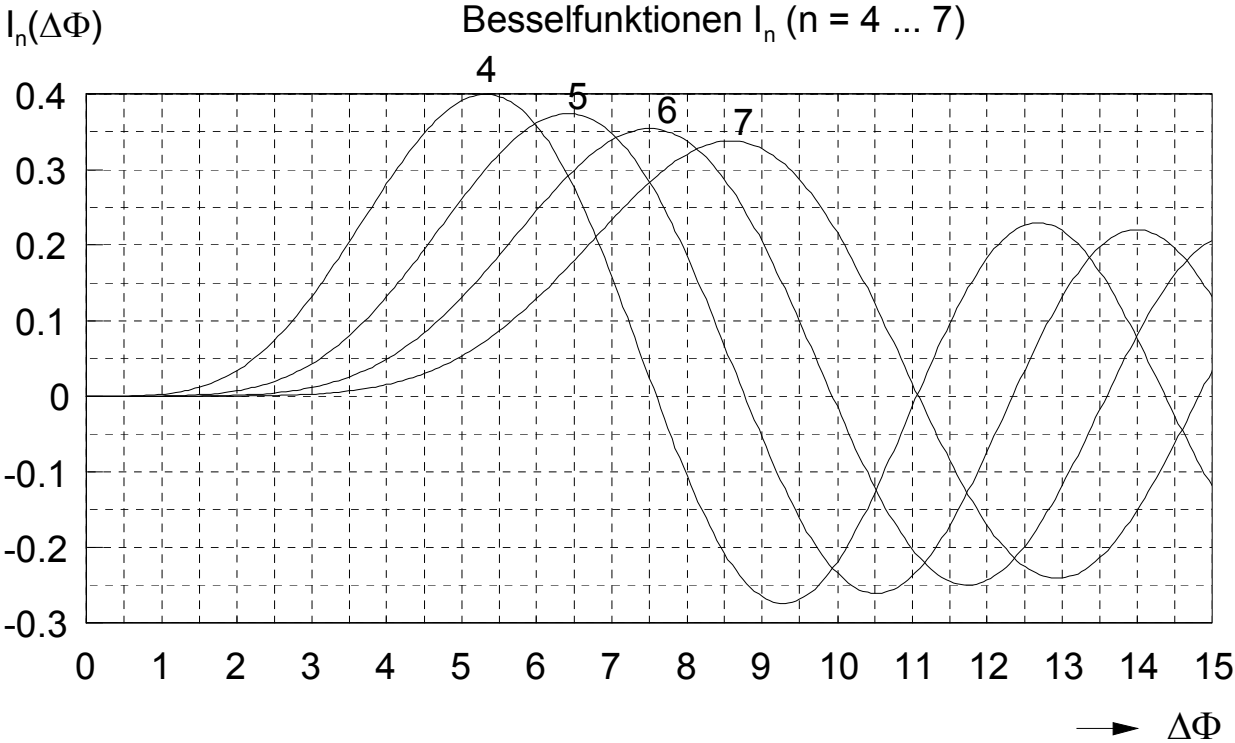
$$B = 2f_m(\Delta\Phi + 1)$$

bei Berücksichtigung von Seitenschwingeramplituden $\geq 10\%$ der unmodulierten Trägerschwingung

$I_n(\Delta\Phi)$

Besselfunktionen I_n ($n = 0 \dots 3$)





Zeigerdarstellung

Resultierender Zeiger

$$\begin{aligned} \underline{R}(t) = & J_0(\Delta\Phi) + jJ_1(\Delta\Phi)[e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t}] \dots \\ & - J_2(\Delta\Phi)[e^{j2\omega_m t} + e^{-j2\omega_m t}] \dots \\ & - jJ_3(\Delta\Phi)[e^{j3\omega_m t} + e^{-j3\omega_m t}] \dots \\ & + J_4(\Delta\Phi)[e^{j4\omega_m t} + e^{-j4\omega_m t}] \dots \\ & + jJ_5(\Delta\Phi)[e^{j5\omega_m t} + e^{-j5\omega_m t}] \dots \\ & - J_6(\Delta\Phi)[e^{j6\omega_m t} + e^{-j6\omega_m t}] \dots \end{aligned}$$

...

Das ganze System rotiert mit Ω .

8.4.2. Schmalband-FM

Phasenhub bei Schmalband-FM

$$\Delta\Phi < 1$$

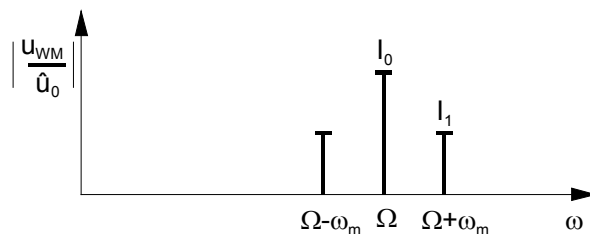
Bandbreitebedarf

$$B = 2f_m(\Delta\Phi + 1)$$

$$B < 4f_m$$

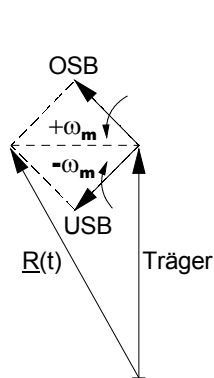
Es sind nur die erste obere und untere Seitenlinie zu berücksichtigen (Bandbreitebedarf wie bei DSB-AM).

Spektrum

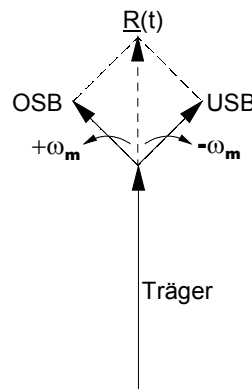


Zeigerdarstellung

$$\underline{R}(t) = J_0(\Delta\Phi) + jJ_1(\Delta\Phi)[e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t}]$$



Schmalbandwinkelmodulation

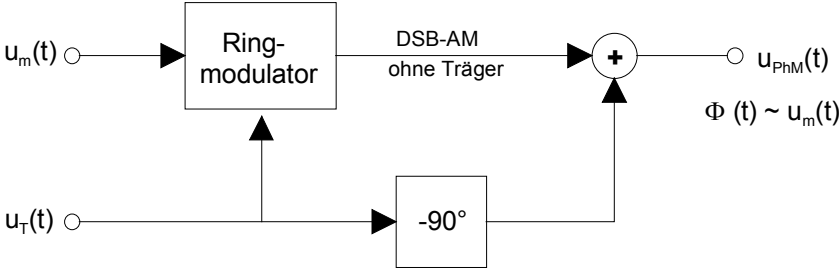


Amplitudenmodulation

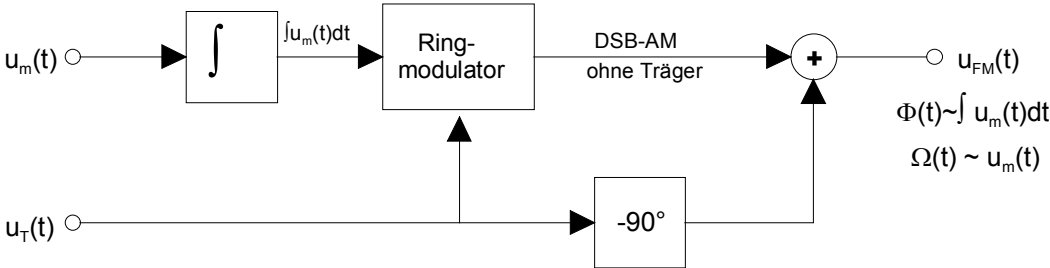
Die beiden Zeigerdiagramme unterscheiden sich nur in der Richtung des resultierenden Seitenbandzeigers zum Trägerzeiger. Der Zeiger der unteren Seitenlinie ist um 180° phasengedreht.

Wegen der Ähnlichkeit der beiden Modulationsarten DSB-AM und Schmalband-FM sind spezielle AM-Modulatoren auch für die Schmalband-FM nutzbar.

Phasenmodulator



Frequenzmodulator

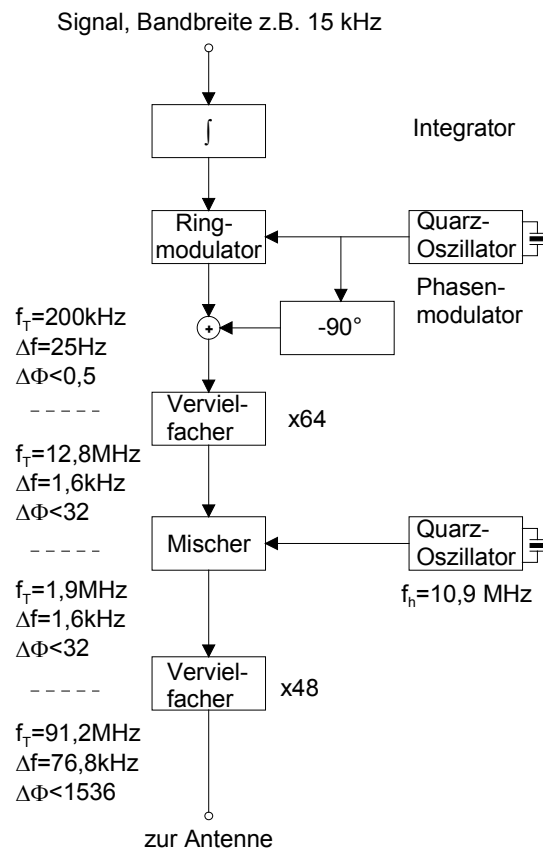


Durch Vorschalten eines Integriergliedes wird ein Phasenmodulator zum Frequenzmodulator.

8.4.3. Frequenzmodulatoren

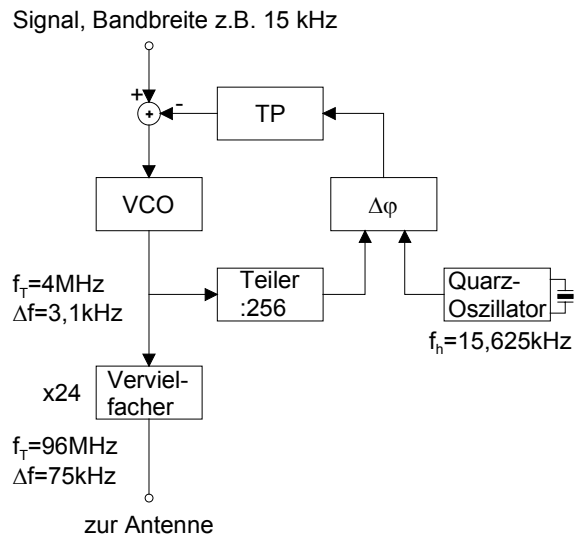
Forderung	Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) mit linearer Steuerkennlinie
Problem	Die geforderte Linearität kann i.a. nur bei kleinen Frequenzhuben sichergestellt werden
Lösung	<p>Frequenzvervielfachung (nichtlineare Kennlinie eines Vierpols) vervielfacht auch den Hub</p> $n \cdot [\Omega + \Delta\Omega \sin \omega_m t] = n \cdot \Omega + n \cdot \Delta\Omega \sin \omega_m t$ <p>Wird dabei die Trägerfrequenz auf zu hohe Werte vervielfacht, kann dies durch eine Frequenzumsetzung (Mischung) ohne Veränderung des Hubes kompensiert werden.</p> $\Omega + \Delta\Omega \sin \omega_m t - \Omega_h = [\Omega - \Omega_h] + \Delta\Omega \sin \omega_m t$

Indirekte FM



Beispiel einer indirekten Modulation (Phasenmodulator mit vorgeschaltetem Integrator) eines Sprach- bzw. Musiksignals für die UKW-FM-Übertragung mit 75 kHz Hub

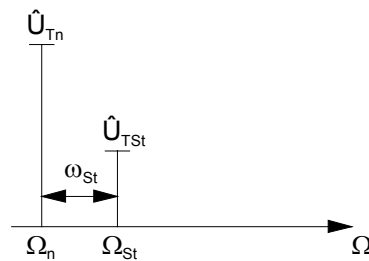
Direkte-FM



Beispiel einer direkten Modulation (mit VCO) eines Sprach- bzw. Musiksignals für die UKW-FM-Übertragung mit 75 kHz Hub

8.4.4. Störabstand bei FM

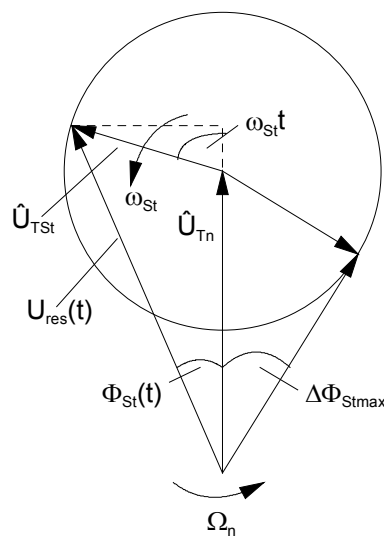
Zur anschaulichen Darstellung des Störabstandes S_{FM} werden ein unmodulierter Nutzträger (Amplitude \hat{u}_{Tn} , Frequenz Ω_n) und ein unmodulierter frequenzbenachbarter Störträger ($\hat{u}_{Tst}, \Omega_{St}$) betrachtet.



$$\omega_{St} = |\Omega_{St} - \Omega_n|$$

NF-Störfrequenz

Zeigerdiagramm



Störphasenhub

$$\Delta\Phi_{St_{max}} \approx \frac{\hat{u}_{Tst}}{\hat{u}_{Tn}} = a_{FM HF}$$

HF-Störverhältnis

Störphasenmodulation des Nutzträgers

$$\Phi_{St}(t) \approx \Delta\Phi_{St_{max}} \cdot \sin \omega_{St} t$$

Störfrequenzmodulation

$$\Omega_{St}(t) = \Delta\Phi_{St_{max}} \cdot \omega_{St} \cos \omega_{St} t$$

Störfrequenzhub

$$\Delta\Omega_{St_{max}} = \Delta\Phi_{St_{max}} \cdot \omega_{St}$$

Nach FM-Demodulation (eine Störampplitudenmodulation wird durch Begrenzung beseitigt) gilt für die Störspannung

$$\hat{u}_{St_{FM\ NF}} \sim \Delta\Omega_{St_{max}} = \Delta\Phi_{St_{max}} \cdot \omega_{St} = a_{FM\ HF} \cdot \omega_{St}$$

NF-Störverhältnis

$$a_{FM\ NF} = \frac{\hat{u}_{St_{FM\ NF}}}{\hat{u}_{n\ NF}} = \frac{a_{FM\ HF} \omega_{St}}{\Delta\Omega_n}$$

mit $\hat{u}_{n\ NF}$ = NF-Nutzspannungsamplitude und $\Delta\Omega_n$ = Nutzfrequenzhub

Störabstand

$$S_{FM} = \frac{1}{a_{FM\ NF}}$$

$$S_{FM\ /\ dB} = -20 \lg a_{FM\ NF}$$

Verhältnis der Störabstände

$$\frac{S_{FM}}{S_{AM}} = \frac{a_{AM\ NF}}{a_{FM\ NF}} = \frac{\Delta\Omega_n}{m\omega_{St}}$$

m = Modulationsgrad

mit

AM-Störverhältnis

$$a_{AM\ NF} = \frac{a_{AM\ HF}}{m}$$

und

$$a_{AM\ HF} = \frac{\hat{u}_{TS_{St}}}{\hat{u}_{T_n}}$$

Störabstandsverbesserung FM-AM

$$v = 20 \lg \frac{S_{FM}}{S_{AM}}$$

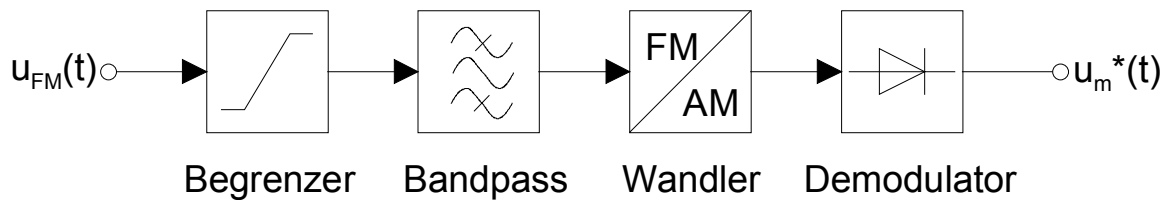
8.5. FM-Demodulation

Die FM-Demodulatoren

- Flankendemodulator
- Gegentaktflankendemodulator
- Phasendiskriminator
- Verhältnisgleichrichter (Ratiodetektor)

arbeiten mit FM-AM-Wandlung und AM-Demodulation. Diese Verfahren haben nur noch geringe praktische Bedeutung.

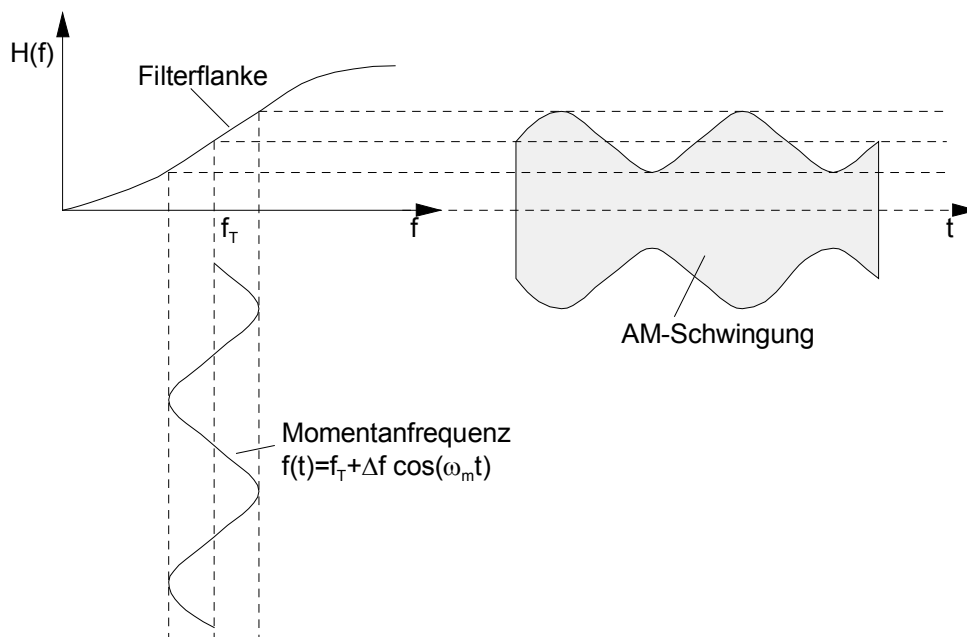
Prinzip



Flankendemodulator

Die frequenzmodulierte Schwingung mit konstanter Amplitude wird auf einen Vierpol gegeben, der einen frequenzabhängigen Übertragungsfaktor besitzt. Durch die im Rhythmus der NF schwankende Momentanfrequenz wird daher die Schwingungsamplitude am Vierpolausgang entsprechend moduliert, so daß eine Amplitudenmodulation entsteht.

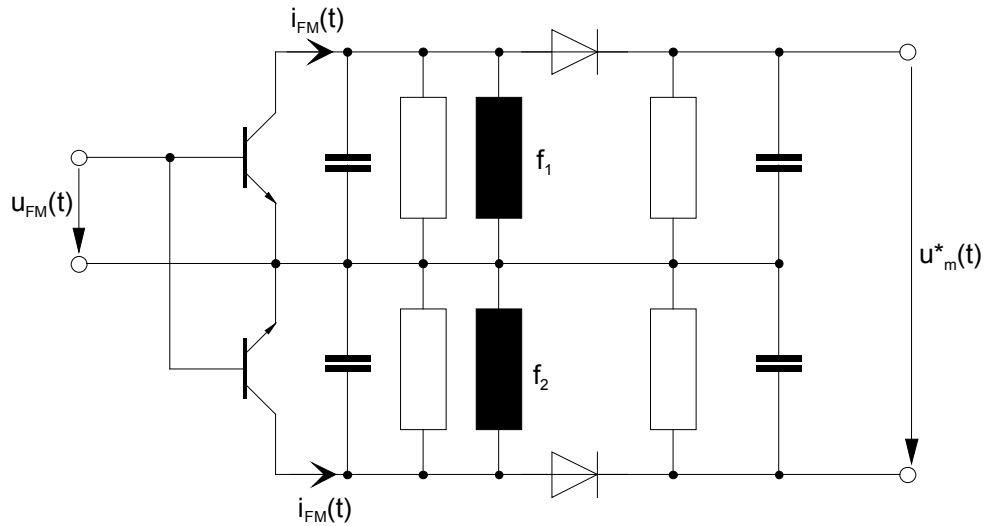
Als Vierpol wählt man zur Erzeugung einer AM mit großem Modulationsgrad ein Filter mit einer möglichst steilen Filterflanke. Im Bereich des auftretenden Frequenzhubes sollte die Filtercharakteristik linear verlaufen. In der Praxis arbeitet man mit der Flanke eines Bandpasses.



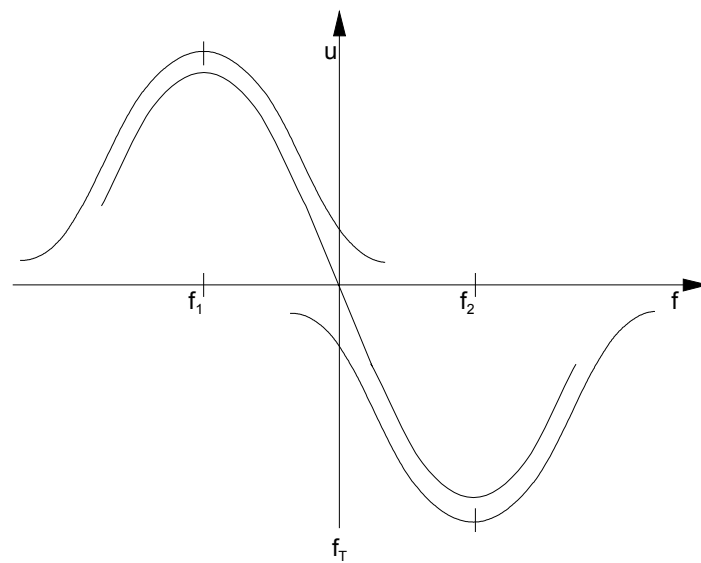
Gegentaktflankendemodulator (Differenzdiskriminator)

Dieser Demodulator arbeitet nach dem Flankendemodulator-Prinzip, er enthält jedoch zwei frequenzversetzte Schwingkreise. Die Spannungen an den beiden Schwingkreisen werden gleichgerichtet und gegenseitig addiert. Der Vorteil liegt in der über einen relativ großen Bereich linearen Diskriminatorkennlinie.

Schaltung

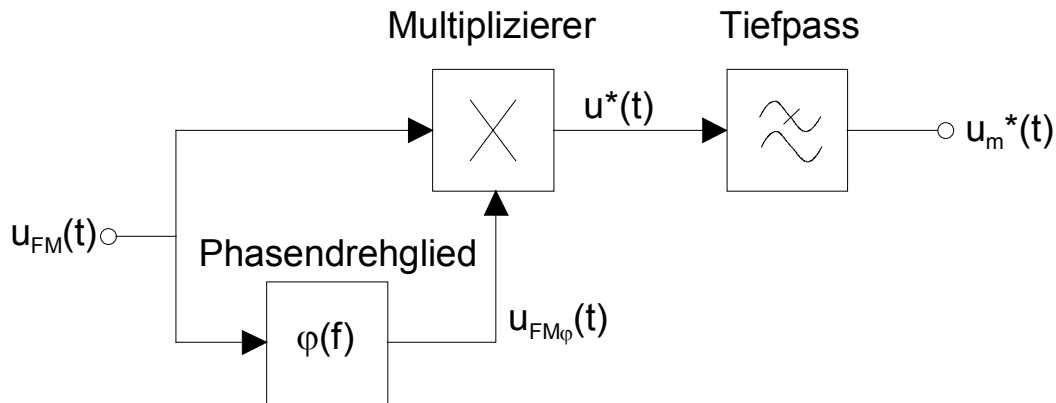


Diskriminatorkennlinie



Produktmodulator

Prinzip



Dem Multiplizierer wird das frequenzmodulierte Signal $u_{FM}(t)$ direkt und frequenzabhängig phasengedreht als Signal $u_{FM_\varphi}(t)$ zugeführt.

$$u_{FM}(t) = \hat{u}_T \cos\left(\Omega t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t\right)$$

$$u_{FM_\varphi}(t) = \hat{u}_{T_\varphi} \cos\left(\Omega t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t + \varphi(f)\right)$$

Nach Multiplikation und TP-Filterung folgt

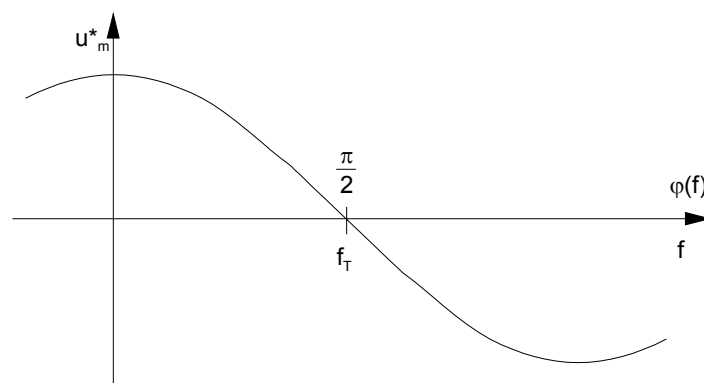
$$u_m^*(t) = \hat{u}^* \cos \varphi(f)$$

Mit

$$\varphi(f) = \frac{\pi}{2} \pm \Delta \varphi(f)$$

ergibt sich

$$u_m^*(t) = \mp \hat{u}^* \sin \Delta \varphi(f)$$



Phasendrehung bei der Trägerfrequenz

$$\varphi(f_T) = \frac{\pi}{2}$$

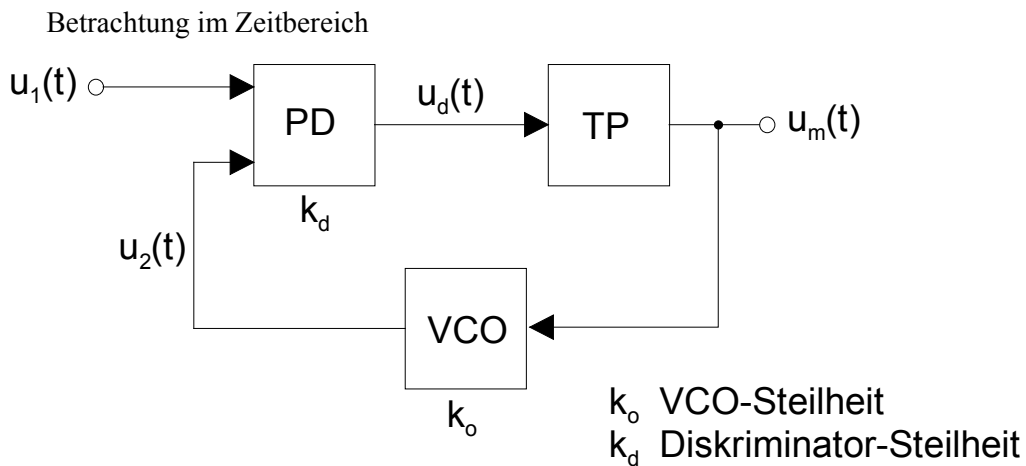
In praktischen Schaltungen ist noch eine Amplitudenbegrenzung des Eingangssignals erforderlich, um die Abhängigkeit der demodulierten Spannung von der Amplitude des modulierten Signals zu eliminieren.

PLL-Demodulator

In einer Phasenregelschleife (Phase-Locked Loop, PLL) werden die Phase und die Frequenz eines spannungsgesteuerten Oszillators (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) den entsprechenden Größen des Eingangssignals nachgeführt.

Die von der Phasenvergleichsschaltung (Phasendiskriminator, PD) gelieferte Spannung ist nach Tiefpaßfilterung dem Frequenzhub des FM-Signals proportional.

Die Anordnung wirkt damit als FM-Demodulator.



$$u_1(t) = \hat{u}_1 \sin(\Omega_1 t + \Delta\varphi_1(t)) \quad \text{FM - Signal}$$

$$u_2(t) = \hat{u}_2 \cos(\Omega_2 t + \Delta\varphi_2(t)) \quad \text{VCO - Signal}$$

Im eingerasteten Zustand ($\Omega_1 = \Omega_2$) gilt

$$u_m(t) = k_d \sin \Delta\varphi(t)$$

und für $\Delta\varphi(t) < \frac{\pi}{6}$

$$u_m(t) \approx k_d \Delta\varphi(t)$$

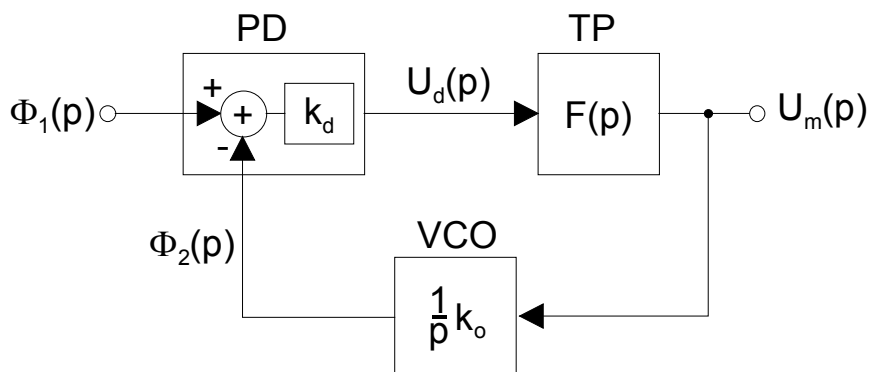
Mit

$$\Delta\Omega_1(t) \sim \Delta\Omega_2(t) = k_o u_m(t)$$

gilt

$$u_m(t) \sim \Delta\Omega_1(t)$$

Betrachtung im Frequenzbereich



PLL ist Regelsystem für Phasensignale

$$\Phi(p) \bullet \xrightarrow{LT} \circ \Delta\varphi(t)$$

PD-Ausgang

$$U_d(p) = k_d(\Phi_1(p) - \Phi_2(p)) = k_d\Phi_e(p)$$

TP-Ausgang

$$U_m(p) = F(p) \cdot U_d(p)$$

VCO-Ausgang

$$\Phi_2(p) = \frac{1}{p} k_o U_m(p)$$

Phasensystemfunktion der Gesamtanordnung

$$H(p) = \frac{\Phi_2(p)}{\Phi_1(p)} = \frac{k_o k_d F(p)}{p + k_o k_d F(p)}$$

Phasenfehlersystemfunktion

$$H_e(p) = \frac{\Phi_e(p)}{\Phi_1(p)} = \frac{p}{p + k_o k_d F(p)} = 1 - H(p)$$

Aus der VCO-Gleichung folgt

$$U_m(p) \sim p\Phi_2(p) = \Delta\Omega_2(p) \sim \Delta\Omega_1(p)$$

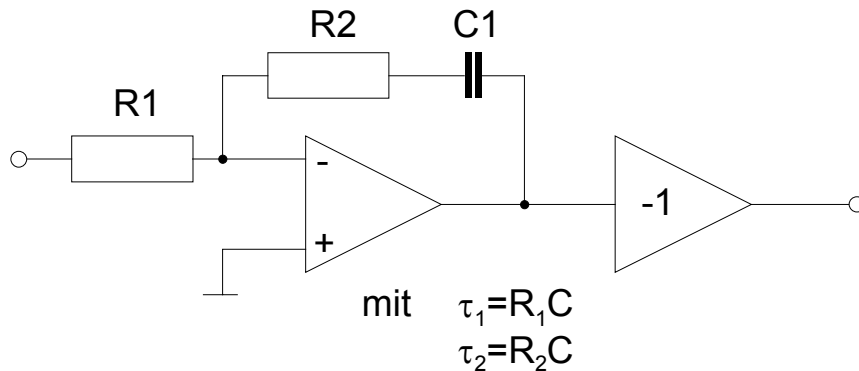
Das entspricht der geforderten Proportionalität bei FM-Demodulation.

Schleifenfilter

meist TP-Charakteristik 1. Ordnung; ergibt eine Phasenübertragungsfunktion 2. Ordnung

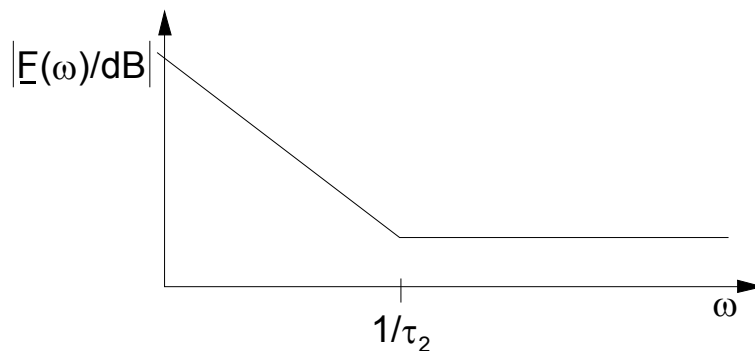
Günstig:

Integrator mit Proportionalanteil (PI-Glied)



Schleifenfilterfrequenzgang (Gesamtanordnung)

$$F(\omega) = \frac{1 + j\omega\tau_2}{j\omega\tau_1}$$



Phasensystemfunktion mit PI-Glied als Filter

$$H(p) = \frac{k_0 k_d}{\tau_1} \cdot \frac{1 + p\tau_2}{p^2 + k_0 k_d \frac{\tau_2}{\tau_1} p + \frac{k_0 k_d}{\tau_1}}$$

normierte Form

$$H(p) = \frac{2D\omega_0 p + \omega_0^2}{p^2 + 2D\omega_0 p + \omega_0^2}$$

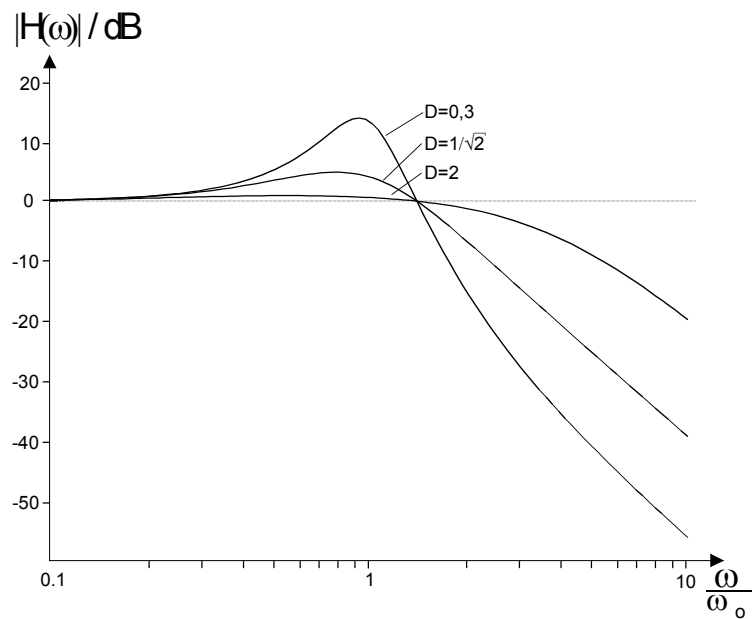
Resonanzfrequenz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_0 k_d}{\tau_1}}$$

Dämpfung

$$D = \frac{\tau_2}{2} \cdot \sqrt{\frac{k_0 k_d}{\tau_1}} = \frac{\tau_2}{2} \cdot \omega_0$$

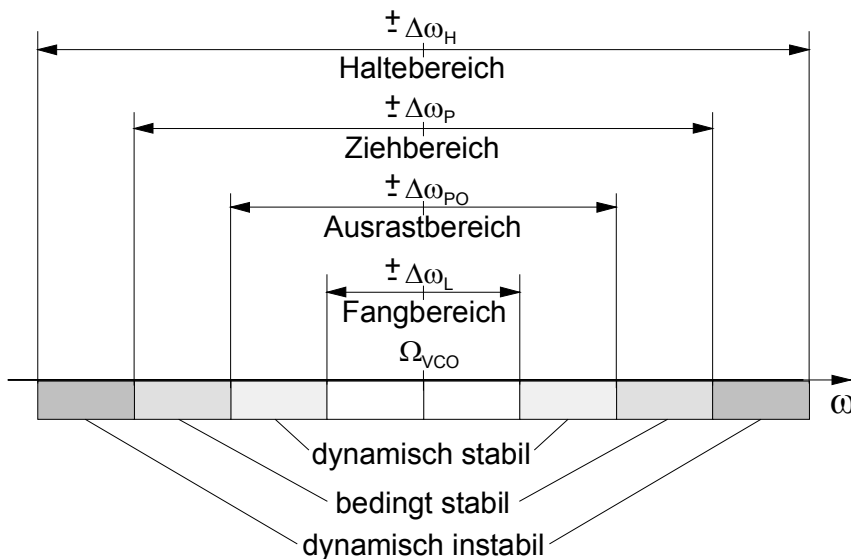
Phasenübertragungsfunktion $H(\omega) = H(p = j\omega)$



Anmerkungen und Definitionen zum PLL:

Haltebereich	$\Delta\omega_H$	(Hold-in range, Tracking range) Statisch stabiler Bereich → ∞ für $F(p)$ mit Integralanteil (PI-Glied) → k_0k_d für $F(p)$ ohne Integralanteil (passives Filter)
Ziehbereich	$\Delta\omega_p$	(Pull-in range) Einrastbereich nach mehreren Schwebungen zwischen Eingangssignal und VCO-Ausgangssignal $\Delta\omega_p \rightarrow \infty$ (PI-Glied) $\Delta\omega_p \approx \frac{4}{\pi} \sqrt{D\omega_0k_0k_d - \omega_0^2}$ (passives Filter) $T_p \approx \frac{\pi^2}{16} \cdot \frac{\Delta\omega^2}{D\omega_0^3}$ (Dauer des Ziehvorgangs) mit $T_p \gg T_L$ (~Faktor 1000) $\Delta\omega$ Anfangs-Kreisfrequenzoffset
Ausrastbereich	$\Delta\omega_{p0}$	(Pull-out range) Dynamisch stabiler Bereich Bereich, der dem maximalen Kreisfrequenzsprung am Eingang des PLL entspricht, ohne daß dieser ausrastet. $\Delta\omega_{p0} \approx 1,8\omega_0(D+1)$
Fangbereich	$\Delta\omega_L$	(Lock-in range) Einrastbereich nach höchstens einer Schwebung zwischen Eingangssignal und VCO-Ausgangssignal $\Delta\omega_L \approx 2D\omega_0$ (für alle Schleifenfilter) $T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_0}$ (Fangzeit, Lock-in time)
Allgemeiner Zusammenhang		$\Delta\omega_L < \Delta\omega_{p0} < \Delta\omega_p \leq \Delta\omega_H$

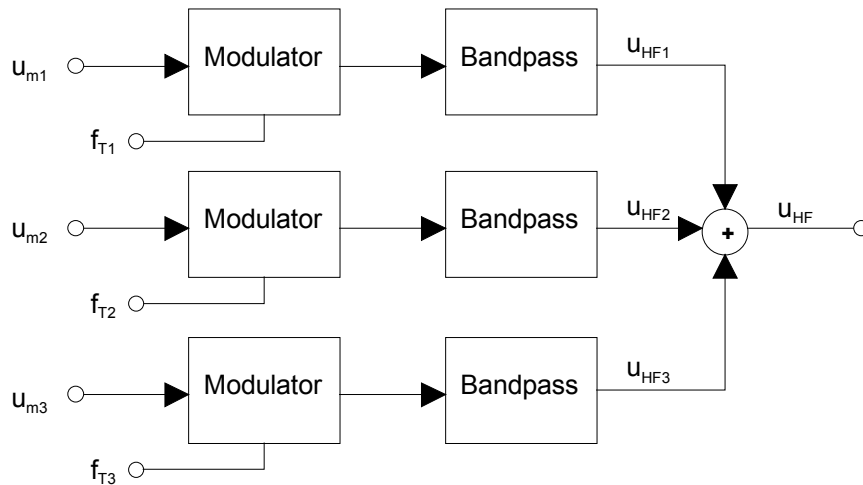
Statische und dynamische Stabilitätsgrenzen des PLL:



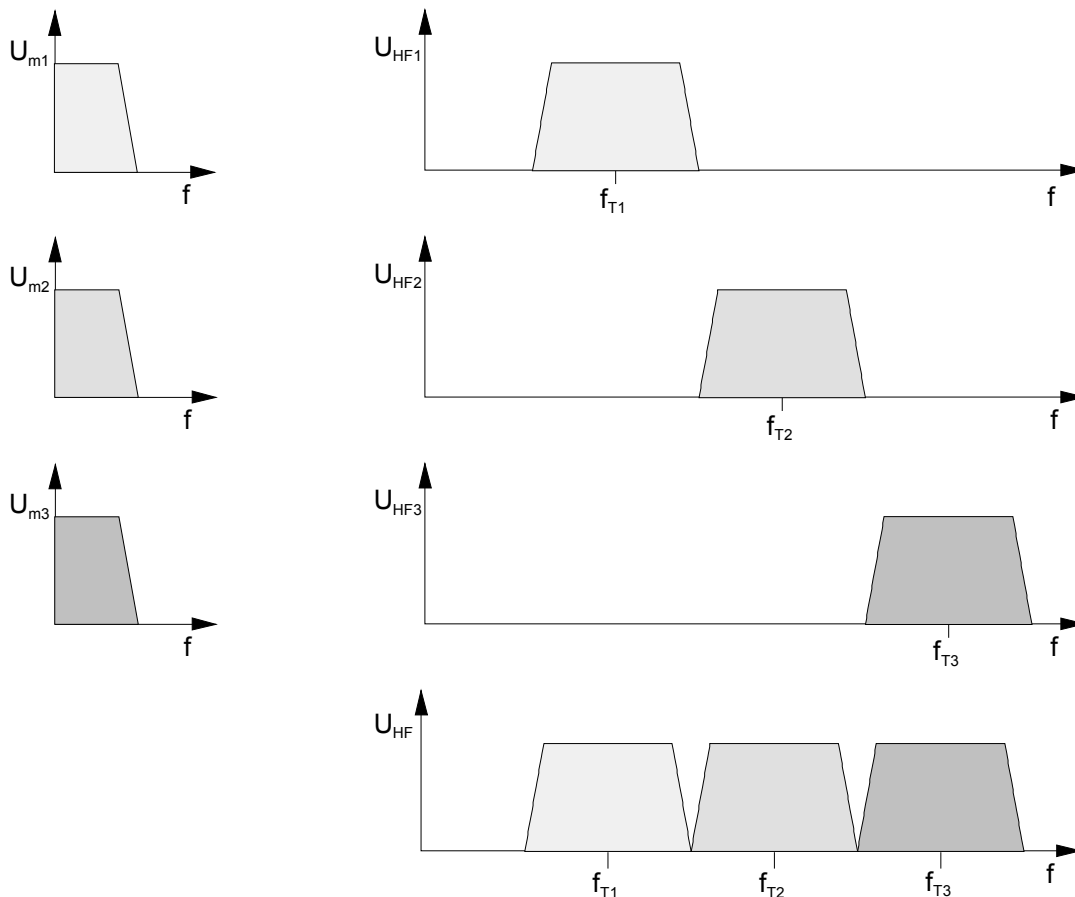
8.6. Frequenzmultiplextechnik

Bei ausreichender Bandbreite kann ein Übertragungskanal mehrfach genutzt werden, indem die zu übertragenden Signale so moduliert werden, daß nebeneinanderliegende Spektralbereiche belegt werden. Die Summe dieser Modulationssignale wird übertragen und kann empfängerseitig durch Filter wieder in die einzelnen Teilspektren zerlegt werden.

Prinzipschaltung



Spektren



Ziel Optimale Ausnutzung des Kanals durch möglichst dichte Packung der Spektren (minimal).

Minimalabstand bei unterschiedlichen Modulationsarten:

DSB-AM $f_{T2} - f_{T1} \geq 2f_{gr}$

ESB-AM $f_{T2} - f_{T1} \geq f_{gr}$

FM $f_{T2} - f_{T1} \geq 2\Delta f + 2f_{gr}$

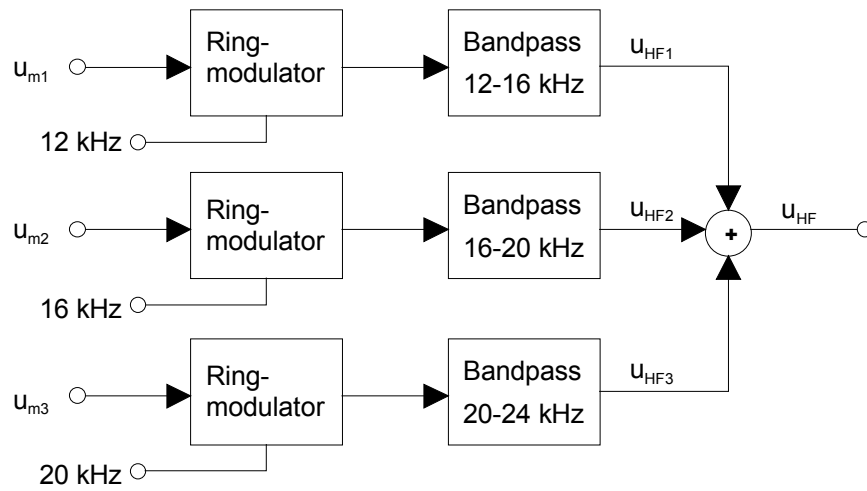
8.6.1. Trägerfrequenztelefonie

Telefonsignale werden aus wirtschaftlichen Gründen möglichst stark gebündelt, um teure Weitverkehrsverbindungen optimal ausnutzen zu können. Deshalb wird auch von ESB-AM Gebrauch gemacht, weil diese Modulationsart nur genau die NF-Bandbreite im trägerfrequenten Bereich belegt. Die eigentliche Signalbandbreite ist bereits so reduziert worden, daß noch eine akzeptable Silbenverständlichkeit gewährleistet ist.

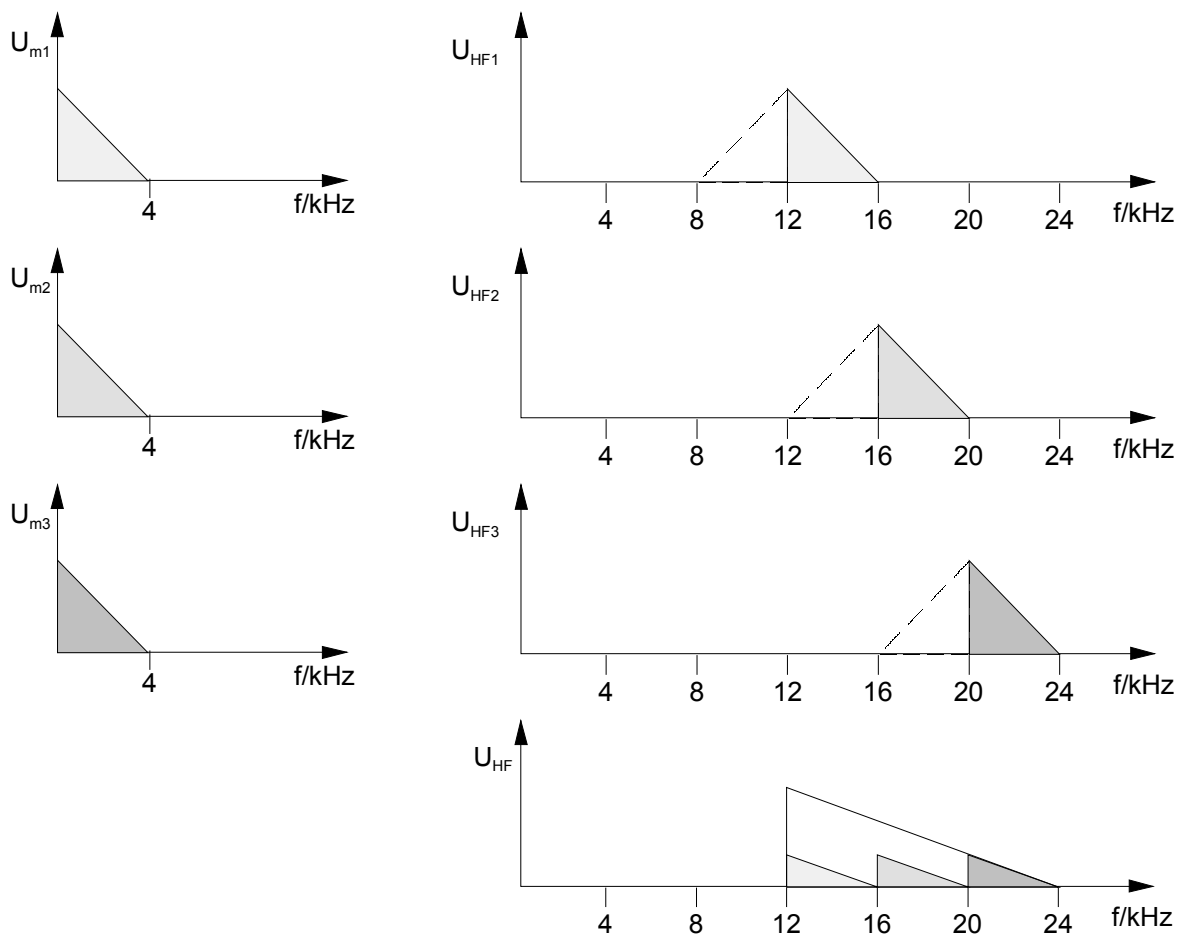
Grundparameter:	Signalspektrum	0,3 ... 3,4 kHz
	Bandbreite	B=3,1 kHz
	Modulationsart	ESB-AM
	Trägerfrequenzabstand	4 kHz

1. Stufe: Bildung einer Vorgruppe (3 Kanäle)

Zusammenfassung von drei Telefonsignalen zu einem Frequenzmultiplexsignal „Vorgruppe“

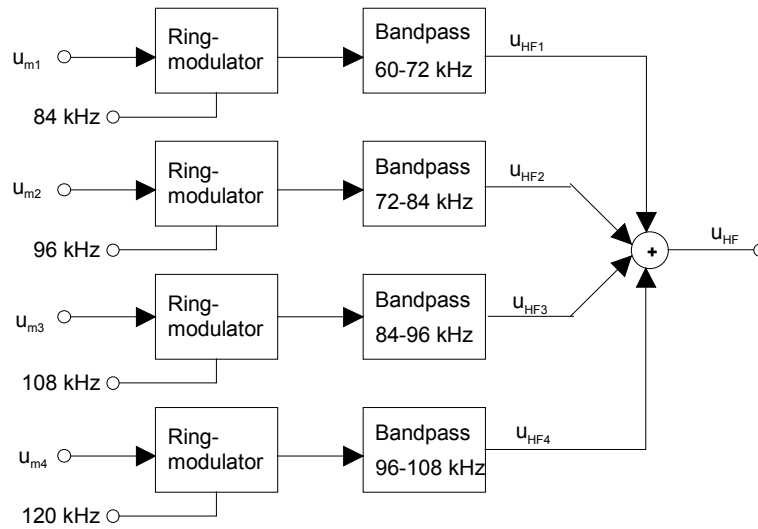


Spektrale Zusammensetzung einer Vorgruppe:

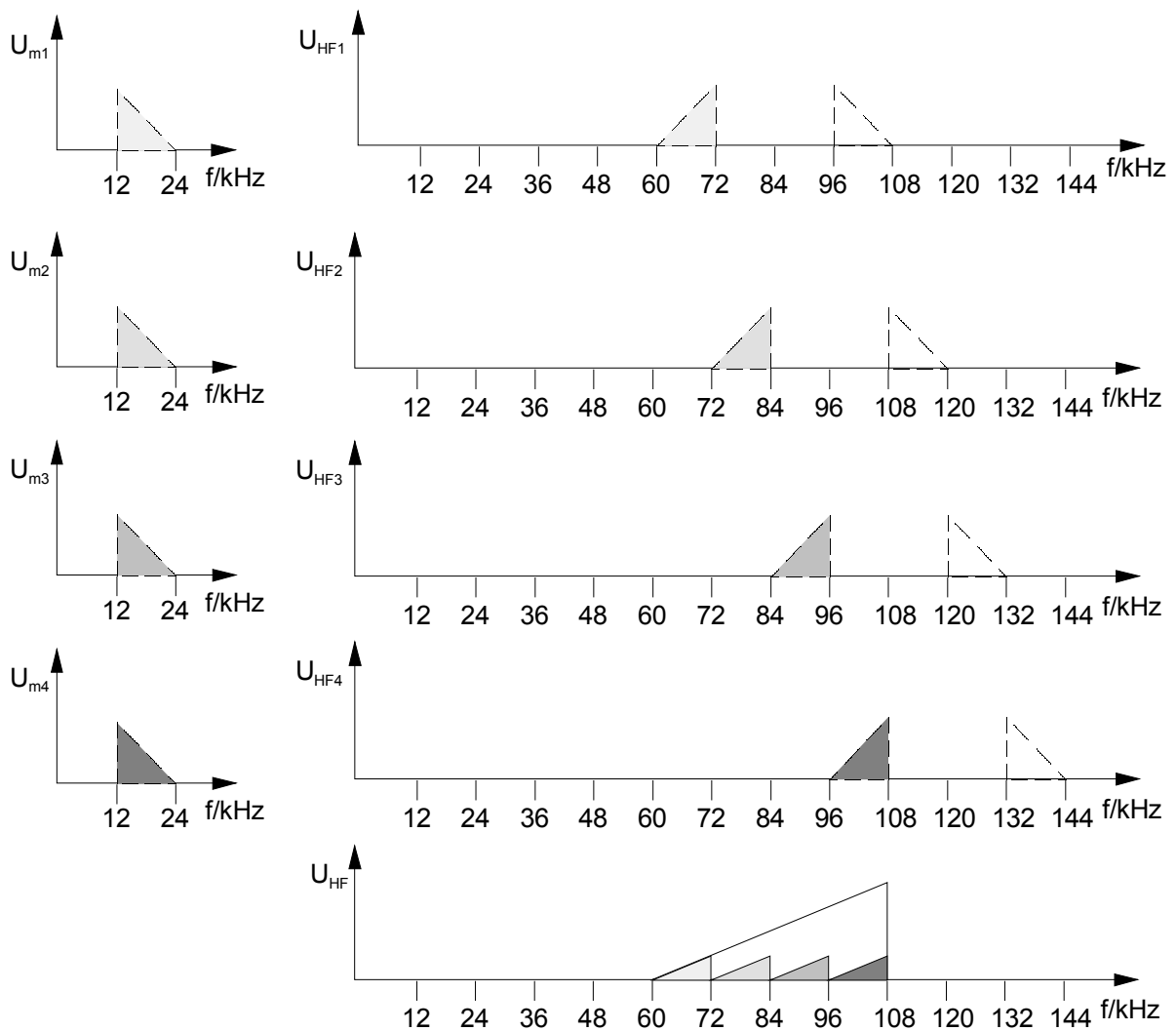


2. Stufe: Bildung einer Primärgruppe (4 x 3 = 12 Kanäle)

Zusammenfassung von vier Vorgruppen zu einem Frequenzmultiplexsignal „Primärgruppe“

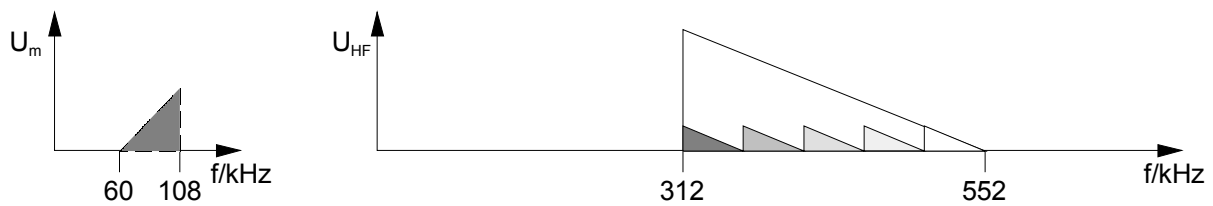


Spektrale Zusammensetzung einer Primärgruppe:



3. Stufe: Bildung einer Sekundärgruppe (5 x 12 = 60 Kanäle)

Zusammenfassung von fünf Primärgruppen zu einem Frequenzmultiplexsignal „Sekundärgruppe“



Durch weitere Stufen kann ein immer komplexerer Multiplex erzeugt werden.

Außerdem existieren noch Zwischenstufen, wie z.B. das Zweidraht-Trägerfrequenzsystem für 2 x 12 Kanäle (entspricht 12 Gesprächen, je 1 Kanal für Hin- und Rückrichtung). Hier überträgt man eine Primärgruppe in Originallage für „Hin“ (60 kHz ... 108 kHz) und eine umgesetzte und gespiegelte Primärgruppe für „Rück“ (6 kHz ... 54 kHz). Beide Primärgruppen können getrennt für die jeweilige Richtung verstärkt werden (Einsatz von Frequenzweichen).

Definition

Modulation

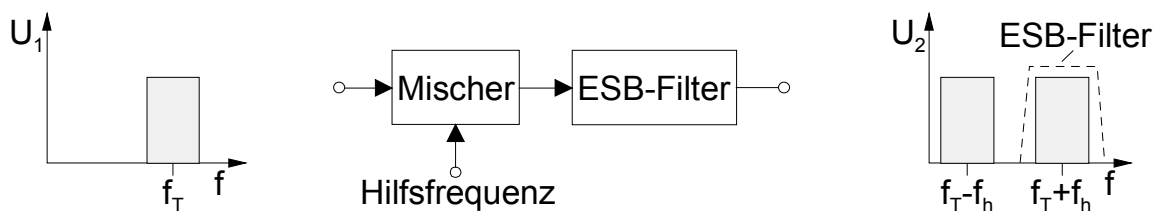
Umsetzung vom Basisband in einen trägerfrequenten Bereich
 Beeinflussung eines hochfrequenten Trägersignals in einem (oder mehreren) seiner Parameter

Demodulation

Umsetzung vom trägerfrequenten Bereich in die Basisbandlage,
 Rückgewinnung der Information

Mischung

Umsetzung von einem trägerfrequenten Bereich in einen anderen trägerfrequenten Bereich,
 Ausnutzung von Nichtlinearitäten, Erzeugung von Summen- und Differenzfrequenzen von zwei Signalen unterschiedlicher Frequenz



8.6.2. Rundfunk

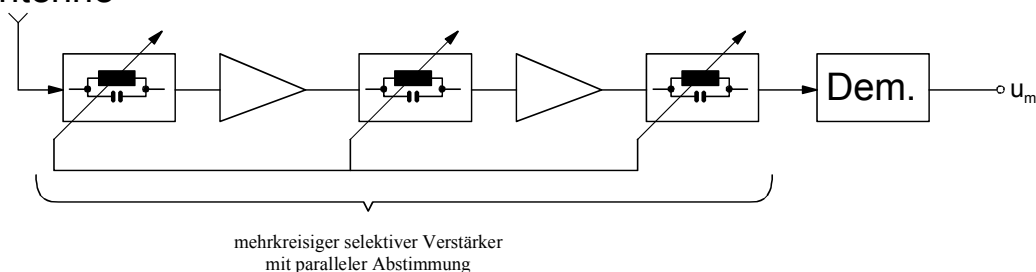
Im Gegensatz zum Telefonesystem erfolgt beim Rundfunk die Kommunikation nur in eine Richtung (Verteilssystem). Es werden unterschiedliche Frequenzbereiche belegt (Übertragung im Frequenzmultiplex):

150 kHz	-	285 kHz	Langwelle	LW	
520 kHz	-	1605 kHz	Mittelwelle	MW	
3,95 MHz	-	27 MHz	Kurzwelle	KW	Hörrundfunk
88 MHz	-	108 MHz	Ultrakurzwelle	UKW	
41 MHz	-	68 MHz	Very High Frequency	VHF I	
174 MHz	-	230 MHz	Very High Frequency	VHF III	Fernsehen
470 MHz	-	790 MHz	Ultra High Frequency	UHF IV/V	
11,7 GHz	-	12,3 GHz	Super High Frequency	SHF VI	Satelliten-Rundfunk

Empfängerprinzipien:

1. Geradeausempfänger

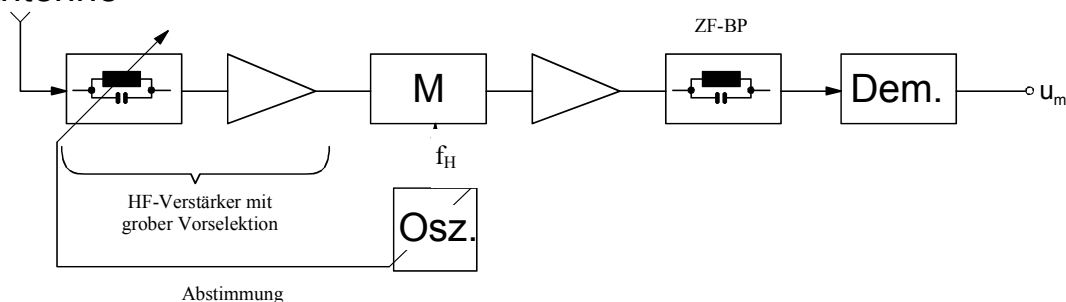
Antenne



Probleme Gesamte Bandpaßcharakteristik bleibt nicht genügend konstant bei unterschiedlicher Abstimmung.
Schlechte Selektivität (Nachbarkanalübersprechen)

2. Überlagerungsempfänger (Superheterodyn-Verfahren, Superhet)

Antenne



Vorteil Die Selektion übernimmt ein fest abgestimmter Bandpaß, auf dessen Frequenz das gewünschte HF-Spektrum umgesetzt wird (Mischung mit einer Hilfsfrequenz). Diese neue Frequenzlage des zu empfangenden Spektrums nennt man Zwischenfrequenz (ZF), das entsprechende Bandpaßfilter Zwischenfrequenzfilter (ZF-Filter).

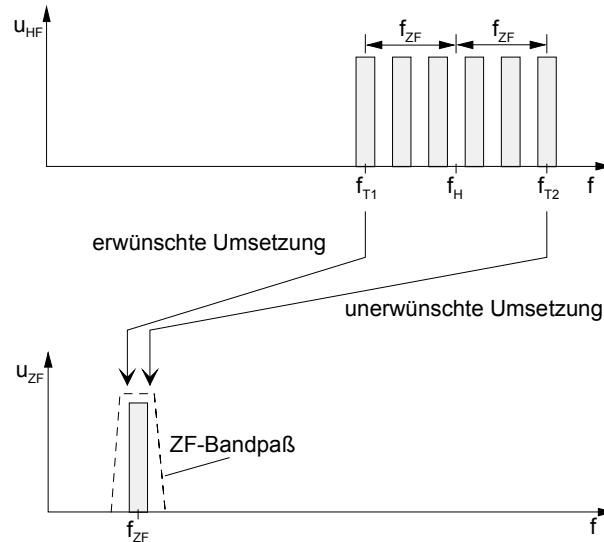
Die ZF-Frequenzen sind im Prinzip frei wählbar, es existieren jedoch (von Land zu Land unterschiedliche) folgende Standards:

LW, MW, KW	470 kHz	
UKW	10,7 MHz	Hörrundfunk
VHF, UHF	38,9 MHz	Fernsehen

Aufgabe der Vorselektion Die Bandpaß-Vorfilterung (grobe Vorselektion) im HF-Vorverstärker hat die Aufgabe, störende Spiegelfrequenzen zu unterdrücken.

Während das gewünschte HF-Signal mit der Trägerfrequenz mit einer Hilfsfrequenz f_h gemischt wird, die um die Frequenz f_{ZF} oberhalb des gewünschten Bandes liegt, so daß auf die Differenzfrequenz umgesetzt wird, ergibt sich der gleiche Umsetzeffekt auch für ein nicht gewünschtes Band, welches um f_{ZF} oberhalb der Frequenz f_h liegt (Spiegelfrequenzband).

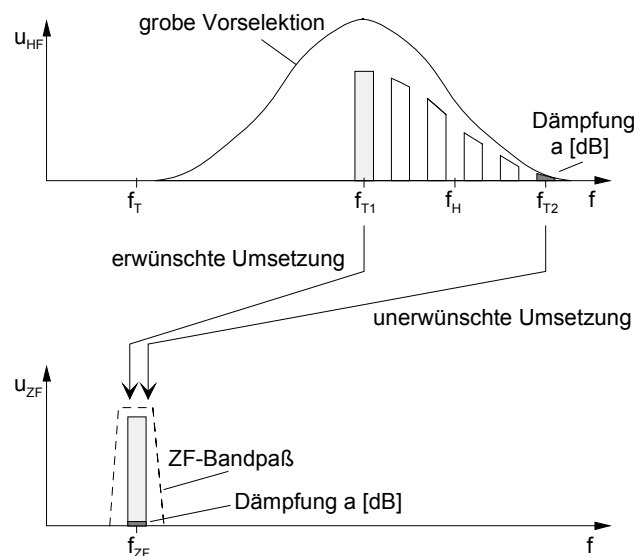
Spiegelfrequenzentstehung



Kritischer Störkanal

$$f_{T_2} = f_{T_1} + 2 \cdot f_{ZF}$$

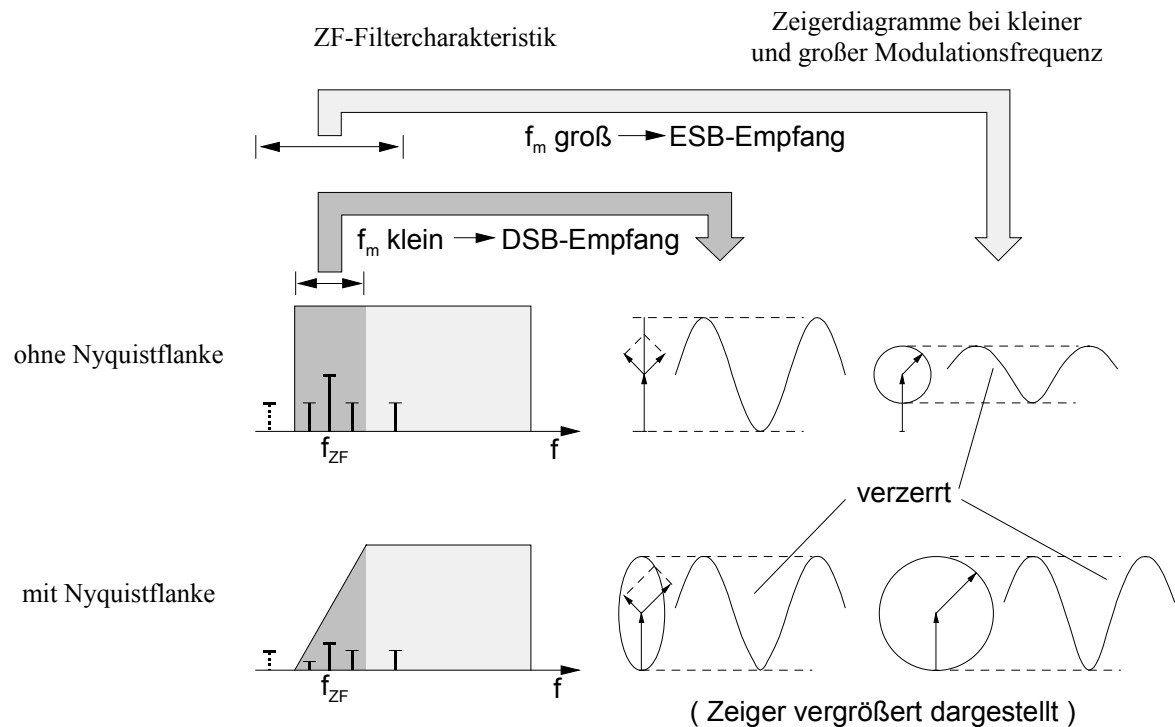
Spiegelfrequenzdämpfung a



$$a = 20 \cdot \lg \frac{|U(f_T)|}{|U(f_T + 2f_{ZF})|}$$

Aufgabe des ZF-Filters Kanalselektion (Trennschärfe),
ideale Charakteristik: Rechteckförmiger Bandpaß mit einer Bandbreite entsprechend dem Kanalraster

ZF-Filter mit Nyquistflanke für Restseitenbandempfang:
(z.B. Fernsehempfänger)



Der Träger wird auf die Mitte der Nyquistflanke umgesetzt, so daß seine Amplitude halbiert wird (6 dB Dämpfung). Dadurch wird die Amplitude der demodulierten Schwingung bei kleiner Modulationsfrequenz (DSB-AM) auf den Wert reduziert, der sich für große Modulationsfrequenzen (ESB-AM) ergibt. Der Übergang erfolgt fließend durch unsymmetrische Dämpfung der beiden Seitenlinien.

Ohne Nyquistflanke ergibt sich ein Amplitudensprung zwischen Signalen kleiner und großer Modulationsfrequenz, entsprechend DSB- und ESB-AM-Bereich.

Die Grenze zwischen DSB- und ESB-AM ergibt sich aus der ZF-Charakteristik. Im dargestellten Beispiel ist dies die Frequenzdifferenz zwischen der Frequenz f_{ZF} und der unteren ZF-Bandpaßgrenzfrequenz. Bis hierhin werden zwei Seitenlinien übertragen, bei größeren Modulationsfrequenzen wird die linke Seitenlinie unterdrückt.

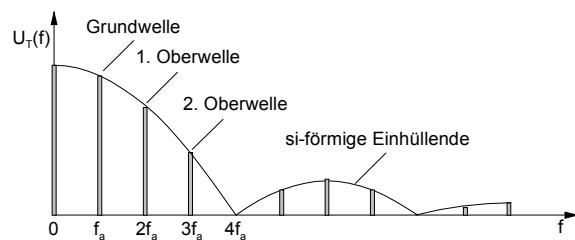
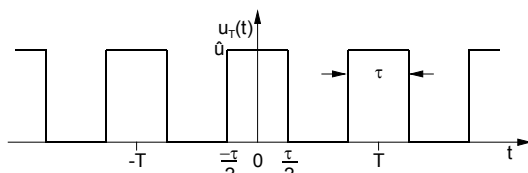
8.7. Pulsmodulationsverfahren

Amplituden- und Winkelmodulation: Träger ist sinusförmig

Pulsmodulation: Träger ist rechteckförmig

Das modulierende Signal wird abgetastet. Das Abtasttheorem ist einzuhalten.

Zeitfunktion und Spektrum des rechteckförmigen Trägers



Abtastfrequenz

$$f_a = \frac{1}{T}$$

Amplituden der Spektrallinien $c_n = \frac{1}{T} \cdot \int u(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt$
 mit $\omega_0 = \omega_a = 2\pi f_a = \frac{2\pi}{T}$

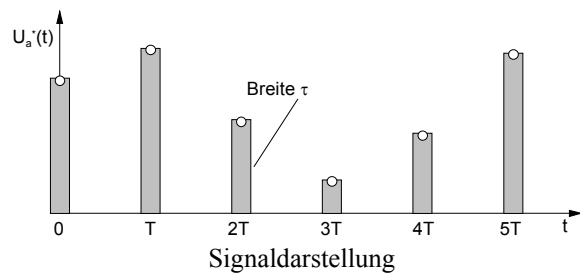
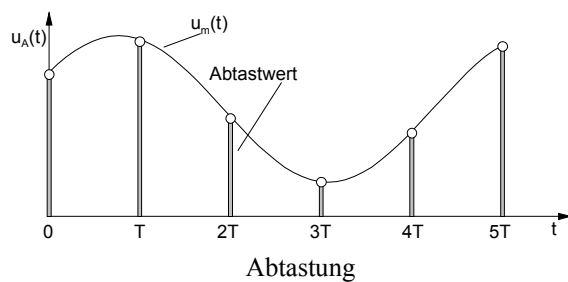
Fourierreihe $u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \cdot e^{+jn\omega_0 t}$

1. Nullstelle Einhüllende $f_{1N} = \frac{f_a}{p}$
 mit $p = \frac{\tau}{T}$ (Tastverhältnis)

Grenzfall: $\tau \rightarrow 0$ ergibt eine Diracimpulsfolge
 Spektrum mit 1. Nullstelle im Unendlichen (weiße Einhüllende)

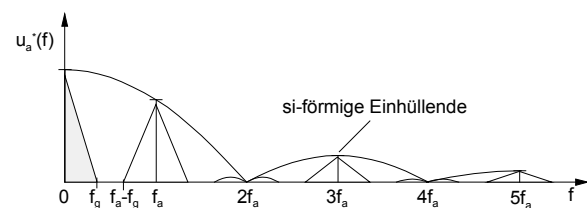
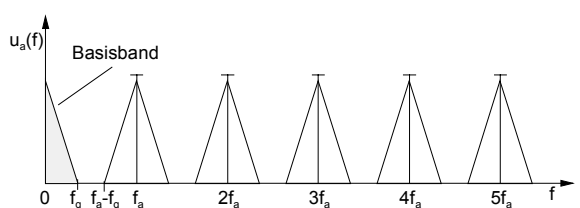
8.7.1. Pulsamplitudenmodulation (PAM)

Impulsamplitude ist proportional zur Signalamplitude des modulierenden Signals



Allgemeines Spektrum

- eines zeitkontinuierlichen Signals
- eines mit zeitverschobenen Diracimpulsen ideal abgetasteten Signals
- eines PAM-Signals mit der Pulsbreite τ (Einfluß einer Haltefunktion)



Abtasttheorem: $f_a \geq 2 \cdot f_g$ bzw. $T \leq \frac{T_{\min}}{2}$

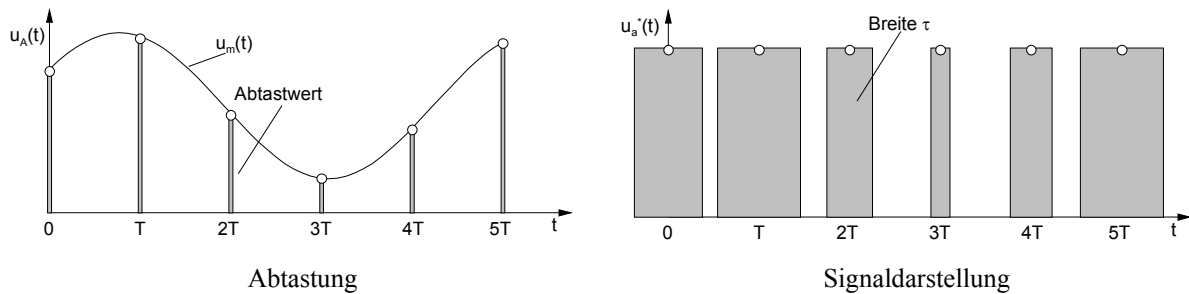
Auf eine Schwingungsperiode des Signals müssen mindestens zwei Abtastwerte entfallen!

Demodulation PAM: Tiefpaß mit $f_g = \frac{f_a}{2}$ (Nyquistfrequenz)

(vom gesamten mit $n \cdot f_a$ periodischen Spektrum bleibt nur das Basisband übrig)

8.7.2. Pulsdauermodulation (PDM)

Impulsdauer ist proportional zur Signalamplitude



Vorteil: Impulsamplitude konstant
nur zwei Amplitudenstufen
Störunterdrückung durch Begrenzer möglich (vgl. FM)

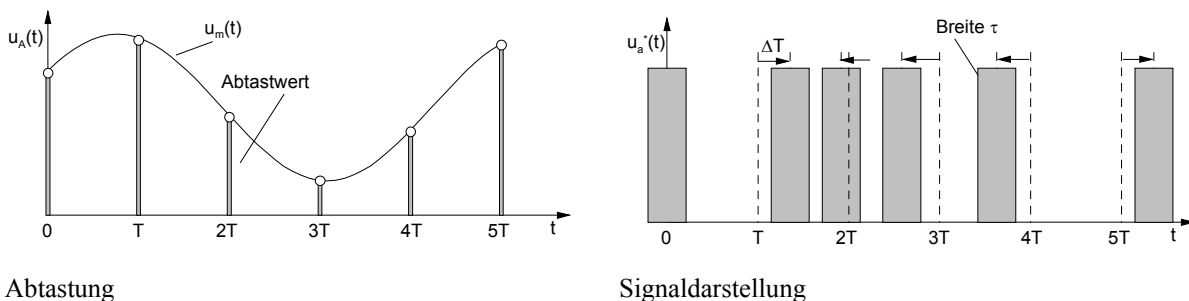
Spektrum: komplizierte Struktur
– Basisband in Originallage vorhanden
– Träger mit Oberwellen, jeweils mit Seitenbändern, die breiter sind als das Basisband

Demodulation PDM: Tiefpaß $f_g = \frac{f_a}{2}$ (Nyquistfrequenz)
(Vom gesamten Spektrum bleibt nur das Basisband übrig)

8.7.3. Pulsphasen- (PPhM) und Pulsfrequenzmodulation (PFM)

Pulsphasenmodulation (PPhM)

Impulsphase ist proportional zur Signalamplitude.



$$\text{Phasenhub } \Delta\Phi = \frac{\Delta T}{T} \cdot 2\pi$$

Vorteil: vergleiche PDM

Spektrum: komplizierte Struktur, ähnlich PhM und FM (Besselfunktionen für Seitenlinien)
Basisband entspricht dem differenzierten Modulationssignal

Demodulation PPhM: Tiefpaß mit $f_g = \frac{f_a}{2}$ (Nyquistfrequenz) und nachgeschaltetem Integrator

Umwandlung PPhM in PDM (Nachtastung) und anschließende Demodulation mit Tiefpaß gemäß PDM

Pulsfrequenzmodulation (PFM)

Impulsfrequenz ist proportional zur Signalamplitude.

Nachteil: Phasenhub $\Delta\Phi = \frac{\Delta f}{f_m}$ steigt zu tiefen Signalfrequenzen hin an. Insbesondere bei Zeitmultiplexsystemen kann max. Phasenhub nur bei niedrigster Modulationsfrequenz ausgenutzt werden.

8.8. Zeitmultiplextechnik

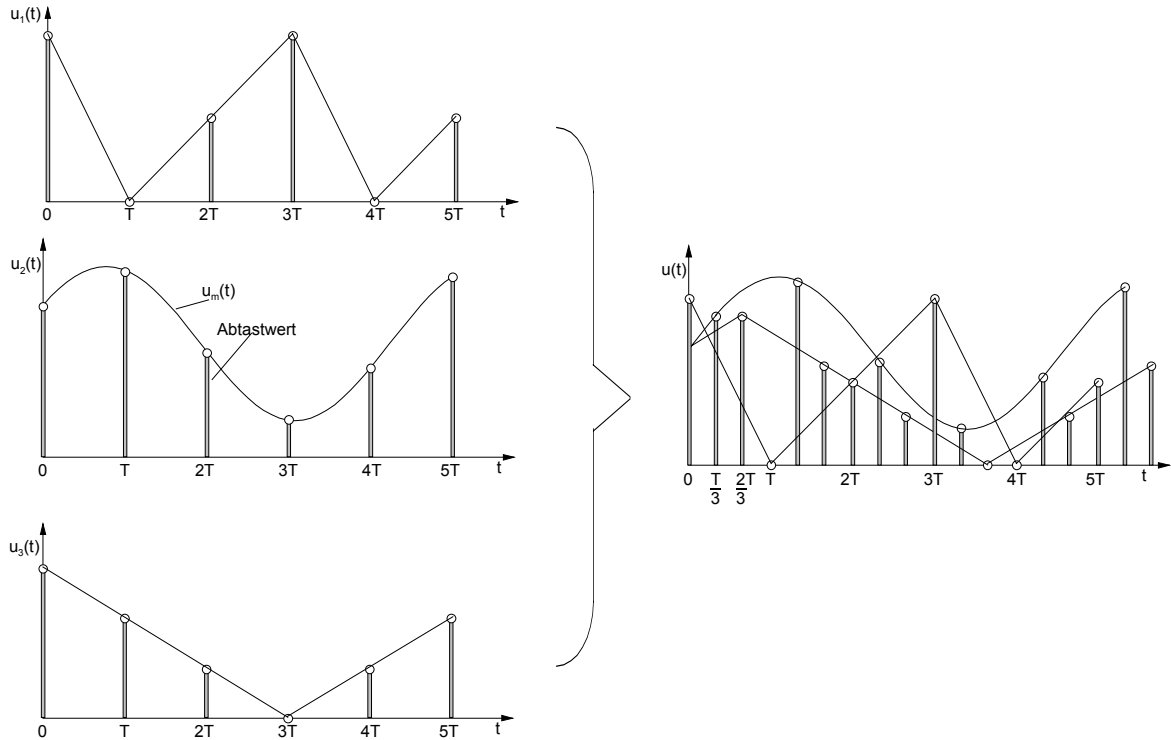
Frequenzmultiplex: Kanäle in Spektren nebeneinander

- Selektion (ideal): rechteckförmiger Bandpaß
- Fehler: spektrales Übersprechen

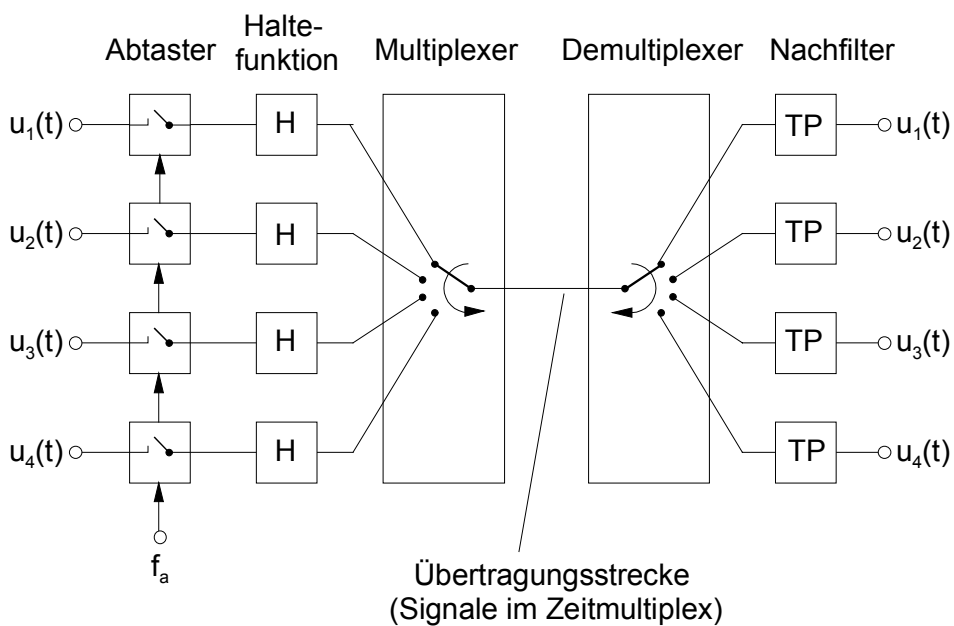
Zeitmultiplex: Kanäle in Zeitschlitzen nebeneinander

- Selektion (ideal): rechteckförmiges, periodisches Zeitfenster
- Fehler: zeitliches Übersprechen

Beispiel: Zeitmultiplex mit 3 PAM-Signal

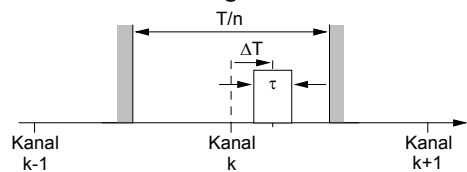


Prinzipschaltung (hier dargestellt für 4 Signale)



Pulsmodulationsparameter bei Zeitmultiplex:

- Abtastintervall pro Kanal: $T \quad \left(f_a = \frac{1}{T} \right)$
- Kanalzahl: n
- verfügbarer Zeitschlitz pro Kanal: $\frac{T}{n}$
- Auswirkungen für PAM: max Impulsbreite $\frac{T}{n}$
(Haltefunktion)
- Auswirkungen für PDM: max. Breitenmodulation bis $\frac{T}{n}$
- Auswirkungen für PPM: max. Phasenhub gemäß Skizze



Randbedingung:

$$\Delta T + \frac{\tau}{2} \leq \frac{T/n}{2}$$

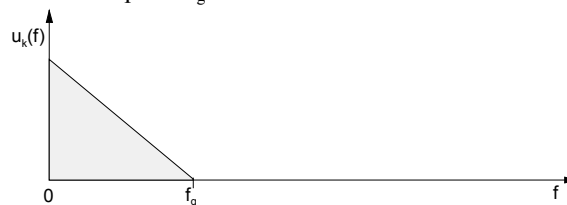
Phasenhub:

$$\Delta \Phi = 2\pi \cdot \frac{\Delta T}{T}$$

$$\Delta \Phi \leq \pi \cdot \left(\frac{1}{n} - \frac{\tau}{T} \right)$$

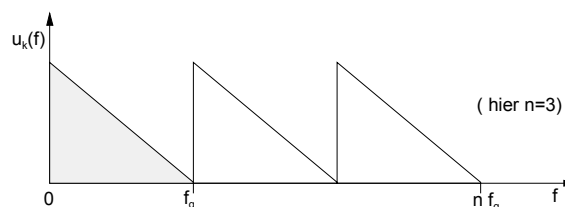
Gegenüberstellung Frequenzmultiplex / Zeitmultiplex

Gegeben: n Signale mit Grenzfrequenz f_g



Frage: Bandbreitebedarf bei Frequenz- bzw. Zeitmultiplexübertragung

Bandbreite Frequenzmultiplex: $n \cdot f_g$ (Übertragung in ESB-AM)

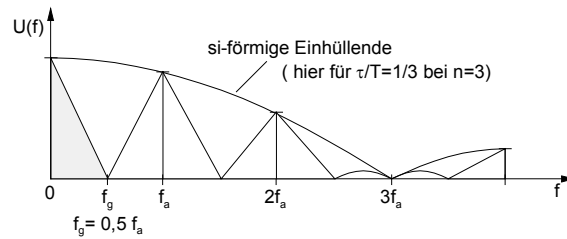


Bandbreite Zeitmultiplex: Das Zeitmultiplexspektrum weist die gleiche Struktur auf wie das von einem

Einzelabtastsignal mit einer Haltefunktion der zeitlichen Breite $\frac{T}{n}$. Das Spektrum ist

theoretisch ∞ breit. Wird es auf den Bereich bis zur ersten Nullstelle $f_{1N} = \frac{n}{T} = n \cdot f_a$

(Hauptfrequenzbereich) begrenzt, ist der Bandbreitebedarf doppelt so groß wie bei Frequenzmultiplex.

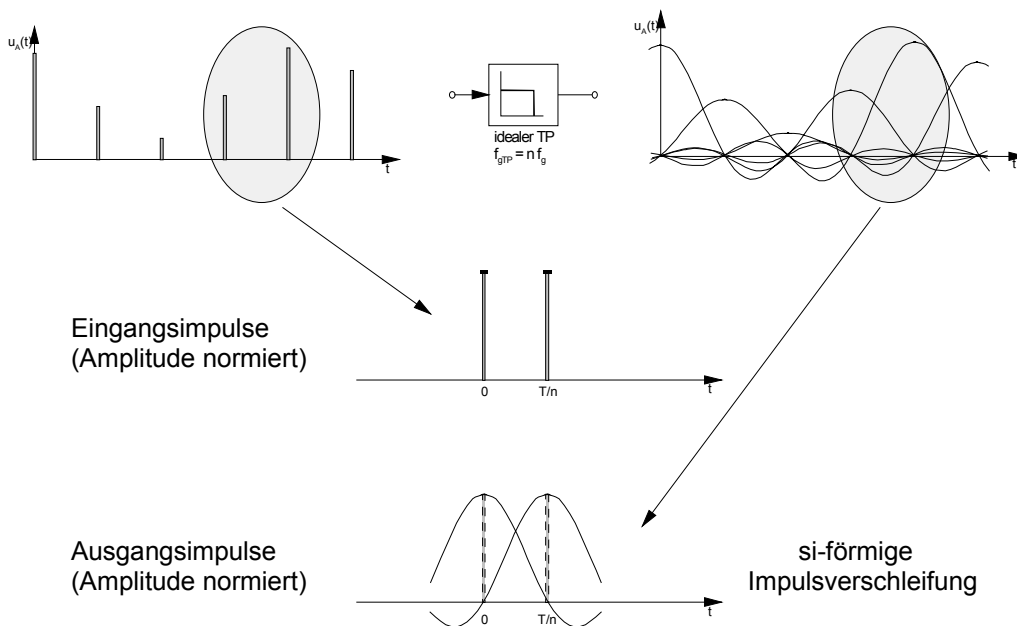


Einhüllende si-Funktion: $\sim \text{si}\left(k\pi \frac{\tau}{T}\right) = \text{si}\left(k \frac{\pi}{n}\right)$

1. Nullstelle der Einhüllenden: $k=n$ bzw. $n:f_a$

Ideale Bandbegrenzung des Zeitmultiplex-Abtastspektrums auf gleiche Bandbreite $n:f_g$ wie bei Frequenzmultiplex

Annahme : PAM im Zeitmultiplex ohne Haltefunktion (Diracimpulsdarstellung)



Ergebnis: Wird eine ideale Abtastfolge (Diracimpuls) mit einem idealen Tiefpaß der Bandbreite $f_{gTP}=n:f_g$ gefiltert, so wird jeder Abtastimpuls zu einer si-Funktion (Impulsantwort) verschliffen, dessen

1. Nullstelle genau im zeitlichen Abstand $\frac{T}{n}$ des Nachbarimpulses liegt (Interferenzfreie

Impulsübertragung).

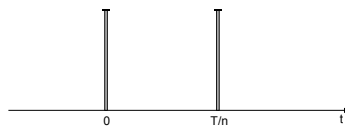
Durch eine neue Abtastung hinter dem Tiefpaß bzw. nach der Übertragung (der Tiefpaß entspricht dann der Übertragungskanal-Charakteristik) zu den Zeitpunkten $a \cdot \frac{T}{n}$ können die ursprünglichen

Impulsamplituden wiedergewonnen werden.

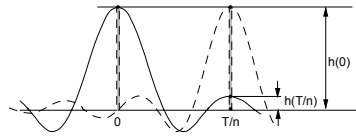
Die Zeitmultiplexübertragung von n Signalen der Bandbreite f_g erfordert mit $n:f_g$ also auch nur die Übertragungsbandbreite einer Frequenzmultiplexübertragung in ESB-AM! Damit sind beide Verfahren vom Bandbreitebedarf her gleichwertig!

Übertragungseigenschaften bei allgemeiner Tiefpaßgrenzfrequenz f_{gTP} :

Eingangsimpulse



Ausgangsimpulse



Ausgangsimpulsform:

$$h(t) = 2 \cdot f_{gTP} \cdot \text{si}(2\pi f_{gTP} \cdot t)$$

Zeitliches Übersprechen:

$$\ddot{u} = \frac{h(T/n)}{h(0)} = \text{si}\left(2\pi f_{gTP} \frac{T}{n}\right) = \text{si}\left(2\pi \frac{f_{gTP}}{n \cdot f_a}\right)$$

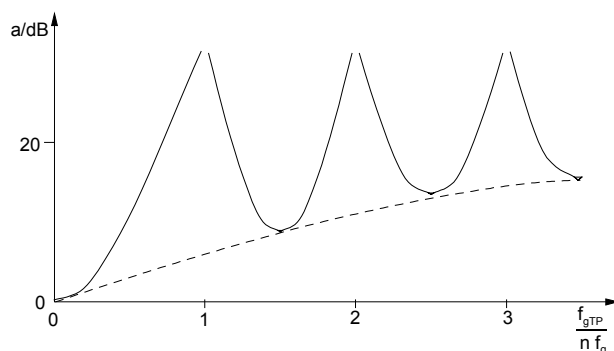
$$\ddot{u} = \text{si}\left(\pi \frac{f_{gTP}}{n \cdot f_g}\right)$$

Übersprechdämpfung:

$$a = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{|\ddot{u}|}\right) = -20 \cdot \log|\ddot{u}|$$

$$a = -20 \cdot \log\left|\text{si}\left(\pi \cdot \frac{f_{gTP}}{n \cdot f_g}\right)\right| \quad [\text{dB}]$$

Graphische Darstellung der Übersprechdämpfung a in dB



- f_{gTP} TP-Grenzfrequenz (Übertragungskanal-Bandbreite)
- f_g Grenzfrequenz pro Signal
- n Anzahl der Signale im Multiplex

Diskussion: Für

$$f_{gTP} = n \cdot f_g$$

$$f_{gTP} = 2 \cdot n \cdot f_g$$

$$f_{gTP} = 3 \cdot n \cdot f_g$$

usw.

ergibt sich eine unendliche Dämpfung, d.h. es existiert kein Übersprechen (Nullstellen der si-förmigen Impulsantwort bei den Nachbarimpulsen).

Ist die Tiefpaßgrenzfrequenz bzw. die Übertragungskanal-Bandbreite f_{gTP} kein ganzzahliges Vielfaches von $n \cdot f_g$, ergibt sich immer ein Übersprechen.

Anmerkung: Die Berechnung des Übersprechens bezieht sich auf eine ideale Tiefpaßcharakteristik des Übertragungskanals. Bei Abweichung (z.B. cos-förmige Filterflanke) muß anstelle der si-Impulsverschleifung die Impulsantwort des vorliegenden Tiefpasses zugrunde gelegt werden!.